



Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT  
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum  
8000 München 80, Balanstraße 73

7.11.75

# Infrarot-Tonübertragung

Von Rudolf Knauer

Diplomphysiker Rudolf Knauer  
Siemens Aktiengesellschaft  
Bereich Bauelemente, München  
Anwendungstechnik Optoelektronik

1. Einleitung
2. Grundsätzliche Betrachtungen zur IR-Tonübertragung
  - 2.1 Erforderliche Sendeleistung
  - 2.2 Einfluß des Umgebungslichtes
  - 2.3 Einfluß der Lichtart und des Filters auf den Fotodioden-Gleichstrom
  - 2.4 Größe des Nutz-Fotodiodenstromes
  - 2.5 Betrachtungen zum Störabstand
3. Der Sender
  - 3.1 FM-Übertragungsverfahren
  - 3.2 Sendediode LD 241
  - 3.3 Aufbau des Senders
4. Der Empfänger
  - 4.1 Schaltung
  - 4.2 FM-Demodulator
    - 4.2.1 Wirkungsweise des Phasendetektors
    - 4.2.2 Dimensionierung des Phasenschieberkreises
5. Kenndaten des Versuchsgerätes
6. Abschließende Bemerkungen und Literatur
7. Verzeichnis der verwendeten Symbole

# 1. Einleitung

Die drahtlose Informationsübermittlung geschieht in der Regel über elektromagnetische Funkwellen. In Fällen, in denen diese Übertragungsart wegen unzulässiger Störstrahlung ausgeschlossen ist, bieten sich folgende Ausweichmöglichkeiten an:

- a) Übertragung mittels Licht
- b) Übertragung mittels Schall
- c) induktive (magnetische) Übertragung
- d) kapazitive (elektrische) Übertragung

Die Verfahren c und d besitzen ein beschränktes Wirkungsfeld.

Die Informationsübertragung mittels Licht hat dagegen in jüngster Zeit durch die Entwicklung der Lumineszenzdioden wieder an Bedeutung gewonnen. Besonders effektiv ist die Verwendung von Infrarotlicht, da Lumineszenzdioden im IR-Bereich (Wellenlänge ca. 950 nm) ihren höchsten Wirkungsgrad haben. Auch auf der Empfangsseite stehen in den Silizium-Dioden geeignete Lichtdetektoren zur Verfügung.

Gegenüber der Ultraschall-Übertragung ergeben sich vor allem folgende Vorteile:

- Höhere Trägerfrequenz und insbesondere wesentlich breitbandigere Modulation möglich
- keine störenden räumlichen Interferenzen
- keine Störungen durch Klirrgeräusche

Neben der bereits viel verwendeten Übertragung mit gebündeltem Licht, zum Beispiel in Lichtschranken und Lichtsprechgeräten, findet heute auch die nichtrichtungsgebundene, diffuse Abstrahlung in geschlossenen Räumen zunehmendes Interesse. So zeichnen sich als Anwendungsgebiete die drahtlose Tonübertragung für Kopfhörer zum Empfang von Fernseh- und Rundfunkton sowie die Informationsübermittlung im Rahmen von Schulungen, Konferenzen ab.

Eine weitere Möglichkeit, bei der allerdings ein gewisser Richteffekt ausgenutzt wird, ist die Fernsteuerung von Fernsehgeräten, Modellen und ähnlichen technischen Einrichtungen.

Die vorliegende Technische Mitteilung befaßt sich mit den Problemen der IR-Tonübertragung in abgeschlossenen Räumen. Es wird eine Übertragungsanlage für Mono-Ton beschrieben, mit der zum Beispiel der Fernseh- oder Rundfunkton innerhalb eines Raumes drahtlos auf Kopfhörer übertragen werden kann.

Als optoelektronische Bauteile werden zwei Neuentwicklungen von Siemens verwendet: Die GaAs-Lumineszenzdiode LD 241 als Sender und die besonders kapazitätsarme Si-Fotodiode BPW 34 als Empfänger.

# 2. Grundsätzliche Betrachtung zur IR-Tonübertragung

Setzt man voraus, daß ein gleichbleibend guter Empfang an beliebigen Stellen eines Raumes möglich sein soll, muß eine diffuse Verteilung der Sendeleistung angestrebt werden. Der Sender muß so viel Leistung liefern, daß überall im Raum eine gewisse Mindest-Energiedichte vorhanden ist. Er muß die von den Wänden und Gegenständen absorbierte sowie die durch Fenster entweichende Strahlungsleistung ständig nachliefern. In erster Näherung ist also die Oberfläche des Raumes für die aufzubringende Sendeleistung maßgebend. Gut reflektierende Wände und wenig absorbierende Materialien im Raum sind von Vorteil.

Wie groß muß nun die nötige Mindest-Bestrahlungsstärke sein? Dies hängt vor allem von dem geforderten Störabstand, der vorhandenen Beleuchtung und den verfügbaren Filtern ab.

Fremdlicht ist das größte Problem. Insbesondere ist eine Beleuchtung mit Glühlampen ungünstig, da das Maximum der spektralen Energieverteilung hier ziemlich genau mit dem Empfindlichkeitsmaximum der Fotodioden übereinstimmt. Leuchtstoffröhren sind in dieser Beziehung günstiger, um so mehr als man hier durch Vorschalten eines IR-Filters größere Verbesserungen als bei Glühlampenlicht erzielen kann. Ganz allgemein kann man sagen, je „kälter“ das Licht ist, desto geringer der Störeinfluß.

Wie kommt die Störung durch Fremdlicht zustande? Fremdlicht erzeugt in der Fotodiode einen Gleichstrom, der, wie alle Ströme, von einem Schrotstrom begleitet ist. Der Schrotstrom ist proportional der Wurzel aus dem Fotostrom und der Übertragungsbandbrei-

te. Der in den Nutz-Frequenzbereich fallende Anteil des Schrotrausches ist durch keine Maßnahme mehr vom Nutzsignal zu trennen. Bei üblicher Raumbeleuchtung ist die vom Gleichlicht hervorgerufene Störung bei weitem größer als das Rauschen des Nutzstromes oder des Verstärkers.

Als Faustregel kann gelten, daß bei einer Beleuchtungsstärke von ca. 1000 Lux eine Mindest-Nutz-Bestrahlungsstärke von rund 1 nW/mm<sup>2</sup> am Ort der Empfangsdiode erforderlich ist. Die quantitativen Zusammenhänge werden in den folgenden Abschnitten behandelt.

## 2.1 Erforderliche Sendeleistung

Bei IR-Sendediode werden im Schnitt 6 % der zugeführten elektrischen Leistung in IR-Strahlung mit einer Wellenlänge von ca. 950 nm umgewandelt. In einem Raum mit der Oberfläche  $O$  wird an den Wänden die Energie

$$P_s = O (1 - \rho) E_e \quad (1)$$

vernichtet, wenn unter  $\rho$  der mittlere Reflexionsfaktor und unter  $E_e$  die Bestrahlungsstärke verstanden wird. Index  $e$  steht für „energetisch“, im Gegensatz zu  $v =$  „visuell“. Damit ist der Zusammenhang zwischen der erforderlichen Sendeleistung und der geforderten Mindest-Bestrahlungsstärke gegeben.

Zum Beispiel ist für einen Raum von 100 m<sup>2</sup> Oberfläche bei  $\rho = 50\%$  eine Sendeleistung von 50 mW, entsprechend einer zugeführten Leistung von rund 850 mW, nötig, um an allen Stellen der Oberfläche eine Bestrahlungsstärke von 1 nW/mm<sup>2</sup> zu erzeugen. Dies

gilt jedoch nur unter idealisierten Bedingungen bei völlig diffuser Strahlungsverteilung. In der Praxis wird man aber teilweise gerichtete Strahlung vorliegen haben und zwar um so mehr, je stärker man sich dem Sender nähert und je weniger die Wände reflektieren. Die Beziehung (1) kann also nur Richtwerte liefern. Die Bestrahlungsstärke innerhalb des Raumes ist eher größer als die mittlere Bestrahlungsstärke an den Wänden.

Beschränkt man sich auf den gerichteten Anteil der Strahlung, so gilt für die Bestrahlungsstärke im Abstand  $r$  senkrecht zur Sendeoberfläche:

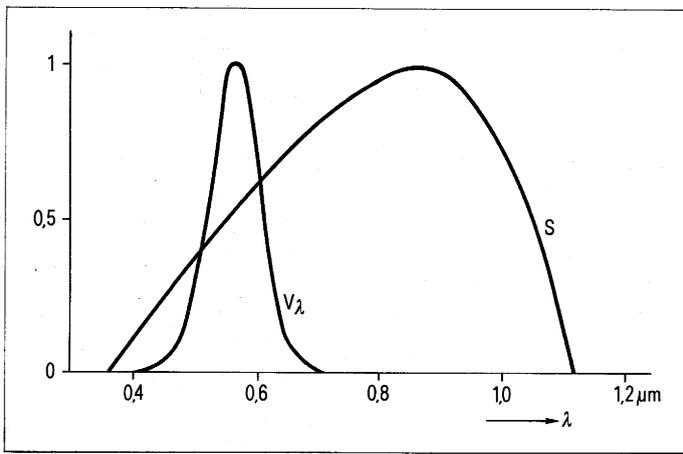
$$E_e = \frac{I_s}{r^2} \quad (2)$$

$I_s$  ist die Strahlungsstärke in W/Raumwinkel. Bei einem flächenhaften (Lambert'schen) Strahler besteht zwischen der insgesamt abgestrahlten Energie  $P_s$  und der Strahlungsstärke  $I_s$  in Achsenrichtung die Beziehung:

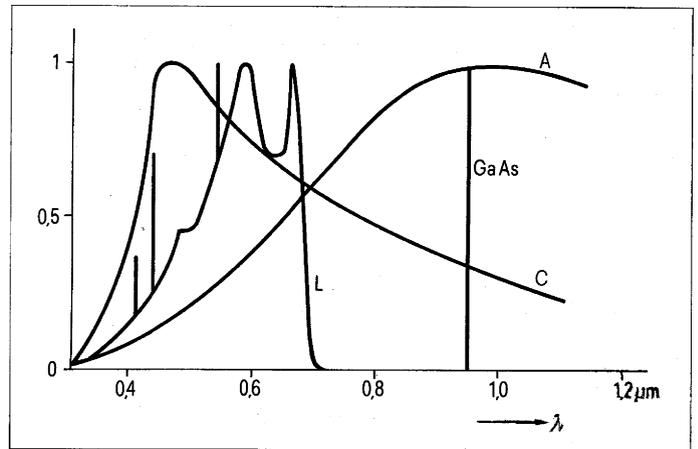
$$I_s = \frac{P_s}{\pi} \quad (3)$$

Bei der Sendediode LD 241 ist dies näherungsweise erfüllt, wenn keine zusätzliche Optik verwendet wird.

In geschlossenen Räumen gilt die Beziehung (2) nur in unmittelbarer Nähe des Senders. Bereits im Abstand des halben Raumdurchmessers überwiegt der von den Wänden reflektierte Anteil bei weitem, wenn der Wand-Reflexionsfaktor nicht anomal klein ist und keine Bündelung der Senderstrahlung vorgenommen wird.



**Bild 1**  
Relative spektrale Empfindlichkeit S der Silizium-Fotodiode BPW 34 und Augenempfindlichkeitskurve  $V_\lambda$ .



**Bild 2**  
Relative spektrale Energieverteilungen  
A Glühllicht,  $T = 2958 \text{ K}$  (Normlicht A)  
C diffuses Tageslicht (Normlicht C)  
L Leuchtstoffröhrenlicht (Universal-Weiß)

## 2.2 Einfluß des Umgebungslichtes

Für die Beurteilung der Störwirkung des Umgebungslichtes ist es zweckmäßig, zunächst von Glühllicht mit der Farbtemperatur 2856 K (Normlicht A) auszugehen, da die Datenblattangaben optischer Empfänger meist hierauf bezogen sind. Der von Normlicht A hervorgerufene Foto-Diodengleichstrom beträgt:

$$I_{GA} = S \cdot E_v \quad (4)$$

$S$  = Empfindlichkeit der Fotodiode in A/Lux

$E_v$  = Beleuchtungsstärke in Lux

Allgemein hat der einem Gleichstrom  $I_G$  überlagerte Schrotstrom die Größe:

$$i_G = \sqrt{2 e I_G \Delta f} \quad (5a)$$

oder, in einer für die Praxis geeigneteren Form:

$$i_G/\text{pA} = 18 \cdot \sqrt{I_G/\mu\text{A} \cdot \Delta f/\text{kHz}} \quad (5b)$$

Mit  $E_v = 1000 \text{ Lux}$ ,  $S = 50 \text{ nA/Lux}$  und  $\Delta f = 20 \text{ kHz}$  ergibt sich zum Beispiel ein effektiver Schrotstrom  $i_G$  von 570 pA.

Bei konstanter, in Lux gemessener Beleuchtungsstärke, hängt die Größe des Diodengleichstromes  $I_G$  noch entscheidend von der Art des Lichtes und dem verwendeten IR-Filter ab, wie die folgenden Ausführungen zeigen.

## 2.3 Einfluß der Lichtart und des Filters auf den Fotodioden-Gleichstrom

Drei Lichtarten werden näher betrachtet:

- a Glühllicht
- b natürliches Tageslicht
- c Licht von Leuchtstoffröhren

Si-Dioden haben ihr spektrales Empfindlichkeitsmaximum bei ca. 800 nm (**Bild 1**). Sie bewerten also Licht im nahen Infrarot besonders stark. Für eine feste Beleuchtungsstärke (zum Beispiel 1000 Lux) liefert eine Fotodiode einen um so größeren Strom, je mehr Spektralanteil der Lampe im nahen Infrarot liegt. Auch die Strahlung von GaAs-Dioden wird mit gutem Wirkungsgrad in Strom umgewandelt. Lichtquellen mit überwiegend kürzeren Wellenlängen (kaltes Licht) werden schwächer bewertet. Geht man von einer konstanten Lux-Zahl aus und berechnet den auf Normlicht A bezogenen Fotostrom einer beliebigen Lichtquelle als Lichtfaktor  $k$ , so gilt näherungsweise:

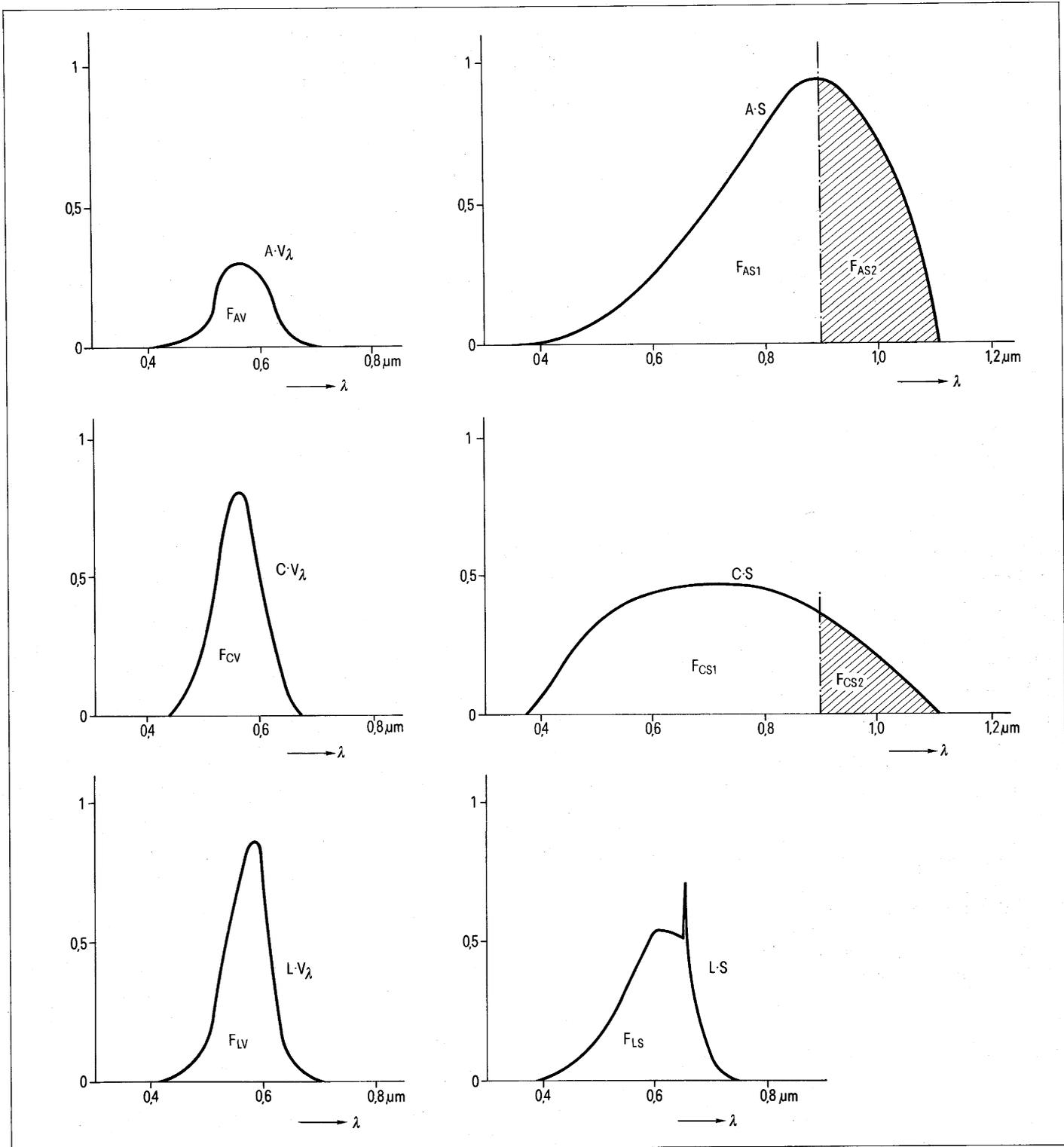
Glühllicht (Normlicht A)	$k = 1$
Tageslicht (Normlicht C)	$k = 0,3$
Leuchtstoffröhrenlicht (Universal-Weiß)	$k = 0,12$

Die spektrale Energieverteilung dieser Lichtsorten ist in **Bild 2** wiedergegeben. Beim Lichtartfaktor  $k$  für Glühllicht ist der Einfluß der Farbtemperatur relativ gering, insbesondere für  $T < 3000 \text{ K}$ . Dies erklärt sich dadurch, daß die Spektralkurven im Bereich  $< 1000 \text{ nm}$  durch Gerade angenähert werden können, da die Maximas bei Wellenlängen  $> 1000 \text{ nm}$  liegen. Damit bleibt die vom Auge registrierte Helligkeit und der Fotodiodenstrom immer im gleichen Verhältnis zu-

einander. Am Verhältnis Lux/Fotostrom wird also in erster Näherung nichts geändert. Auch der Begriff „Tageslicht“ kann sehr weit gefaßt werden. Erfahrungsgemäß ist zum Beispiel der Unterschied zwischen direktem Sonnenlicht und Licht bei bewölktem Himmel bezüglich des Lichtartfaktors  $k$  gering. Bei Licht von Leuchtstoffröhren bestehen größere Unterschiede zwischen den einzelnen Typen. Hier wird deshalb immer das meistverwendete „Universal-Weiß“ zugrunde gelegt.

In **Bild 3** ist die Bewertung der drei genannten Lichtarten sowohl durch das Auge als auch durch eine Si-Fotodiode veranschaulicht. Auf der rechten Bildhälfte ist die Bewertung durch die Fotodiode, auf der linken Bildhälfte die Bewertung durch das Auge dargestellt. Die Bewertungskurven sind durch Produktbildung aus spektraler Energieverteilung des betreffenden Lichtes (siehe **Bild 2**) und der spektralen Empfindlichkeitsverteilung von Auge bzw. Fotodiode (siehe **Bild 1**) ermittelt worden. Das Verhältnis der rechten zur linken Kurvenfläche innerhalb einer Zeile ist ein Maß für den zu erwartenden Fotostrom, wenn die in Lux gemessene Beleuchtungsstärke konstant gehalten wird. Für die drei Lichtarten a, b, c ergeben sich folgende Flächenverhältnisse:

	normiert auf $V_A = 1$	
$V_A = \frac{F_{AS}}{F_{AV}} = 9,5$		1
$V_C = \frac{F_{CS}}{F_{CV}} = 2,7$		0,28
$V_L = \frac{F_{LS}}{F_{LV}} = 1,1$		0,12



Diese Werte entsprechen bei Normierung den oben aufgeführten Lichtartfaktoren  $k$  und stimmen mit den experimentell gefundenen Werten gut überein.

Im Interesse eines großen Störabstandes muß man den Umlicht-Anteil im Fotostrom möglichst gering halten. Das Umgebungslicht kann man teilweise durch Filter aussperren, darf dabei jedoch das Nutzlicht, das bei GaAs-Dioden im Bereich zwischen 920 und 980 nm liegt, nicht wesentlich abschwächen.

Bei einem Kantenfilter mit einer Grenzwellenlänge von 900 nm werden nur die in **Bild 3** schraffiert eingezeichneten Lichtanteile durchgelassen. Das Filter bewirkt also eine Verringerung des vom Umgebungslicht stammenden Fotostromes um einen Faktor, der dem Flächenverhältnis des schraffierten Anteils zur Gesamtfläche entspricht. Die Filterfaktoren  $\alpha_1$  (Index 1 bedeutet „bezogen auf die jeweilige Lichtart“, also  $l = A, C, L$ ) ergeben sich aus **Bild 3 a** und **3 b** zu:

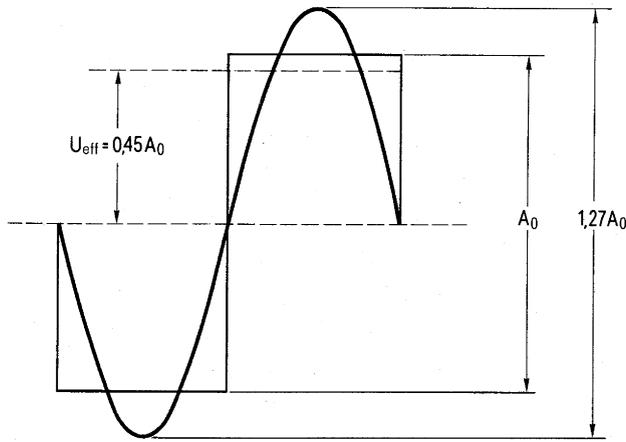
$$V'_A = \frac{F_{AS2}}{F_{AS1} + F_{AS2}} = 0,4 = \alpha_A$$

$$V'_C = \frac{F_{CS2}}{F_{CS1} + F_{CS2}} = 0,17 = \alpha_C$$

**Bild 3**  
Spektrale Bewertung verschiedener Lichtquellen durch das Auge bzw. eine Silizium-Fotodiode (BPW 34)  
a) Normlicht A  
b) Normlicht C  
c) Leuchtstoffröhrenlicht „Universal-Weiß“

Bei Licht von Leuchtstoffröhren (**Bild 3 c**) würde man nach dieser Darstellung den Umlichteinfluß völlig ausschalten können. Praktische Versuche haben aber gezeigt, daß Leuchtstoffröhrenlicht auch noch spektrale Anteile im Bereich über 900 nm besitzt. Der Filterfaktor  $\alpha_L$  liegt, experimentell bestimmt, bei etwa

**Bild 4**  
Rechteckimpuls und  
zugehöriger Grundwellenanteil



1/30. Bei älteren Leuchtstoffröhren kann er auch etwas höher sein.

Zusammengefaßt ergeben sich also bei Verwendung eines Kantenfilters mit Grenzwellenlänge 900 nm folgende Bewertungsfaktoren für die Schädlichkeit des Umgebungslichtes:

Bewertungsfaktor  $k_{\alpha_1}$ ,  
bezogen auf ungefiltertes  
Glühlicht (= 1)

Glühlicht	0,4
Tageslicht	0,05
Leuchtstoffröhrenlicht	0,004

Bezogen auf gleichen Störeinfluß kann man also bei Leuchtstoffröhrenlicht mit IR-Filter rund die 250fache, bei Tageslicht die 20fache Beleuchtungsstärke gegenüber ungefiltertem Glühlicht zulassen. Ein IR-Filter bei Glühlicht dagegen bringt nur eine Verbesserung um den Faktor 2,5.

## 2.4 Größe des Nutz-Fotodiodenstromes

Bei monochromatischem Licht, also auch bei Lumineszenzdioden, ist es zweckmäßig, für Empfindlichkeitsbetrachtungen das energetische Maßsystem zu benutzen, also nicht von der Beleuchtungsstärke  $E_v$  in Lux, sondern von der Bestrahlungsstärke  $E_e$  in  $W/m^2$  auszugehen. Man erhält dann eine sehr einfache Beziehung für den Nutz-Fotodiodenstrom (Signalstrom).

$$I_s = K A E_e \quad (6)$$

A ist die effektive Empfängerfläche,  $A E_e$  also die gesamte einfallende Nutzleistung  $P_e$ . K ist die energetische Empfindlichkeit von Si-Fotodioden. Für IR-Licht mit  $\lambda = 950$  nm hat K ziemlich ge-

nau den Wert 0,5, so daß man die einfache Näherungsformel erhält:

$$\text{Für } \lambda = 950 \text{ nm: } I_s \approx 0,5 P_e \quad (7)$$

Das bedeutet, die energetische Empfindlichkeit K der Fotodiode beträgt 0,5 A/W bzw. 0,5  $\mu A/\mu W$  oder auch 0,5 nA/nW.

Der allgemeine Ausdruck für die Größe K lautet:

$$K = \frac{e}{h\nu} \cdot \eta_q \quad (8)$$

Für die Praxis vereinfacht:

$$K = 0,8 \frac{\lambda}{\mu m} \cdot \eta_q$$

Darin bedeuten:

e = Elementarladung =  $1,6 \cdot 10^{-19}$  As

h = Plancksches Wirkungsquantum =  $6,62 \cdot 10^{-34}$   $Ws^2$

$\nu = \frac{c}{\lambda}$  = Lichtfrequenz

mit  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s,  $\lambda$  in m

$\eta_q$  = Quantenwirkungsgrad

Mit den Werten  $\lambda = 950$  nm und  $\eta_q = 65\%$  erhält man die oben angegebene Beziehung (7).

Für den Fall einer rechteckmodulierten Strahlung interessiert der Effektivwert der Grundwelle. Zur Veranschaulichung dient **Bild 4**. Einem Rechtecksignal mit der Amplitude  $A_0$  ist eine Grundwelle mit dem  $\frac{4}{\pi}$ -fachen Spitze-Spitze-Wert zugeordnet. Der Effektivwert ist um den Faktor  $2\sqrt{2}$  kleiner. Man erhält also für die Grundwelle eines rechteckförmigen Signalstromes mit der Amplitude  $A_0 = I_s$ :

$$I_{S1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_s = 0,45 I_s \quad (9)$$

## 2.5 Betrachtungen zum Störabstand

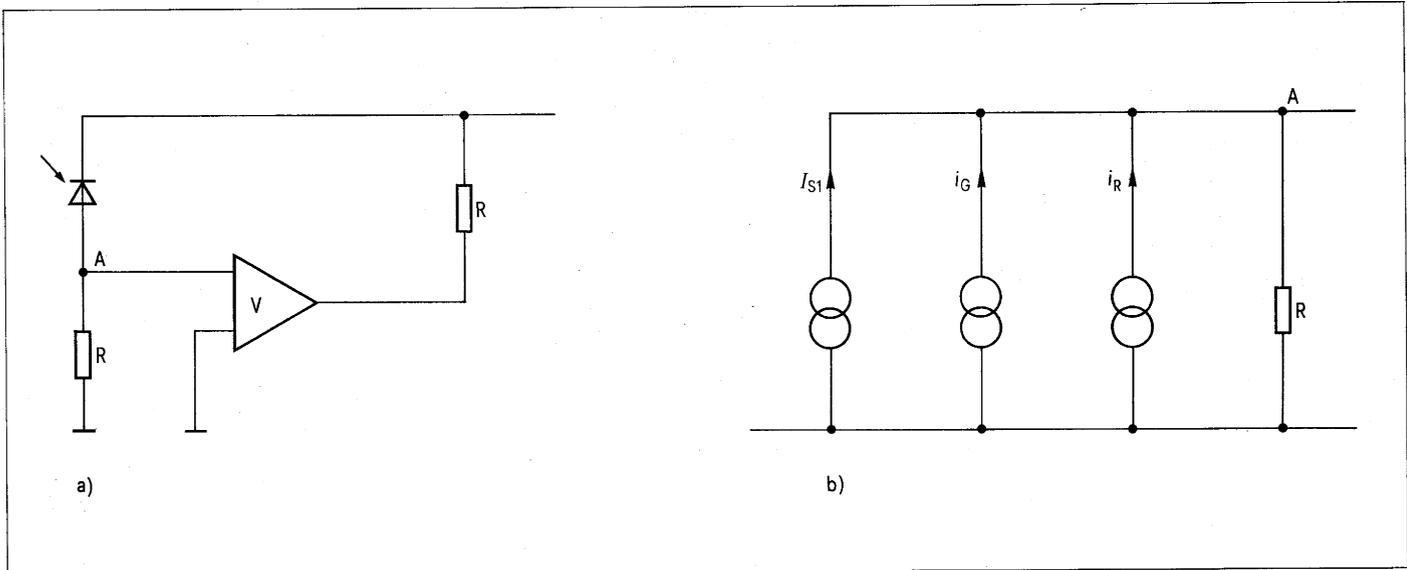
In nicht zu dunklen Räumen überwiegt das vom Umlicht erzeugte Störsignal alle übrigen Rauschquellen. Bei sehr geringem Umgebungslicht kommt noch das Rauschen des Eingangswiderstandes R der Empfängerschaltung hinzu. Das Rauschen des Verstärkers selbst kann bei  $f_0 = 100$  kHz meist vernachlässigt werden, ebenso das Rauschen des Dunkelstromes und des Signalstromes. Für das Signal-Rausch-Verhältnis ergibt sich damit folgender, vereinfachter, Ausdruck:

$$\frac{S}{N} = \frac{I_{S1}^2}{i_G^2 + i_R^2} \quad (10)$$

$I_{S1}$  = Grundwellenanteil des Fotodioden-Signalstromes

$i_G$  = effektive Rauscheinströmung des Umgebungslichtes

$i_R$  = effektive Rauscheinströmung des Eingangswiderstandes R.



**Bild 5**  
 Nutz- und Störströme am Eingang des Empfängers  
 a) Prinzipschaltung  
 b) Strom-Ersatzschaltbild

In **Bild 5** ist das Zusammenwirken von Nutz- und Störströmen skizziert.

Für  $i_R$  gilt die bekannte Beziehung:

$$i_R = \sqrt{\frac{4 k T_o \Delta f}{R}} \quad (11 a)$$

bzw. als zugeschnittene Größen-gleichung:

$$i_R / \text{pA} = 130 \sqrt{\frac{\Delta f / \text{kHz}}{R / k \Omega}} \quad (11 b)$$

Der vom Umgebungslicht stammende Rauschanteil  $i_G$  ergibt sich aus Gleichung (5). Hierzu muß jedoch der Stör-Gleichstrom  $I_G$  bekannt sein. Um auch verschiedene Lichtarten und den Einsatz von IR-Filtern zu berücksichtigen, wird die Gleichung (4), die zunächst nur für Normlicht A gilt, folgendermaßen erweitert:

$$I_G = s A k \alpha_1 E_v \quad (12)$$

Hierbei ist gleichzeitig die Empfindlichkeit S durch sA, also durch das Produkt aus spezifischer Empfindlichkeit s und Empfängerfläche A ersetzt worden. k und  $\alpha_1$  sind die in 2.3 besprochenen Lichtart- bzw. Filterfaktoren.

Bei Vernachlässigung des Widerstandsrauschens erhält man durch Einsetzen der Gleichungen (5), (6), (9) und (12) in (10) folgende vereinfachte Beziehung für das Signal-Rausch-Verhältnis:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{\pi^2 e} \cdot \frac{K^2 A E_c^2}{s k \alpha_1 E_v \Delta f} \quad (13)$$

Für die Praxis:

$$\frac{S}{N} = 6,2 \cdot 10^5$$

$$\frac{\frac{K^2}{\text{A/W}} \cdot \frac{A}{\text{mm}^2} \cdot \frac{E_c^2}{\text{nW/mm}^2}}{\frac{s}{\text{nA/Lux mm}^2} \cdot k \alpha_1 \frac{E}{\text{Lux}} \frac{\Delta f}{\text{kHz}}}$$

Es bedeuten:

K = Energetische Empfindlichkeit  $\frac{\text{A}}{\text{W}}$

A = Effektive Empfängerfläche  $\text{mm}^2$

$E_c$  = Bestrahlungsstärke  $\frac{\text{nW}}{\text{mm}^2}$

s = spezifische Empfindlichkeit  $\frac{\text{nA}}{\text{Lux mm}^2}$

k = Lichtartfaktor

$\alpha_1$  = Filterfaktor für die verwendete Lichtart

$E_v$  = Beleuchtungsstärke Lux

$\Delta f$  = Empfängerbandbreite kHz

Beispiel:

K = 0,5 A/W

$E_c$  = 1 nW/mm<sup>2</sup>

A = 15 mm<sup>2</sup> für 2 Dioden BPW 34

s = 7  $\frac{\text{nA}}{\text{Lux} \cdot \text{mm}^2}$  (Standardwert für Si-Fotodioden)

k ·  $\alpha_1$  = 1 (Glühlicht ohne Filter)

$E_v$  = 1000 Lux

$\Delta f$  = 20 kHz

In Gleichung (13) erhält man mit diesen vorgegebenen Werten ein Signal-Verhältnis  $\frac{S}{N} = 116$  und damit einen Störabstand von ca. 20 dB.

Für Tageslicht und IR-Filter  $\lambda_g = 900 \text{ nm}$ , also für einen Bewertungsfaktor  $k \alpha_1 = 0,05$ , würde sich unter sonst gleichen Bedingungen ein um 13 dB höherer Störabstand ergeben.

Der durch das Umgebungslicht bedingte Diodenstrom beträgt nach Gleichung (12) 105  $\mu\text{A}$  für ungefiltertes Normlicht A und 5  $\mu\text{A}$  für Tageslicht mit Filter. Daraus ergeben sich Rauschströme  $i_G$  nach Gleichung (5b) von 800 pA und 180 pA. Im Vergleich dazu ist der Rauschstrom  $i_R$  eines Eingangswiderstandes R von 500 k $\Omega$  mit 26 pA gemäß Gleichung (11 b) vernachlässigbar.

Für Fälle, in denen das Rauschen des Eingangswiderstandes R trotzdem stören sollte, kann man durch eine Gegenkopplung den Rauschanteil von R weiter verringern.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß der nach Gleichung (13) berechnete Störabstand nur für das Signal vor dem Demodulator gilt. Durch die FM-De-modulation kann der Störabstand des NF-Signals deutlich verbessert werden, vor allem dann, wenn ein großer Frequenzhub zur Verfügung steht.

# 3. Der Sender

## 3.1 FM-Übertragungsverfahren

Als Übertragungsverfahren wurde die Frequenzmodulation gewählt, da ein pulsmodulierter Sender, dessen Mittenfrequenz im Takt der Niederfrequenz schwenkt, sich relativ leicht mit Lumineszenzdiode realisieren läßt. Die Mittenfrequenz wurde auf 100 kHz gelegt. Höhere Mittenfrequenzen sind möglich, erfordern aber mehr Aufwand bei der Senderendstufe.

Das Frequenzspektrum eines FM-Signals ist breitbandiger als das Spektrum eines entsprechenden AM-Signals. **Bild 6** zeigt das FM-Spektrum eines sinusförmig mit der Niederfrequenz  $\omega_N$  modulierten Trägers für einen Phasenhub (Modulationsindex)  $\eta = \frac{\Delta\Omega}{\omega_N} = 2$ .

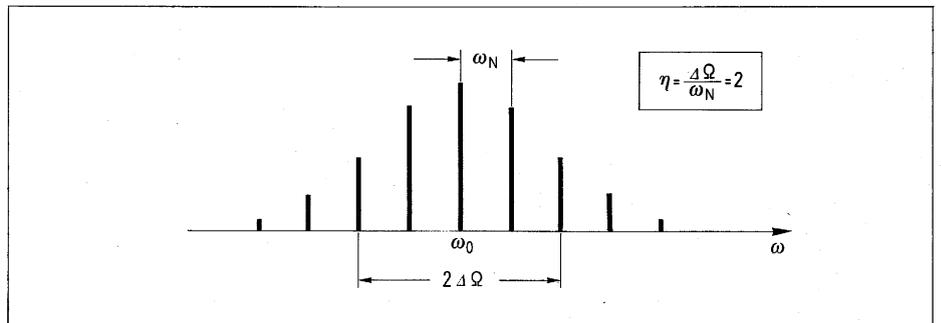
Die Spektrallinien, die sich jeweils in Abständen von  $\omega_N$  um die Mittenfrequenz  $\omega_0$  gruppieren, reichen über den Bereich  $\omega_0 \pm \Delta\Omega$  hinaus. Eine genauere Betrachtung (siehe Literaturverzeichnis) zeigt, daß, unabhängig von  $\eta$ , die wesentlichen Teile des Spektrums innerhalb einer Bandbreite

$$b = 2 \Delta\Omega + 4 \omega_N \quad (14)$$

liegen.

Für einen Hub  $\Delta\Omega = 5$  kHz und eine NF-Modulationsfrequenz  $\omega_N$  von 4 kHz käme man zum Beispiel zu einer Bandbreite von 26 kHz. In der Praxis kann man aber die äußersten Seitenbänder vernachlässigen und überschlägig mit einer Bandbreite von  $2 \Delta\Omega + 2 \omega_N$ , also 18 kHz, rechnen.

Als Tastverhältnis für die Pulsmodulation des Trägers wurde 1 : 2 (Rechteck-



Modulation) gewählt. Empfängerseitig wird nur der Grundwellen-Anteil verwendet. Ein kleineres Tastverhältnis scheint zunächst Vorteile zu haben, da die Senderleistung bei gleicher Spitzenleistung im Mittel kleiner gehalten werden kann. Mit der Verringerung des Tastverhältnisses geht aber fast im gleichen Maße auch die Grundwellen-Amplitude zurück, so daß diese für gleiche Empfangsleistung wiederum durch einen höheren Spitzenstrom ausgeglichen werden kann. Mit der Verringerung des Tastverhältnisses bringt also keinen Vorteil, sondern eher den Nachteil höherer Spitzenbelastung der Lumineszenzdiode und damit zusätzlicher Probleme bei der Ansteuerung. Das Optimum dürfte im vorliegenden Fall bei einem Tastverhältnis von etwa 0,4 liegen.

## 3.2 Sendediode LD 241

Die verwendete GaAs-Sendediode LD 241 **Bild 7** besitzt einen Wirkungsgrad von rund 6%. Sie ist für Betrieb mit relativ hohen Spitzenströmen geeignet.

Die Lumineszenzdiode werden nach ihrer Strahlstärke  $I_e$  gruppiert und mit römischen Zahlen gekennzeichnet.

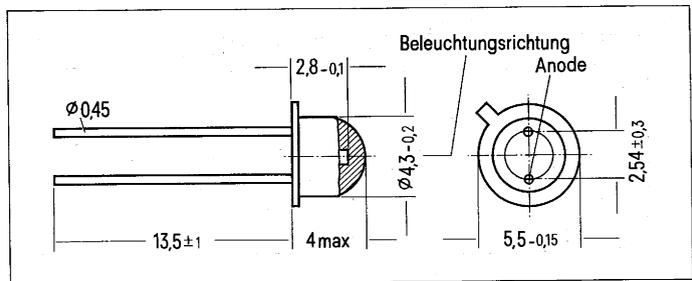
**Bild 6**

Spektrum einer frequenzmodulierten Schwingung mit dem Modulationsindex  $\eta = 2$   
 $\omega_0$  Trägerfrequenz  
 $\omega_N$  Modulationsfrequenz  
 $\Delta\Omega$  Frequenzhub

Die technischen Daten werden durch **Bild 8** ergänzt.

Die Abstrahlcharakteristik ist sehr breit-räumig mit einem Öffnungswinkel von rund  $\pm 60^\circ$ , bezogen auf einen Leistungsrückgang um 50%. Das Maximum der Emission liegt bei 950 nm, die spektrale Halbwertsbreite bei etwa 50 nm. Unter Einbeziehung der Streuungen kann man annehmen, daß der Hauptteil der emittierten Strahlung zwischen 920 und 980 nm liegt.

Die Durchlaßspannung bei einem Durchlaßstrom von 100 mA liegt überwiegend zwischen 1,3 und 1,4 V. Mit zunehmendem Strom erhöht sich die Durchlaßspannung geringfügig. Für einen Spitzenstrom von 400 nA zum Beispiel kann man mit einer mittleren Durchlaßspannung von 1,5 bis 1,6 V rechnen.



**Bild 7**  
Maßbild der IR-Lumineszenzdiode LD 241

**Bild 8**  
Daten der IR-Lumineszenzdiode LD 241

Tabelle 1 Vorläufige Daten LD 241

**Grenzdaten**

Durchlaßstrom	$I_F$	230	mA
Stoßstrom ( $t \leq 1 \mu s$ )	$I_{FS}$	5000	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$	100	°C
Lagertemperatur	$T_s$	-60 bis +100	°C
Verlustleistung	$P_{tot}$	350	mW
Wärmewiderstand			
System umgebende Luft	$R_{thJU}$	500	K/W
System Gehäuse	$R_{thG}$	180	K/W

**Kenndaten ( $T_u = 25^\circ C$ )**

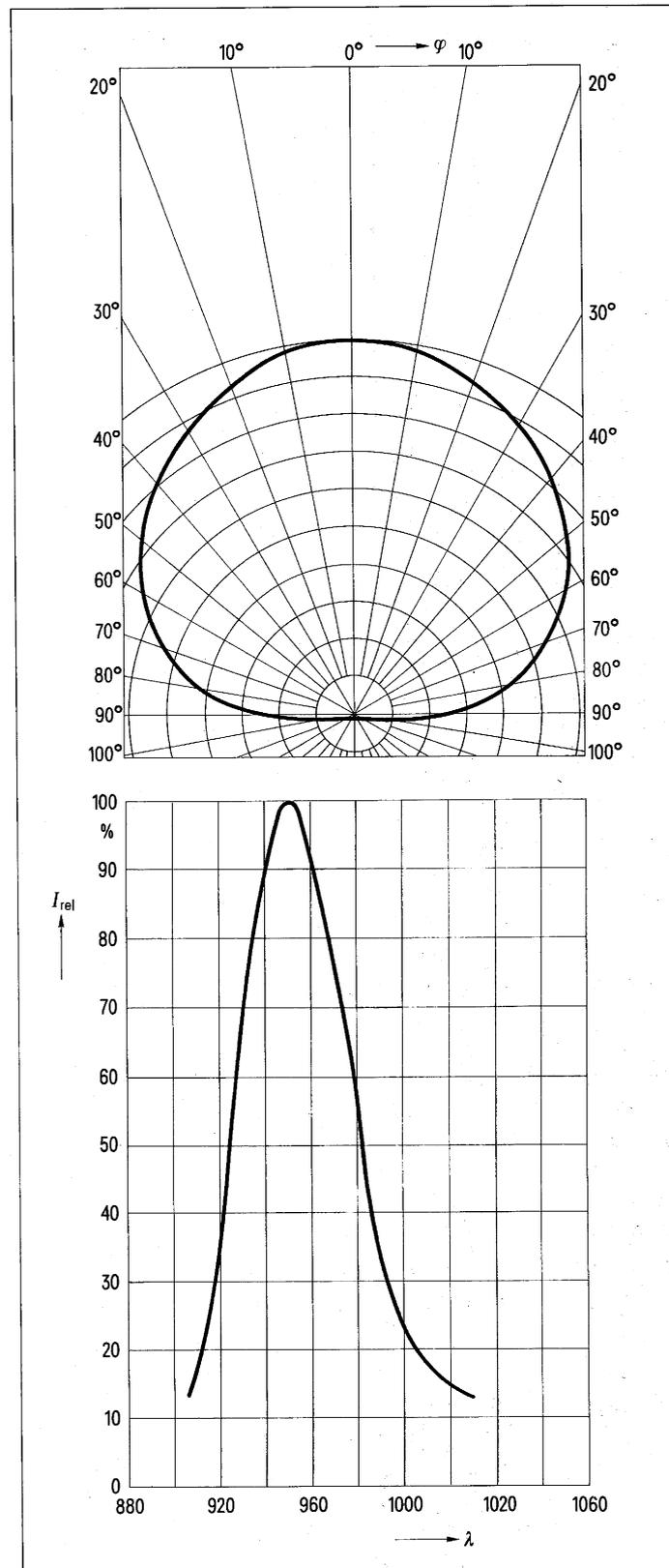
Wellenlänge der Strahlung bei $I_{max}$	$\lambda_{I_{max}}$	950	nm
Spektrale Bandbreite bei 50% von $I_{max}$	$\Delta\lambda$	± 20	nm
Schaltzeiten ( $\Phi$ von 10% auf 90%; $I_F = 100$ mA)	$t_r; t_f$	1	µs
Kapazität bei $U_R = 0$ V	$C_o$	40	pF
Durchlaßspannung ( $I_F = 100$ mA)	$U_F$	1,35 (< 1,7)	V
Durchbruchspannung ( $I_R = 100$ µA)	$U_{BR}$	30 (> 4)	V
Sperrstrom ( $U = 3$ V)	$I_R$	0,01 (< 10)	µA
Halbwertszeit der Strahlstärke (typ) für $I_F = 100$ mA)		$10^5$	h

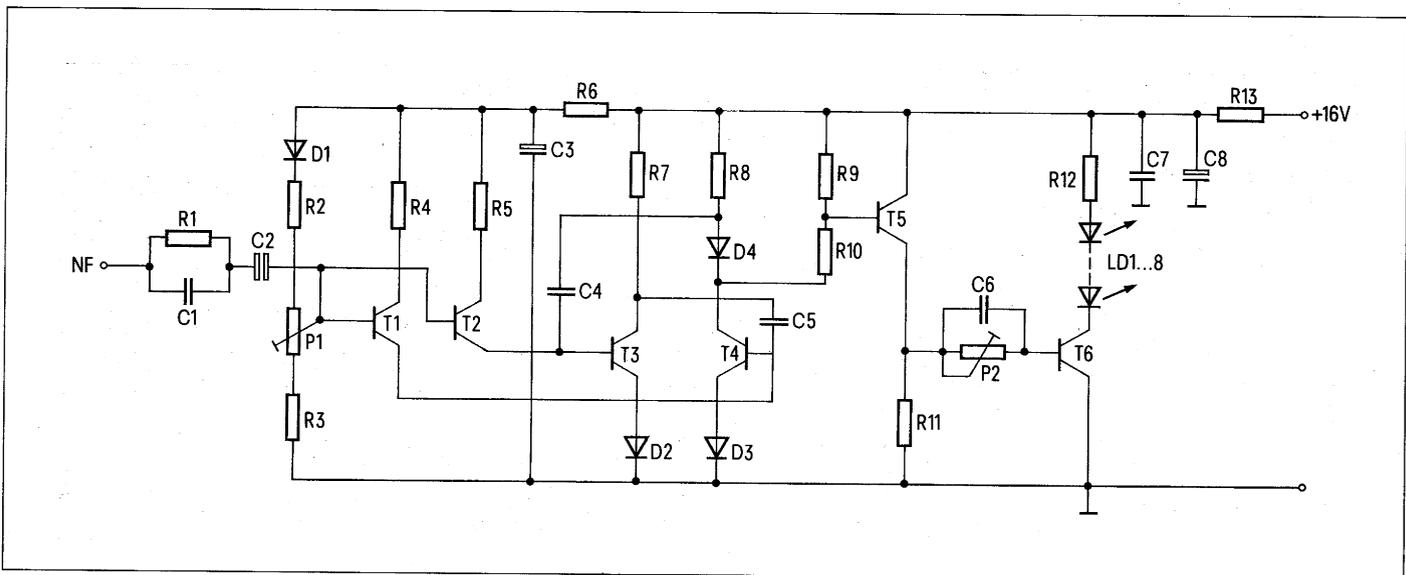
Die Lumineszenzdioden werden nach ihrer Strahlstärke  $I_e$  gruppiert und mit römischen Zahlen gekennzeichnet.

Tabelle 2 Strahlstärkegruppen der LD 241

Gruppe	I	II	III
$I_e =$ mW/sr			
Strahlstärke bei $I_F = 100$ mA	1,0–2,0	1,6–3,2	1,5–5,0
Typ	LD 241/I	LD 241/II	LD 241/III
Bestellnummer	Q62703-Q95	Q62703-Q97	Q62703-Q98

Die technischen Daten werden durch **Bild 8** ergänzt.





**Bild 9**  
Schaltung des Infrarot-Tonsenders

Die Gesamt-Strahlungsleistung für  $I_F = 100 \text{ mA}$  beträgt ca. 8 mW. Sie nimmt näherungsweise linear mit der Stromstärke zu, sofern für ausreichende Kühlung gesorgt wird. Pro Raumwinkel wird in Achsenrichtung etwa  $\frac{1}{3}$  dieser Leistung abgestrahlt.

Mit zunehmender Temperatur geht die Strahlungsleistung leicht zurück, der Temperaturkoeffizient beträgt etwa  $-0,6\%/K$ . Der innere Wärmewiderstand zwischen System und Gehäuse liegt bei 180 K/W. Eine Sperrschicht-Temperatur von  $125^\circ\text{C}$  sollte auf keinen Fall überschritten werden.

Mit einem Kühlkörper  $R_{th} = 30 \text{ K/W}$  ergibt sich am Diodengehäuse bei 200 mA mittlerem Durchlaßstrom eine Übertemperatur von ca.  $10^\circ\text{C}$ . Bei einer Umgebungstemperatur von  $30^\circ\text{C}$  liegt somit die Gehäusetemperatur auf  $40^\circ\text{C}$  und die Sperrschicht-Temperatur auf  $95^\circ\text{C}$ .

der höheren Frequenzen (Preemphase) bewirkt.

Die Diode BPY 61 im Basisspannungsteiler dient zur Temperaturkompensation von  $T_1$  und  $T_2$ . Dadurch ist bei Betrieb mit konstanter Gleichspannung die Mittenfrequenz des Oszillators hinreichend stabilisiert.

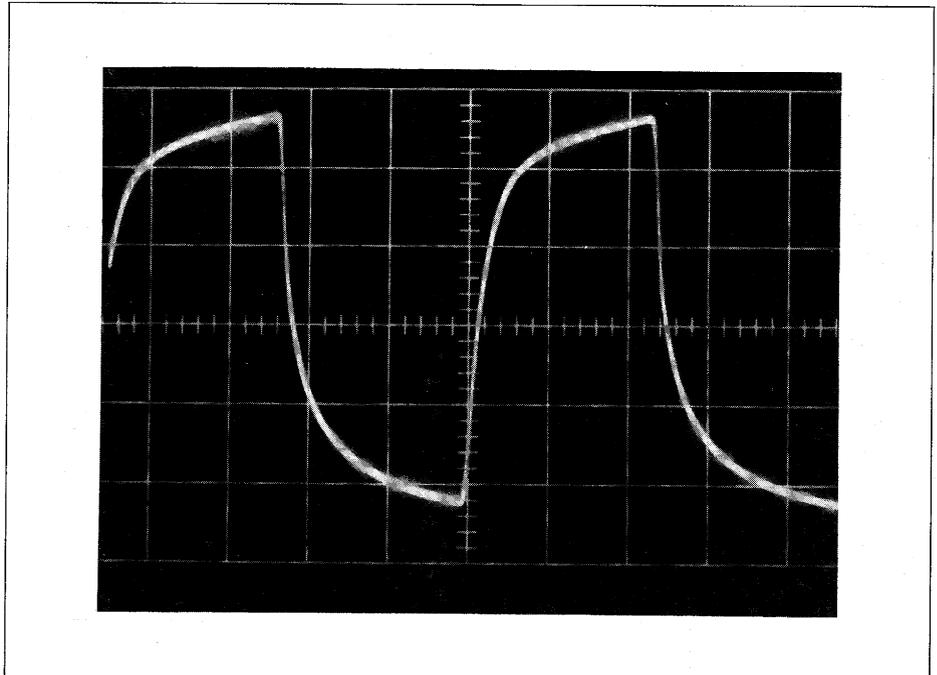
Die acht Sendedioden LD 241 werden in Serie betrieben und der Strom mit einem Transistor BC 338 geschaltet. Für den Betrieb ist wesentlich, daß der Schalttransistor schnell durchgeschaltet und beim Sperren die überschüssige Basisladung auch schnell abgeführt wird. Beide Effekte werden durch das RC-Glied in der Basisleitung von  $T_6$  unterstützt. Bei der Dimensionierung muß darauf geachtet werden, daß insbesondere zu Beginn der Sperrphase die zulässige Emitterspannung nicht

überschritten wird. Der Spitzenstrom ist auf 400 mA eingestellt, entsprechend einem mittleren Gleichstrom von 200 mA. Zur Abführung der Wärme von den Sendedioden wurden U-förmige Alu-Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von ca. 30 K/W verwendet (siehe Abschnitt 3.2). Die einzelnen Kühlkörper müssen gegeneinander isoliert werden, da sie auf verschiedenen Potentialen liegen. Die Diodenanoden sind jeweils mit den Gehäusen verbunden.

**Bild 10**  
Oszillogramm des abgestrahlten Lichtimpulses  
Zeit-Maßstab: 1 Skalenteil  $\triangleq 2 \mu\text{s}$   
Anstiegs- bzw. Abfallzeitkonstante ca.  $1 \mu\text{s}$

### 3.3 Aufbau des Senders

Die Schaltung des Versuchssenders ist in **Bild 9** wiedergegeben. Der frequenzbestimmende Teil besteht aus einem Multivibrator mit den Transistoren  $T_3$  und  $T_4$ , deren Ladeströme durch 2 Konstant-Stromquellen eingepreßt werden. Für die Mittenfrequenz von 100 kHz liegt der Ladestrom für jeden Transistor bei ca. 1,2 mA. An den strombestimmenden Emitterwiderständen von  $T_1$  und  $T_2$  liegen Spannungen von rund 10 V. Eine Änderung der gemeinsamen Basisspannung von  $T_1$  und  $T_2$  um 1 V bewirkt somit eine Frequenzänderung von 10%. Die Niederfrequenz wird den Basen von  $T_1$  und  $T_2$  über eine RC-Kombination zugeführt, die eine Anhebung



Der Strom durch die Lumineszenzdioden ist sehr gut rechteckförmig, die abgestrahlte Leistung hingegen wegen der Trägheit der Dioden nur näherungsweise rechteckförmig. **Bild 10** zeigt ein mit einem breitbandigen Empfänger aufgenommenes Oszillogramm. Die Verschleifung der Impulse hat jedoch keinen nachteiligen Einfluß, da im Empfänger sowieso nur die Grundwelle benötigt wird.

### Stückliste zu Schaltung Bild 9

		Bestellnummer
D1, D2, D3, D4	Silizium-Diode BAY61	Q62702-A389
LD1 . . . LD8	Lumineszenzdiode LD 241 II/III	Q62703-Q97/Q98
T1, T2	PNP-Siliziumtransistor BC 308 B	Q62702-C286
T3, T4	NPN-Siliziumtransistor BC 168 B	Q62702-C77
T5	PNP-Siliziumtransistor BC 308 B	Q62702-C286
T6	NPN-Siliziumtransistor BC 338-25	Q62702-C314-V2
C1	Keramik-Kondensator 22nF + 100 – 20% 16V	B37305-A1223-Z001
C2	Elektrolyt-Kondensator 4,7µF + 100 – 10% 63 V	B41316-A8475-Z000
C3	Elektrolyt-Kondensator 470µF + 100 – 10% 16V	B41316-A4477-Z000
C4, C5	Styroflex-Kondensator 470pF ± 2,5% 25V	B31310-A3471-H000
C6	Keramik-Kondensator 220pF + 50 – 20% 500V	B37205-A5221-S001
C7	Keramik-Kondensator 100n + 100 – 20% 16 V	B37302-A1104-Z001
C8	Elektrolyt-Kondensator 470µF + 100 – 10% 16V	B41316-A4477-Z000
P1, P2	Potentiometer 5k 0,25W	
R1	Schichtwiderstand 22k ± 5%	
R2	Schichtwiderstand 18k ± 2%	
R3	Schichtwiderstand 10k ± 5%	
R4, R5	Schichtwiderstand 8,2k ± 2%	
R6	Schichtwiderstand 100Ω ± 5%	
R7, R8	Schichtwiderstand 2,2k ± 2%	
R9	Schichtwiderstand 180Ω ± 2%	
R10	Schichtwiderstand 1,8k ± 2%	
R11	Schichtwiderstand 470Ω ± 2%	
R12	Schichtwiderstand 6,8Ω ± 5% 0,7W	
R13	Schichtwiderstand 1,8k ± 5%	

# 4. Der Empfänger

## 4.1 Schaltung

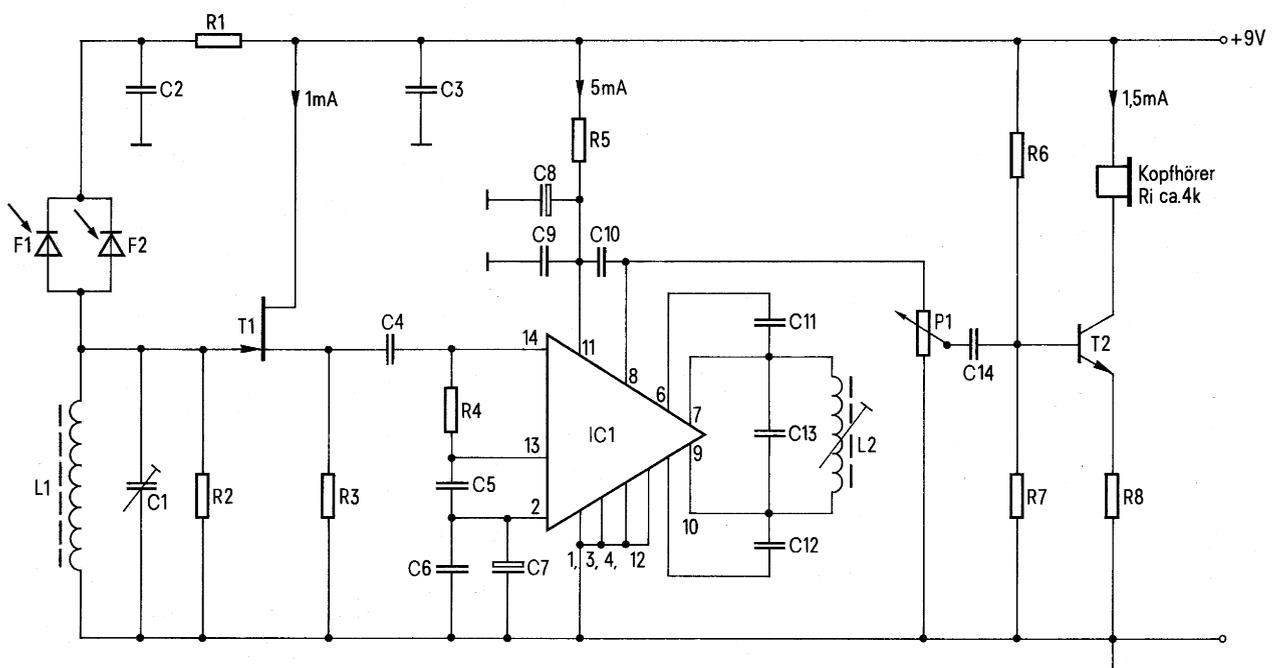
Der Empfänger (**Bild 11**) besteht aus 2 parallelgeschalteten Fotodioden BPW 34, einem Impedanzwandler mit Feldeffekt-Transistor, einer monolithischen Demodulatorschaltung (S041 P) und einer Endstufe mit Kopfhörer.

Die Fotodiode BPW 34 (Daten siehe Tabelle 3 und **Bild 12 und 13**) zeichnet sich durch eine, bezogen auf ihre Fläche von  $7,6 \text{ mm}^2$ , besonders kleine Sperrschicht-Kapazität von rund  $20 \text{ pF}$  bei  $U_R = 9 \text{ V}$  aus. Die beiden Dioden arbeiten auf einen Schwingkreis mit einem Resonanzwiderstand von ca.  $150 \text{ k}\Omega$  bei  $100 \text{ kHz}$ , der bei einer Gesamtkapazität von ca.  $50 \text{ pF}$  eine Bandbreite von rund  $20 \text{ kHz}$  aufweist. Die Kreiskapazität wird dabei zum größten Teil durch

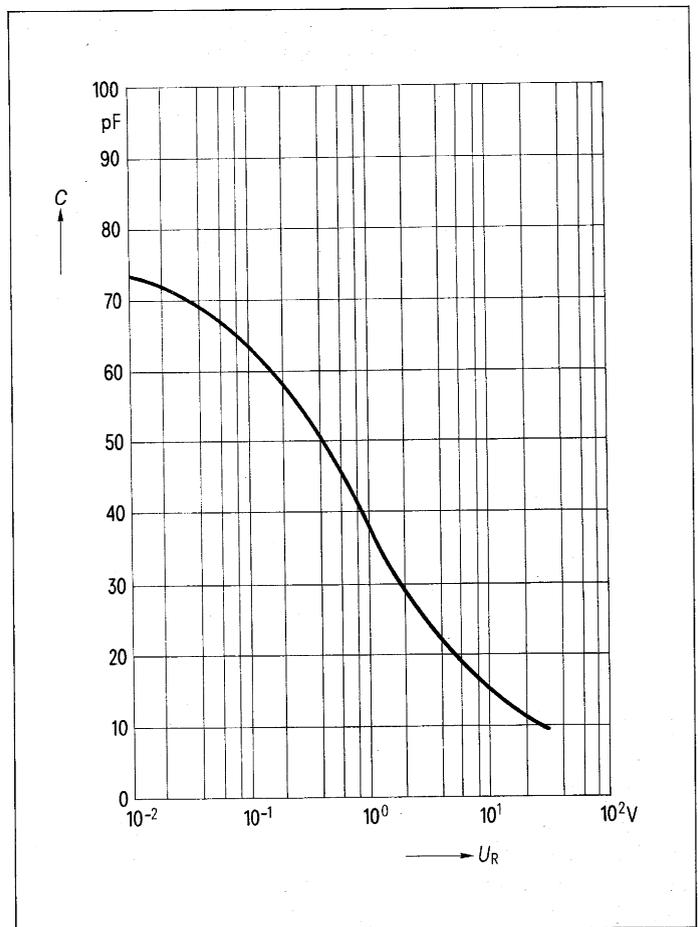
die Dioden gebildet. Der Resonanzkreis schließt den Diodengleichstrom kurz, ebenso alle niederfrequenten Stromanteile, die zum Beispiel durch die  $100\text{-Hz}$ -Modulation von Leuchtstoffröhrenlicht kommen können.

Der Feldeffekt-Transistor BSV 80 ist infolge seiner hohen Steilheit von ca.  $5 \text{ mA/V}$  bei  $1 \text{ mA}$  Drain-Strom besonders rauscharm. Außerdem schwächt er das Nutzsignal nur geringfügig (ca.  $10\%$ ) ab.

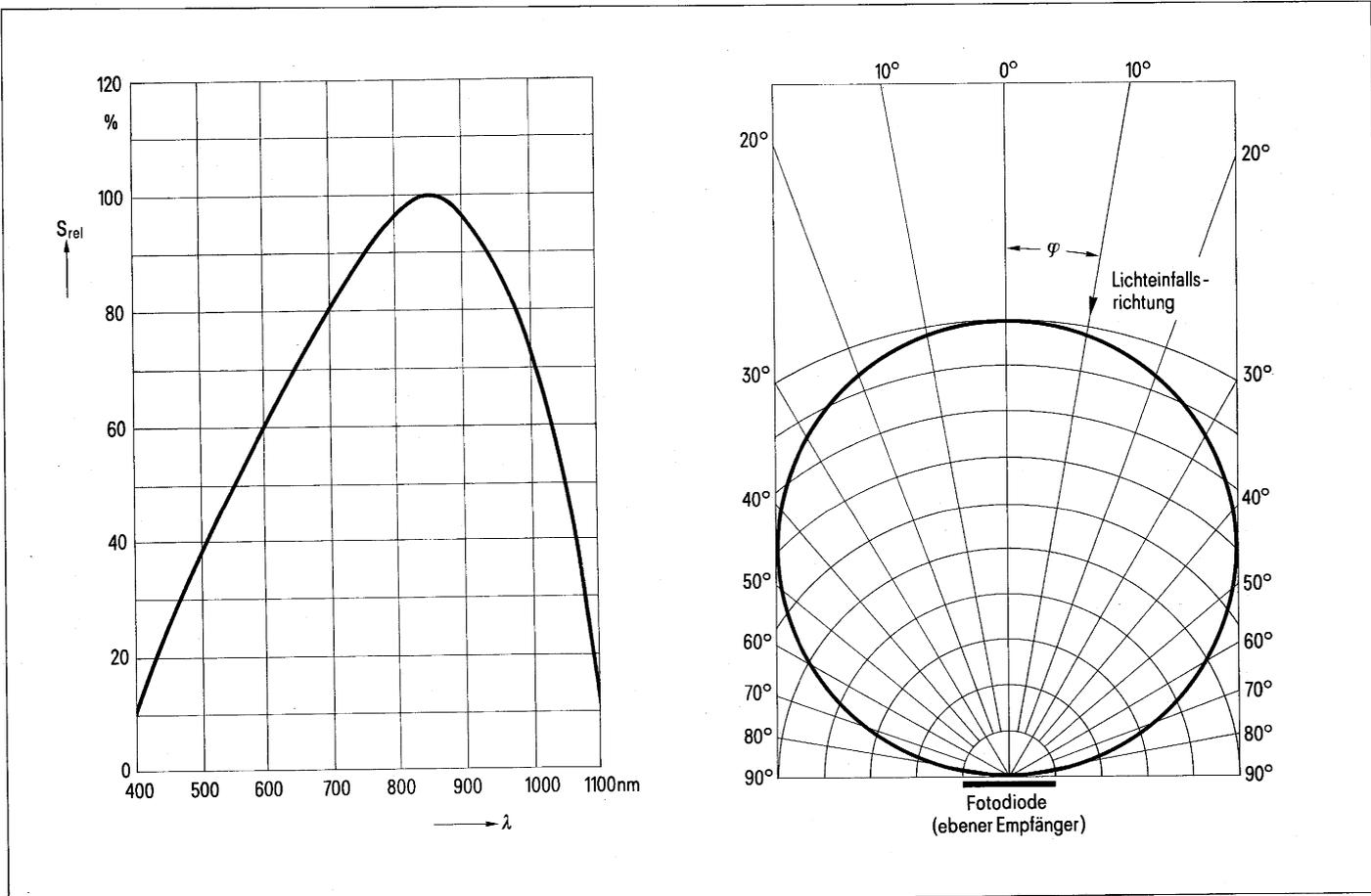
**Bild 11**  
Schaltung des Empfängers  
für die Infrarot-Tonübertragung

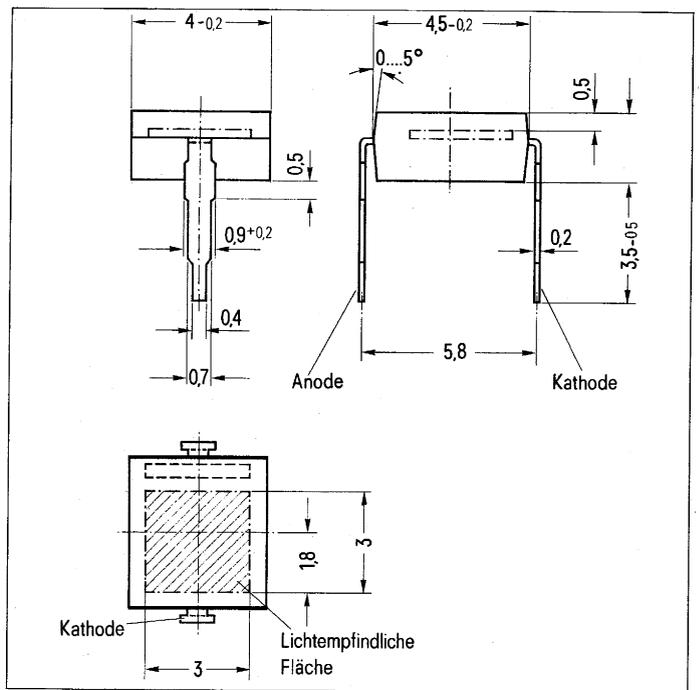


Die nachfolgende integrierte Schaltung S041 P besteht aus einem mehrstufigen Begrenzerverstärker und einem Phasen-Demodulator. Entscheidend für die Funktion dieser Schaltung ist die richtige Dimensionierung des Phasenschieberkreises. Die Arbeitsweise der Schaltung ist in Abschnitt 4.2.2 beschrieben. Die Niederfrequenz wird über einen Lautstärkereglер der Endstufe mit dem Kopfhörer zugeführt. Bei Betrieb mit einer 9-V-Batterie beträgt die gesamte Stromaufnahme 7,5 mA.



**Bild 12**  
Daten der Silizium-Empfangsdiode BPW 34





**Bild 13**  
Einbaumaße der Empfangsdiode BPW 34

Tabelle 3 Fotodiode BPW 34

**Grenzdaten**

Sperrspannung	$U_R$	32	V
Betriebs- und Lagertemperatur	$T_S$	-30 bis +90	°C
Löttemperatur			
2 mm vom Gehäuseboden entfernt ( $t \leq 3$ s)	$T_L$	230	°C
Verlustleistung ( $T_U = 25$ °C)	$P_{tot}$	150	mW

**Kenndaten** ( $T_U = 25$  °C)

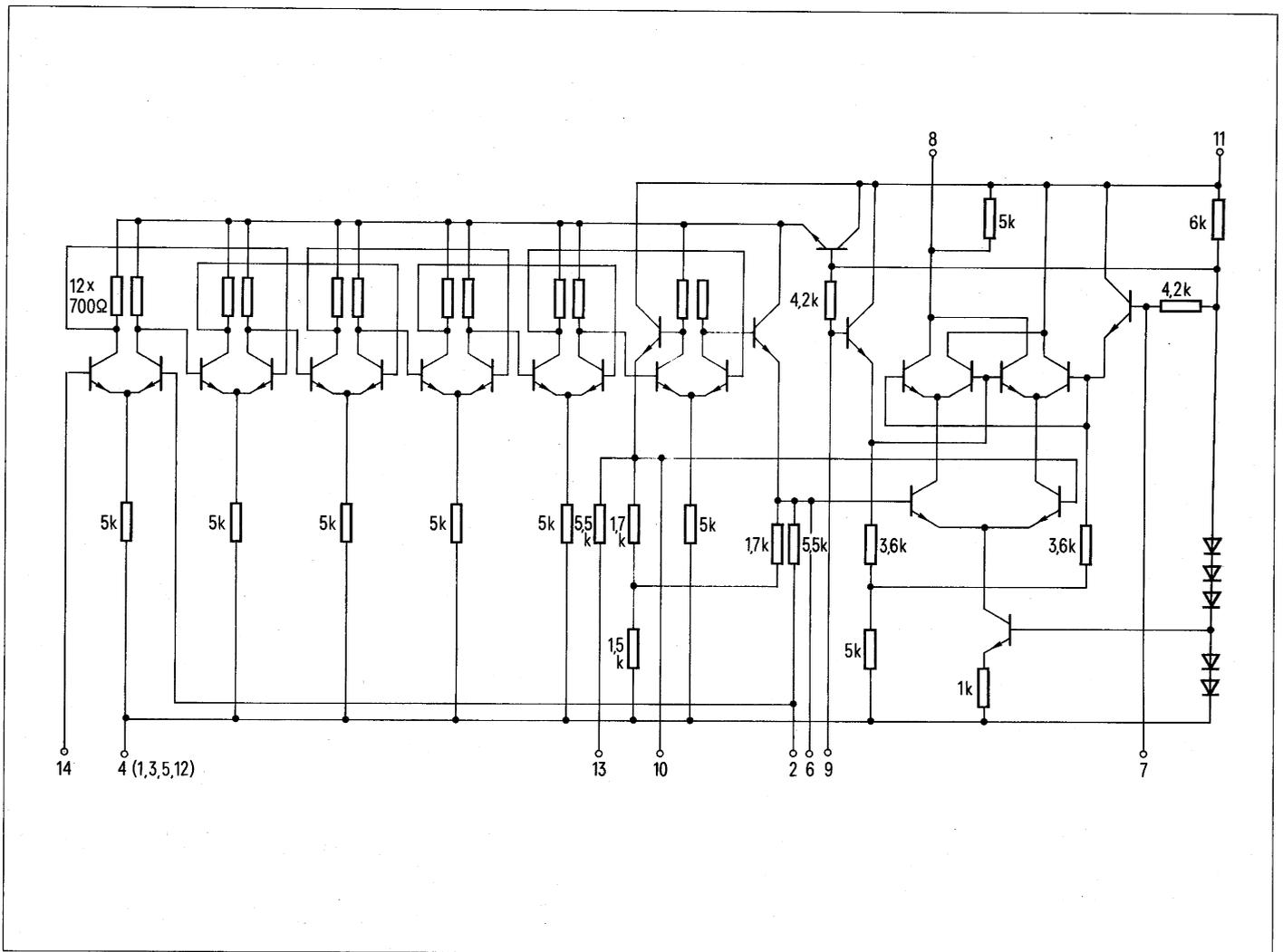
Leerlaufspannung			
bei 100 lx <sup>1)</sup>	$U_L$	285	mV
bei 1000 lx <sup>1)</sup>	$U_L$	365	mV
Kurzschlußstrom			
bei 100 lx <sup>1)</sup>	$I_K$	6,5	µA
Fotoempfindlichkeit <sup>1)</sup> ( $U_R = 5$ V)	$S$	70 (> 50)	nA/lx
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit	$\lambda_{s,max}$	850	nm
Anstiegszeit und Abfallzeit des Fotostromes von 10 % auf 90 % und von 90 % auf 10 % des Endwertes			
( $R_L = 1$ kΩ; $U_R = 10$ V)	$t_r; t_f$	50	ns
( $R_L = 1$ kΩ; $U_R = 0$ V)	$t_r; t_f$	125	ns
Temperaturkoeffizient für $U_L$	$T_K$	-2,6	mV/K
Temperaturkoeffizient für $I_K$	$T_K$	0,2	%/K
Kapazität			
bei $U_R = 0$ V; $f = 1$ MHz; $E_v = 0$	$C_0$	72	pF
bei $U_R = 3$ V; $f = 1$ MHz; $E_v = 0$	$C_{10}$	25 (< 40)	pF
Lichtempfindliche Fläche	$A$	7,6	mm <sup>2</sup>
Dunkelstrom			
( $U_R = 10$ V; $T_U = 25$ °C; $E_v = 0$ lx)	$I_R$	2 (< 30)	nA

Typ BPW 34: Bestellnummer Q62702-P73

F1, F2	Fotodiode BPW 34	Q62702-P73
IC1	Integrierte Schaltung S 041 P	Q67000-A529
T1	Feldeffekt-Transistor BSV 80	
72	NPN-Siliziumtransistor BC 168 B	Q62702-C77
C1	Trimmer 4...20 pF	
C2	Keramik-Kondensator 100nF + 100 - 20% 16V	B37302-A1104-Z001
C3	Elektrolyt-Kondensator 47µF + 100 - 10% 16V	B41316-A4476-Z001
C4, C5	Kunststoff-Kondensator 100nF ± 5% 100V	B32540-A1104-J000
C6	Keramik-Kondensator 100nF + 100 - 20% 16V	B37302-A1104-Z001
C7, C8	Elektrolyt-Kondensator 47µF + 100 - 10% 16V	B41316-A4476-Z000
C9	Keramik-Kondensator 22nF + 100 - 20% 16V	B37305-A1223-Z001
C10	Kunststoff-Kondensator 33nF ± 5% 250V	B32540-A3333-J000
C11, C12	Kunststoff-Kondensator 2,2nF ± 10% 250 V	B32540-A3222-K000
C13	Styroflex-Kondensator 5,6nF ± 2,5% 160V	B31310-A1562-H000
C10	Keramik-Kondensator 100nF + 100 - 20% 16V	B37302-A1104-Z001
L1	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 $\phi$ × 7, Spulenkörper 145 Wdg CuL 0,12, Bügelhalterung	B65531-L0000-R030 B65532-A0000-H001 B65535-A0001-X000
L2	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 $\phi$ × 7, Spulenkörper 40 Wdg CuL 0,33 $\phi$ , Bügelhalterung	B65531-L0250-A028 B65532-A0000-H001 B65535-A0001-X000
P1	Potentiometer 25k	
R1	Schichtwiderstand 2,2k ± 10%	
R2	Schichtwiderstand 180k ± 10%	
R3	Schichtwiderstand 3,3k ± 10%	
R4	Schichtwiderstand 4,7k ± 10%	
R5	Schichtwiderstand 120Ω ± 5%	
R6	Schichtwiderstand 680k ± 10%	
R7	Schichtwiderstand 390k ± 10%	
R8	Schichtwiderstand 470Ω ± 5%	

## 4.2 FM-Demodulator

Zur Demodulation wird ein Phasenmodulator (auch Koinzidenz- oder Quadratur-Demodulator genannt) verwendet. Kenndaten und Schaltung der hier eingesetzten integrierten Schaltung S 041 P siehe Tabelle 4 und **Bild 14**. Zwei aus dem Signal abgeleitete Wechselspannungen werden in ihrer Phase miteinander verglichen. Die eine Wechselspannung ist das direkt vom Ausgang des Begrenzerverstärkers abgenommene Signal, die andere Wechselspannung wird daraus über einen Phasenschieberkreis gewonnen. Bei Mittenfrequenz muß zwischen den beiden Wechselspannungen eine Phasendifferenz von 90° bestehen. In diesem Falle nimmt der Laststrom am Ausgang des Demodulators seinen Mittelwert an. Bei einer Abweichung der Sendefrequenz nach oben oder unten verschiebt sich auch die Phase proportional dazu und bewirkt entsprechende Änderungen im Ausgangsstrom.



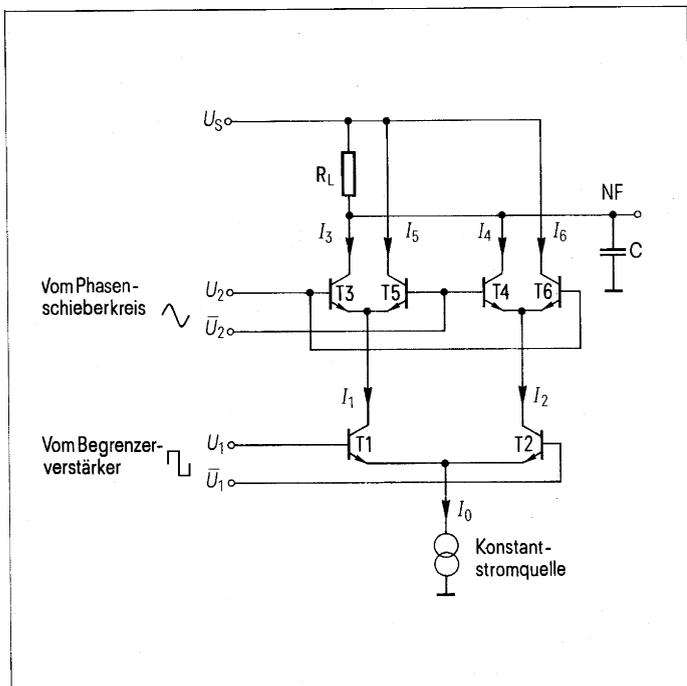
**Bild 14**  
Schaltung des integrierten FM-ZF-Verstärkers und Modulators S041 P

Tabelle 4 FM-ZF-Verstärker mit Demodulator S041 P

**Kenndaten** ( $T_U = 25\text{ °C}$ ;  $U_{\text{Batt}} = 12\text{ V}$ )

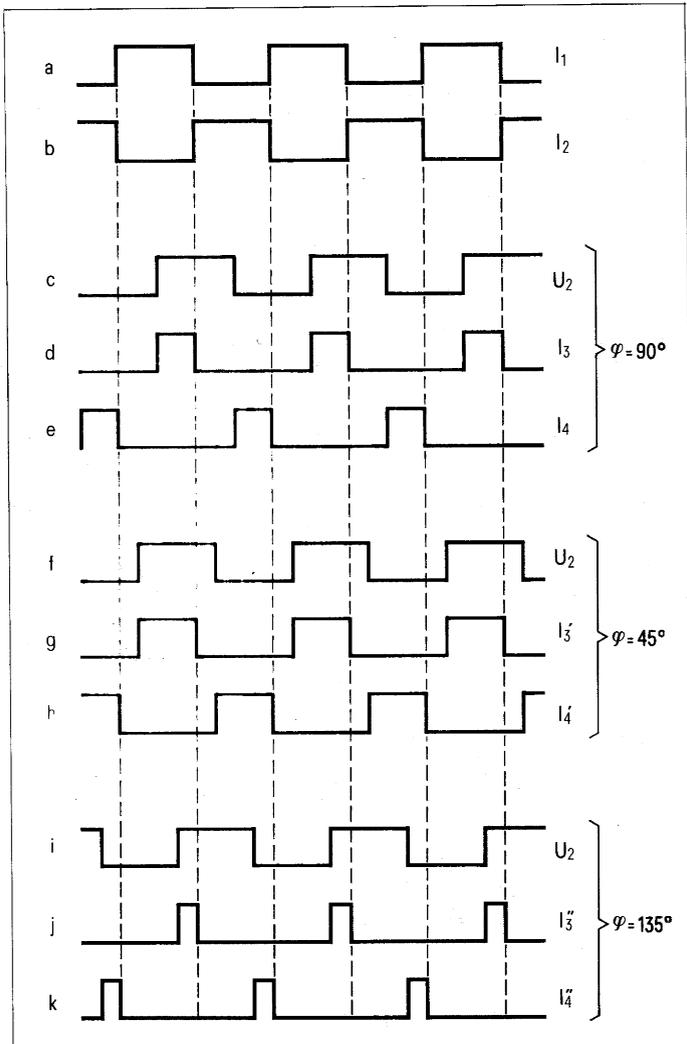
		min	typ	max	
Gesamtstromaufnahme	$I_{\text{Batt}}$	4,0	5,4	6,8	mA
ZF-Spannungsverstärker ( $f = 10,7\text{ MHz}$ )	$V_U$		68		dB
ZF-Ausgangsspannung für Begrenzung je Ausgang	$V_{\text{qss}}$		130		mV
NF-Ausgangsspannung	$U_{\text{NF eff}}$	100	170		mV
$(f = 10,7\text{ MHz}, \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, U_i = 10\text{ mV}, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}, Q \approx 35)$					
Klirrfaktor	$k$		0,55	1,0	%
$(f = 10,7\text{ MHz}, \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, U_i = 10\text{ mV}, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}, Q \approx 35)$					
Änderung der NF-Ausgangsspannung	$\Delta U_{\text{NF}}$		1,5		dB
$(U_{\text{Batt}} = 15\text{ V} \rightarrow 4\text{ V}, f = 10,7\text{ MHz}, \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz})$					
Eingangsspannung für Begrenzung	$U_{\text{Begr}}$		30	60	$\mu\text{V}$
$(f = 10,7\text{ MHz}, \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, U_i = 10\text{ mV}, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}, Q \approx 35)$					
Eingangsimpedanz ( $f = 10,7\text{ MHz}$ )	$Z_i$		20/2		$\text{k}\Omega/\text{pF}$
Eingangsimpedanz ( $f = 445\text{ kHz}$ )	$Z_i$		50/4		$\text{k}\Omega/\text{pF}$
Ausgangswiderstand (Anschluß 9)	$R_q$	3,5	5	8,5	$\text{k}\Omega$
Spannungsabfall an NF-Arbeitswiderstand	$U_{11-8}$		1,5		V
AM-Unterdrückung	$a_{\text{AM}}$		60		dB
$(U_i = 10\text{ mV}) \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, m = 30\%, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$					

Bestellnummer: Q67000-A529



**Bild 15**  
Prinzip-Schaltung des Phasendetektors

**Bild 16**  
Zur Funktionsweise des Phasendetektors  
Zeitlicher Verlauf der Ströme  $I_1, I_2, I_3, I_4$   
für die Phasenwinkel  $\varphi = 90^\circ, 45^\circ$  und  $135^\circ$  zwischen den  
Spannungen  $U_1$  und  $U_2$   
von Bild 15



#### 4.2.1 Wirkungsweise des Phasendetektors

Die Prinzipschaltung zeigt **Bild 15**. Der Strom  $I_0$  wird konstant gehalten. Zwischen den Basen der Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  liegt die Rechteckwechselspannung  $U_1$  vom Ausgang des Begrenzerverstärkers. Sie verteilt den Strom  $I_0$  abwechselnd auf  $T_2$  und  $T_3$ . Die Ströme  $I_1$  und  $I_2$  sind somit gegenphasige Rechteckströme. Es gilt:  $I_1 + I_2 = I_0$ .

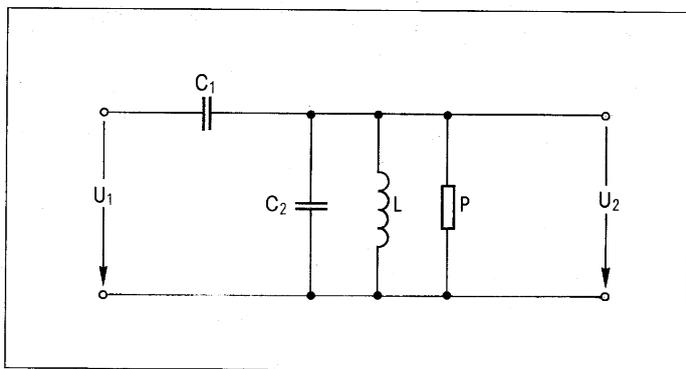
Zwischen den Basen der Transistoren  $T_3$  und  $T_5$  sowie  $T_4$  und  $T_6$  liegt die am Phasenschieberkreis erzeugte und gegenüber  $U_1$  im Ruhezustand um  $90^\circ$  verschobene Spannung  $U_2$ . Bei genügend großer Amplitude ist immer ein Transistorpar ( $T_3, T_6$  oder  $T_4, T_5$ ) durchgeschaltet. Ein Strom kann jedoch nur dann fließen, wenn gleichzeitig auch der im Emitterzweig liegende Transistor  $T_2$  oder  $T_3$  leitend ist.

Die Verhältnisse sind in **Bild 16** verdeutlicht. Ausgangspunkt sind die gegenphasigen Ströme  $I_1$  und  $I_2$  in Zeile a und b. Sie sind phasengleich mit den Spannungen  $U_1$  und  $\bar{U}_1$ . Zunächst wird angenommen, der Phasenwinkel zwischen  $U_2$  und  $U_1$  betrage  $90^\circ$  (Zeile c). Die zugehörigen Ströme  $I_3$  und  $I_4$  sind in den Zeilen c und d aufgezeichnet. Im Lastwiderstand  $R_L$  fließt der Summenstrom  $I_3 + I_4$ . Wie man sieht, ergibt sich ein mittlerer Strom durch  $R_L$  von  $\frac{I_0}{2}$ .

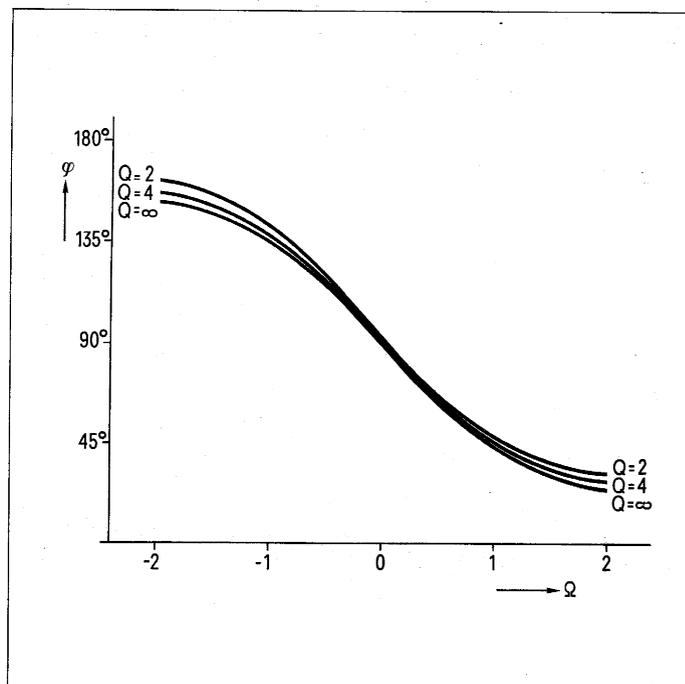
Die Frequenz ist doppelt so hoch wie die Grundfrequenz.

Beträgt die Phasenverschiebung zwischen  $U_1$  und  $U_2$  mit  $45^\circ$  (Zeile f), so erhält man Ströme  $I_3'$  und  $I_4'$  entsprechend den Zeilen g und h. Der mittlere Strom durch  $R_L$ , also  $I_3' + I_4'$  ist damit  $0,75 I_0$ . Eine Phasenverschiebung zwischen  $U_2$  und  $U_1$  von  $135^\circ$  (Zeile i) führt zu relativ kurzen Stromimpulsen  $I_3''$  und  $I_4''$ , entsprechend den Zeilen j und k. Der Gleichstrommittelwert durch  $R_L$  geht auf  $0,25 I_0$  zurück. Die Ströme  $I_5$  und  $I_6$  verhalten sich analog, sie interessieren jedoch hier weniger, da nur der Strom durch  $R_L$  ausgewertet wird.

Die Schaltung wandelt also eine Phasenmodulation in eine entsprechende Amplitudenmodulation um. Die hochfrequenten Stromimpulse müssen mit einer Kapazität  $C$  geglättet werden. Diese Kapazität soll  $\leq 47$  nF betragen, um die erzeugte Niederfrequenz nicht zu stark zu schwächen. Eine Schwächung der hohen Tonfrequenzen läßt sich jedoch nicht ganz vermeiden. Sie kann aber auf der Sendeseite durch eine Preemphase ausgeglichen werden.



**Bild 17**  
Grundschiung des Phasenschieberkreises



**Bild 18**  
Phasenwinkel zwischen den Spannungen  $U_2$  und  $U_1$   
als Funktion der normierten Verstimmung  
Parameter: Kreisgüte  $Q = R \cdot \omega_0 \cdot (C_1 + C_2)$

#### 4.2.2 Dimensionierung des Phasenschieberkreises

Die Grundschiung eines solchen Kreises zeigt **Bild 17**. Im praktischen Fall ist die Kapazität  $C_1$  in zwei symmetrische Kapazitäten doppelten Wertes aufgeteilt. Dies ist aber für das Prinzip ohne Belang. Am Eingang liegt die vom Begrenzverstärker abgegebene Spannung  $U_1$ . Die Ausgangsspannung  $U_2$  wird den Schaltstufen  $T_3$  bis  $T_5$  in **Bild 15** zugeführt. Zwischen  $U_1$  und  $U_2$  besteht folgende Beziehung:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j \frac{\omega \omega_0}{Q}} \quad (15)$$

Dies ist die Gleichung eines Hochpasses zweiten Grades, der sich in der Nähe der Resonanzfrequenz  $\omega_0$  ähnlich wie ein einfacher Resonanzkreis verhält. Zur Abkürzung wurde in Gleichung (15) eingeführt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L(C_1 + C_2)}} \quad (16)$$

$$Q = R \cdot \omega_0 (C_1 + C_2) \quad (17)$$

Mit der normierten Verstimmung

$$\Omega = 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad Q = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \cdot Q \quad (18)$$

ergibt sich aus Gleichung (15) folgende Beziehung für den Phasenwinkel zwischen  $U_2$  und  $U_1$ :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2 \Omega + 4 Q}{\Omega^2 + 4 Q \Omega} \quad (19)$$

Dieser Ausdruck gilt exakt für alle Werte von  $\Omega$  und  $Q$ . In **Bild 18** ist  $\varphi$  für 3 Parameter ( $Q = 2, 4$  und  $\infty$ ) als Funktion der normierten Verstimmung aufgetragen. Man sieht, daß der Einfluß der Kreisgüte  $Q$  relativ gering und die Phasenkurve im Bereich von  $90^\circ \pm 30^\circ$  für alle  $Q$  sehr linear ist. Dies entspricht einer normierten Verstimmung  $\Omega$  von  $\pm 0,6$ . Werden an die Verzerrungsfreiheit keine besonderen Forderungen gestellt, so kann man etwa  $90^\circ \pm 45^\circ$ , also  $\Omega = \pm 1$  zulassen.

Das Übertragungsverhältnis  $\left| \frac{U_2}{U_1} \right|$  läßt sich nicht so einfach darstellen wie der Phasenwinkel. Für  $\left| \frac{\Omega}{Q} \right| \ll 1$  gilt aber ähnlich wie bei einem einfachen Resonanzkreis:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad (20)$$

Das Übertragungsverhältnis bei der Mittenfrequenz  $\omega_0$  beträgt:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\omega_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad Q = R \omega_0 C_1 \quad (21)$$

Dieses Verhältnis entspricht genau demjenigen von Kreiswiderstand  $R$  zum kapazitiven Widerstand von  $C_1$  bei Mittenfrequenz. In der Praxis sollte dieses Verhältnis zwischen 1 und 2 liegen. Die Spannung  $U_2$  muß so groß sein, daß auch bei maximaler Verstimmung die Schalttransistoren  $T_3$  bis  $T_6$  in **Bild 15** noch schnell durchgeschaltet werden. Dies ist bei einer Sinus-Schwingung kritischer als bei einer Rechteckschwingung, weil die Steilheit im Nulldurchgang wesentlich kleiner ist. Ein zu

hohes Übersetzungsverhältnis verbietet sich jedoch von selbst, da die Bedämpfung durch die Basisströme der Transistoren  $T_3$  bis  $T_6$  recht erheblich ist und die Eingangsseite bei hoher Belastung eine unsaubere Kurvenform annimmt. Man wird also bestrebt sein, den Kreis möglichst hochohmig zu dimensionieren, aber so breitbandig, daß der wesentliche Teil des FM-Spektrums innerhalb des linearen Teils der Phasencharakteristik von **Bild 18**, also etwa innerhalb  $\Omega = \pm 1$  liegt. Von der integrierten Schaltung her ist bereits eine ausgangsseitige Bedämpfung des Kreises durch die Transistoren vorhanden. In **Bild 11** erscheint deshalb der Widerstand  $R$  nicht explizit.

Für ein Spannungsverhältnis  $\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = 1$  bei  $\omega = \omega_0$  und den experimentell als günstig ermittelten Kapazitäten  $C_1 = 1,1$  nF und  $C_2 = 5,5$  nF, ergibt sich aus Gleichung (21) eine Güte  $Q = 6$  und ein Widerstand  $R = 1,45$  k $\Omega$ . Die daraus resultierende Bandbreite von 17 kHz erscheint zwar etwas knapp. Es hat sich aber gezeigt, daß damit trotzdem eine gute Tonqualität zu erreichen ist. Eine stärkere Bedämpfung des Kreises ist wegen Rückwirkungen auf die Eingangsseite nicht ratsam.

Am Ausgang des Phasenschieberkreises wurde eine Sinus-Spannung von ca. 500 mV<sub>ss</sub> gemessen. Das entspricht ziemlich genau dem Grundwellenanteil der am Eingang vorhandenen Rechteckwechselspannung von 400 mV<sub>ss</sub>. Die Spannungsübersetzung beträgt also 1.

# 5. Kerndaten des Versuchsgertes

## 5.1 Sender

Abgestrahlte IR-Leistung bei 8 Dioden	
zeitlicher Mittelwert	100 mW
Pulsspitzenleistung	200 mW
Diodenspitzenstrom	400 mA
Tastverhältnis	1 : 2
Mittelfrequenz	100 kHz
Abstrahlcharakteristik	weitwinklig, ca. $\pm 60^\circ$ für 50 % Leistungs- abfall
Wellenlänge der max. Emission	950 nm
Frequenzhub	$\pm 5$ kHz
Modulationssteilheit bei 1 kHz	150 mV/kHz
Zeitkonstante für Preemphasis	ca. 150 $\mu$ s
Leistungsaufnahme	16 V, 230 mA

## 5.2 Empfänger

Mittelfrequenz	100 kHz
HF-Bandbreite	20 kHz
NF-Bandbreite (3 dB)	4 kHz
Leistungsaufnahme	9 V, 7,5 mA

## 5.3 HF-Störabstand

bezogen auf folgende Bedingungen:

Raumoberfläche 200 m<sup>2</sup>  
mittlerer Wandreflexionsfaktor 50 %  
IR-Kantenfilter mit Grenzwellen-  
länge 900 nm  
Effektive Empfängerbandbreite  
20 kHz  
Beleuchtungsstärke am Empfänger  
1000 Lux

für Glühlicht	S/N = 24 dB
für Tageslicht	S/N = 33 dB
für Leuchtstoffröhrenlicht	S/N = 44 dB

Die Angaben über den Störabstand gel-  
ten für diffuse Strahlungsverteilung im  
Raum. Sie entsprechen bei direkter Ab-  
strahlung ohne Wandreflexionen einem  
Senderabstand von ca. 5,5 m.

# 6. Abschließende Bemerkungen und Literatur

Die Ausführungen geben einen Begriff von den – vorzugsweise auf diffuser Strahlungsverteilung beruhenden – Möglichkeiten der IR-Tonübertragung. Mit einer Sendeleistung von rund 100 mW lassen sich ohne großen Aufwand Räume bis ca. 200 m<sup>2</sup> Oberfläche (zum Beispiel ein Raum mit den Abmessungen 6×10×2,5 m<sup>3</sup>) gut mit Mono-Ton versorgen. Inwieweit sind nun noch Verbesserungen möglich?

Vielfach besteht die Meinung, daß durch eine Optik die effektive Empfängerfläche vergrößert werden könnte. Bei vollkommener diffuser Strahlungsverteilung ist dies jedoch nicht der Fall. Je mehr man aber zur gerichteten Abstrahlung übergeht, desto sinnvoller ist eine Optik, sowohl beim Sender als auch beim Empfänger. Beim Sender kann man zum Beispiel mit Hilfe einer Zylinderlinse die abgestrahlte Leistung in der vertikalen Richtung bündeln und so auf einen kleineren Abstrahlwinkel komprimieren. Auf der Empfangsseite kann man zunächst den Akzeptanzwinkel auf die gerade noch tragbare Größe verkleinern und damit einen Teil des Umgebungslichtes ausschließen. Durch eine zusätzliche Optik läßt sich in diesem Fall die effektive Empfangsfläche um ein Mehrfaches vergrößern. Diese Methoden haben aber nur dann Sinn, wenn man sich grundsätzlich auf die Übertragung durch gerichtete Strahlung festlegt. Die Bewegungsfreiheit des Hörers wird durch diese Maßnahme allerdings deutlich eingeschränkt.

Ein weiteres Problem ist die Verbesserung des Störabstandes durch einen größeren FM-Hub. Je größer der Hub, desto geringer ist bei einem vorgegebenen, statistisch schwankenden Störer die Beeinflussung des NF-Signals. Mit zunehmender Bandbreite nimmt allerdings auch das vom Umgebungslicht stammende Schrotrauschen zu, wenn auch nur mit der Wurzel aus der Bandbreite. Eine Vergrößerung des Hubes auf den doppelten Wert läßt also eine Verbesserung des NF-Rauschabstandes um rund 3 dB erwarten. Eine Hubvergrößerung ist deshalb anzustreben; sie bedingt jedoch einen anderen Demodulator oder eine höhere Trägerfrequenz.

Höhere Trägerfrequenzen werden unumgänglich sein, wenn man eine hochwertige Tonübertragung oder eine Stereoübertragung anstrebt. Die Sendediode LD 241 ist für Trägerfrequenzen bis ca. 300 kHz geeignet. Höhere Frequenzen sind damit zwar durchaus möglich, sie erfordern jedoch zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen und sind mit einem Rückgang des Wirkungsgrades verbunden.

## Literatur

- 1 K. Kumpfmüller: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1974, Seite 282.

# 7. Verzeichnis der verwendeten Symbole

$P_s$	vom IR-Sender abgegebene Strahlungsstärke in W	$\frac{S}{N}$	Signal-Rausch-Verhältnis
$P_e$	vom Empfänger aufgenommene Strahlungsleistung in W	e	Elementarladung = $1,6 \cdot 10^{-19}$ As
O	Innere Oberfläche eines mit diffuser IR-Strahlung erfüllten Raumes in $m^2$	h	Plancksches Wirkungsquantum = $6,62 \cdot 10^{-34}$ Ws <sup>2</sup>
$\rho$	mittlerer Wand-Reflexionsfaktor für IR-Strahlung 950 nm	$\nu$	Lichtfrequenz in Hz
$E_e$	Nutz-Bestrahlungsstärke am Empfänger in $W/m^2$	$\lambda$	Lichtwellenlänge in m
$I_s$	Strahlungsstärke des IR-Senders in W/sr	$\Delta f$	Effektive Empfängerbandbreite in Hz
r	Abstand Sender–Empfänger in m	kT <sub>o</sub>	Verfügbare Rauschenergie eines Widerstandes bei Zimmertemperatur = $4 \cdot 10^{-21}$ Ws
$I_G$	Fotodiodengleichstrom, bedingt durch das Umgebungslicht in A	R	Eingangswiderstand in $\Omega$
$I_{GA}$	$I_G$ für ungefiltertes Normlicht A	k	Lichtartfaktor
$i_G$	Effektivwert des $I_G$ überlagerten Schrotstromes in A	$\alpha_1$	Filterfaktor für die Lichtart I
$i_R$	Effektivwert des Rausch-Kurzschlußstromes eines ohmschen Widerstandes R in A	b	Bandbreite in Hz
S	Visuelle Empfindlichkeit der Fotodiode in A/Lux	$\Delta\Omega$	Frequenzhub in Hz
s	Spezifische visuelle Empfindlichkeit der Fotodiode	$\omega_N$	Niederfrequente Modulationsfrequenz in Hz
	$\frac{A}{\text{Lux} \cdot m^2}$	$\omega_o$	Mittenfrequenz in Hz
$E_v$	Beleuchtungsstärke am Empfänger in Lux	Q	Kreisgüte
A	Effektive Empfängerfläche in $m^2$	$\Omega$	Normierte Verstimmung
$I_s$	Nutz-Fotodiodenstrom (Signalstrom) in A	$\varphi$	Phasenwinkel zwischen $U_2$ und $U_1$
$I_{s1}$	Effektivwert der Grundwelle des Fotodioden-Signalstromes in A		
K	Energetische Empfindlichkeit der Fotodiode in A/W		
$u$	Quantenwirkungsgrad der Fotodiode		

**SIEMENS**

nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo

**SIEMENS**

**Technische Mitteilung  
aus dem Bereich Bauelemente**

**Zeitschaltungen  
mit Operationsverstärkern**

Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT  
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum  
8000 München 80, Balanstraße 73

# Zeitschaltungen mit Operationsverstärkern

Von Alfred Hauenstein und Klaus Wetzel

## 1. Einleitung

## 2. Schaltungsgrundlagen

- 2.1. Das RC-Glied als Zeitnormal
- 2.2. Wahl des zeitbestimmenden Kondensators
- 2.3. Operationsverstärker für Zeitschaltungen

## 3. Verzögerungsschaltungen

- 3.1. Grundbegriffe
- 3.2. Einschaltverzögerung mit langer, genauer Verzögerungszeit
- 3.3. Ausschaltverzögerung mit großem Betriebsspannungsbereich
- 3.4. Ausschaltverzögerung mit kleinem Schaltungsaufwand

## 4. Monostabile Multivibratoren

- 4.1. Kenngrößen und Vorteile beim Aufbau mit Operationsverstärkern
- 4.2. Multivibrator für Steuersignale aus Brückenschaltungen
- 4.3. Einfacher kostengünstiger Multivibrator für sehr lange Impulszeiten
- 4.4. Kippschaltung für hohe Betriebsspannung
- 4.5. Multivibrator für genaue Impulszeiten

## 5. Astabile Multivibratoren

- 5.1. Kenngrößen
- 5.2. Einfacher kostengünstiger Kippgenerator
- 5.3. Multivibrator mit ungleichen Taktzeiten
- 5.4. Multivibrator mit unterschiedlicher Lade- und Entlade-Zeitkonstante und Synchronisationsstufe
- 5.5. Multivibrator mit veränderbarer Impulszeit

## 6. Kombinationen

## 7. Literatur

Ing. (grad.) Alfred Hauenstein  
Ing. (grad.) Klaus Wetzel  
Siemens AG Bereich Bauelemente  
Anwendungstechnik professionelle Industrie



## 1. Einleitung

Zeitschaltungen sind in allen Bereichen der Elektronik unentbehrlich geworden, sei es zur definierten Verzögerung von Ein- und Ausschaltvorgängen oder zur Erzeugung von Impulsen bestimmter Dauer und Form. Der Operationsverstärker wurde in diesen Schaltungen durch seine typischen Eigenschaften einer hohen und sehr genauen Differenz-Eingangsspannung, einer geringen Temperaturdrift und kleiner Eingangsströme schon bald zum bevorzugten Halbleiter. Die Überführung in die Großserienfertigung haben auch die erforderliche Preiswürdigkeit und Qualität gebracht.

Im Abschnitt Schaltungsgrundlagen sind die physikalischen Vorgänge in Zeitschaltungen erläutert und Hilfsmittel für die Dimensionierung zusammengestellt, u. a. ein Diagramm zur Bestimmung der Zeitkonstante und in Tabellenform eine Gegenüberstellung der Kenngrößen der für Zeitschaltungen besonders geeigneten Operationsverstärker und Lade-Kondensatoren.

In den folgenden Abschnitten sind Zeitschaltungen für die am häufigsten auftretenden Einsatzfälle beschrieben unter Angabe der in der Praxis erprobten Dimensionierung.

## 2. Schaltungsgrundlagen

### 2.1. Das RC-Glied als Zeitnormal

Das RC-Glied ist ein in der Schaltungstechnik häufig verwendetes, preisgünstiges Zeitnormal. Elektrische Impulse mit definierter Zeitdauer werden erzeugt, indem

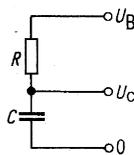


Bild 1 RC-Glied als Reihenschaltung

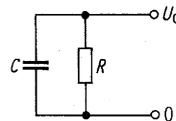


Bild 2 RC-Glied als Parallelschaltung

die zeitabhängige Kondensatorenspannung mit einer Referenzspannung verglichen wird. In den nachstehenden Gleichungen und Diagrammen werden die Lade- und Entladevorgänge eines RC-Gliedes physikalisch erläutert.

Wird die Kapazität  $C$  über den Widerstand  $R$  an konstanter Spannung  $U_B$  geladen, so ergibt sich die Spannung an der Kapazität aus Gleichung (1) und die Ladezeit aus Gleichung (2).

$$\frac{U_C}{U_B} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

$$\frac{t}{\tau} = -\ln\left(1 - \frac{U_C}{U_B}\right) \quad (2)$$

$$\tau = R \cdot C$$

Bei Entladung der auf  $U_B$  geladenen Kapazität über den Widerstand  $R$  verläuft die Spannung  $U_C$  nach Gleichung (3) und die Entladezeit nach Gleichung (4).

$$\frac{U_C}{U_B} = e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3)$$

$$\frac{t}{\tau} = -\ln \frac{U_C}{U_B} \quad (4)$$

In Bild 3 sind Lade- und Entladevorgang graphisch so dargestellt, daß die Dimensionierung und die Ermittlung der Lade- und Entladezeiten eines RC-Gliedes mit einer für die Praxis meist ausreichenden Genauigkeit entnommen werden kann.

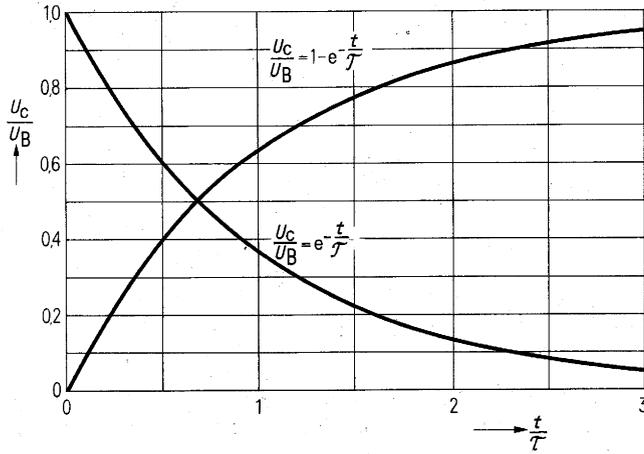


Bild 3 Lade- und Entladevorgang in RC-Gliedern

Häufig werden in Zeitschaltungen, besonders in astabilen Multivibratoren, die zeitbestimmenden Kondensatoren nicht bis zur Versorgungsspannung aufgeladen oder nicht völlig entladen. Die Ladung und Entladung des Kondensators erfolgt dabei zwischen zwei festgelegten Spannungspotentialen  $U_1$  und  $U_2$ . Ferner können die Lade- und Entladezeitkonstanten unterschiedlich sein.

Die Bilder 4 und 5 zeigen den Spannungsverlauf am Kondensator bei Ladung und Entladung.

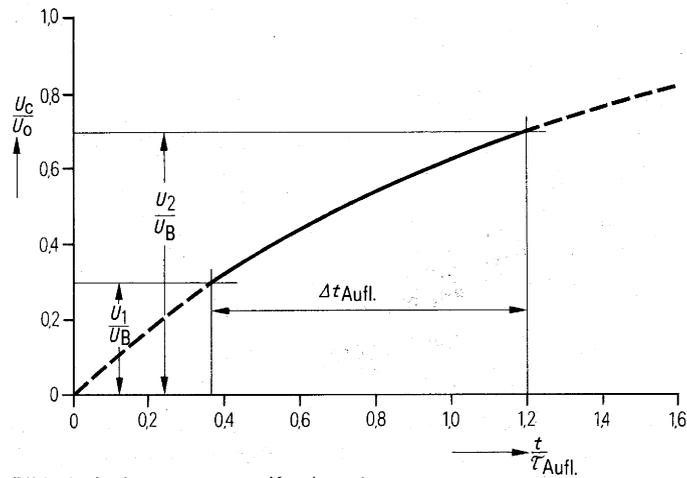


Bild 4 Ladespannung am Kondensator

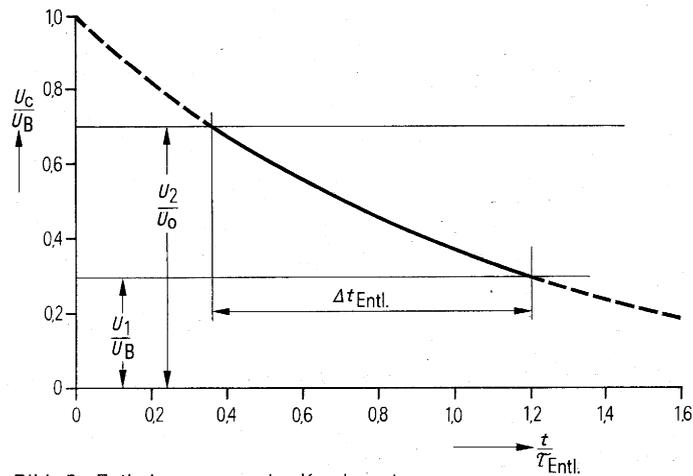


Bild 5 Entladespannung des Kondensators

Die Ladezeit  $\Delta t_{\text{Auf}}$  berechnet sich nach Gleichung (5), die Entladezeit  $\Delta t_{\text{Entl}}$  nach Gleichung (6).

$$\frac{\Delta t_{\text{Auf}}}{\tau_{\text{Auf}}} = \ln \left( \frac{1 - \frac{U_1}{U_B}}{1 - \frac{U_2}{U_B}} \right) \quad (5)$$

$$\frac{\Delta t_{\text{Entl}}}{\tau_{\text{Entl}}} = \ln \frac{U_2}{U_1} \quad (6)$$

## 2.2. Wahl des zeitbestimmenden Kondensators

Für Zeitschaltungen sind vorwiegend Kunststoff-, Elektrolyt- und Tantal-Kondensatoren geeignet. Die erreichbare Ladezeit eines Kondensators wird nicht nur von der Größe der Kapazität, sondern bei Kunststoff-Kondensatoren auch vom Isolationswiderstand  $R_p$  und bei Elektrolyt- und Tantal-Kondensatoren auch vom Reststrom bestimmt.

Bild 6 zeigt ein vereinfachtes Ersatzschaltbild für ein RC-Glied mit dem Isolationswiderstand  $R_p$ , der den Reststrom führt.

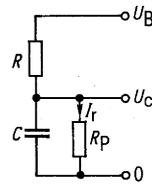


Bild 6 Vereinfachtes Ersatzschaltbild für RC-Glied

Der Verlauf der Ladespannung wird von  $R_p$  gemäß Gleichung (7) beeinflusst.

$$\frac{U_C}{U_B} = \frac{R_p}{R_p + R} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\frac{R \cdot R_p}{R + R_p} \cdot C}} \right) \quad (7)$$

Da  $R_p$  eine Fertigungsstreuung etwa vom Faktor 10 aufweist und auch von der Umgebungstemperatur abhängig ist, kann  $R_p$  bei der Dimensionierung eines RC-Gliedes nicht berücksichtigt werden. Der von  $R_p$  verursachte Zeitfehler  $\Delta t$  bis zum Erreichen einer bestimmten Kondensatorspannung  $U_C$  errechnet sich nach Gleichung (8).

$$\frac{\Delta t}{t_{\text{soll}}} = \frac{n}{1+n} \cdot \frac{\ln \left[ 1 - \frac{U_C}{U_B} \left( 1 + \frac{1}{n} \right) \right]}{\ln \left( 1 - \frac{U_C}{U_B} \right)} - 1 \quad (8)$$

$$n = \frac{R_p}{R} = \frac{R_p \cdot C}{R \cdot C} = \frac{\tau_p}{\tau}$$

Im Bild 7 ist der Zeitfehler  $\frac{\Delta t}{t_{\text{soll}}}$  in Abhängigkeit von  $n$  dargestellt.

Parameter ist die normierte Kondensatorspannung  $\frac{U_C}{U_B}$ .

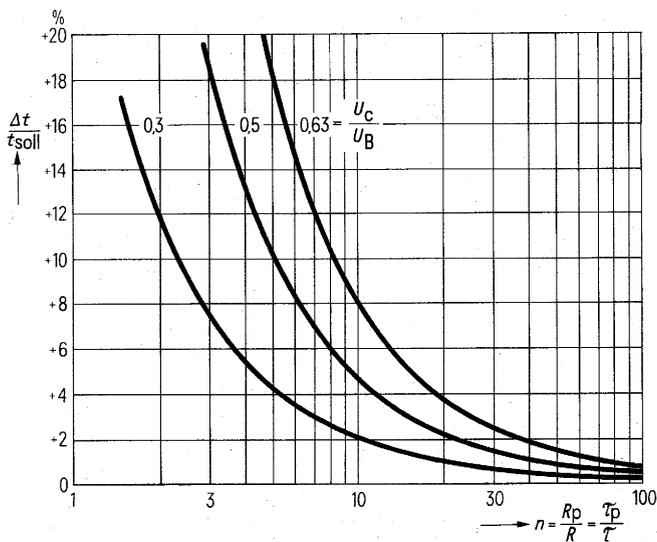


Bild 7 Zeitfehler in Abhängigkeit vom Verhältnis  $\frac{R}{R_p}$

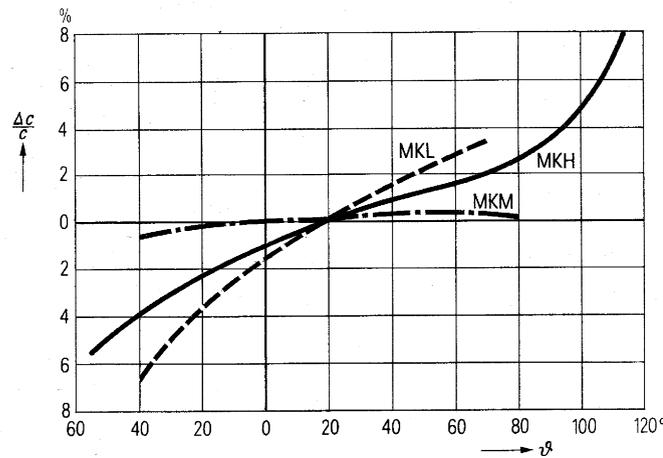


Bild 8 Charakteristische Kurven der wichtigsten MK-Kondensatoren

Der Isolationswiderstand beeinflusst die Ladezeit um so mehr, je mehr sich die Kondensatorspannung der Endspannung  $U_B \frac{R_p}{R_p + R}$  nähert. Von Vorteil ist also, die Endspannung nicht voll auszunützen.

Nachstehend sind speziell für die Dimensionierung von Zeitschaltungen die geeignetsten Kondensatoren aus dem Siemens-Typenspektrum herausgegriffen und in den technischen Daten gegenübergestellt.

### 2.2.1. Kunststoff-Kondensatoren

Charakteristisch für diese Kondensatorengruppe ist ein hoher Isolationswiderstand  $R_p$  und daraus resultierend eine große Isolationszeitkonstante  $\tau_p = C \cdot R_p$ . Tabelle 1 gibt für die gängigsten Siemens-Kunststoff-Kondensatoren eine Übersicht der Isolationszeitkonstanten für  $\vartheta_u = 40^\circ\text{C}$  und die maximal erreichbaren Ladezeiten für einen Zeitfehler von 10% und eine Kondensatorspannung  $U_C = 0,63 U_B$ . (Siehe Gleichung (1)). Die maximale Ladezeit berechnet sich nach Gleichung (9).

$$t_{\max} = -\ln\left(1 - \frac{U_C}{U_B}\right) \frac{\tau_{p \max}}{n} \quad (9)$$

$n$  kann, in Abhängigkeit vom zulässigen Fehler, Bild 7 entnommen werden.

Tabelle 1 Isolationszeitkonstante und maximal erreichbare Ladezeit der gängigsten Siemens-Kunststoff-Kondensatoren

Kondensator- typ	Bauform	$\tau_{p \max}$ ( $\vartheta_u = 40^\circ\text{C}$ )		$t_{\max}$	
		Mindestwert sec	Mittelwert (90%) sec	Mindestwert sec	Mittelwert (90%) sec
MKM-Schicht	B 32541	145	1450	18	180
MKM-Wickel	B 32435	5000	25000	620	3100
MKH	B 32234	145	1450	18	180
MKH	B 32235	360	3600	45	450
MKL	B 32110	5000	15000	630	2500

### 2.2.2. Elektrolyt-Kondensatoren

Für diese Kondensatorenart wird in den Datenblättern statt der Isolationszeitkonstante der Reststrom bei eingelaufenem Betrieb mit Nennspannung und

20 °C angegeben. Der Reststrom ist stark abhängig von der Betriebstemperatur, der Betriebsspannung und dem Betriebs-Pausen-Verhältnis des Kondensators. Temperatur- und Spannungsabhängigkeit sind in Bild 9 bis 12 dargestellt.

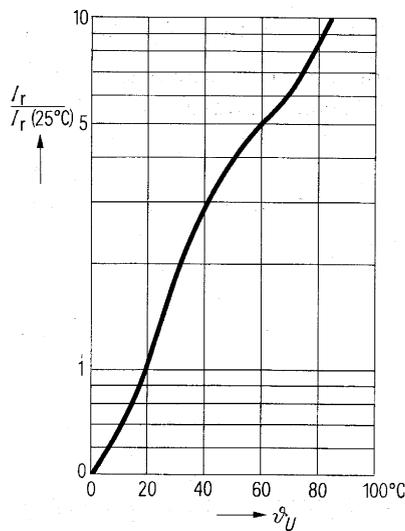


Bild 9 Temperaturabhängigkeit des Reststromes von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

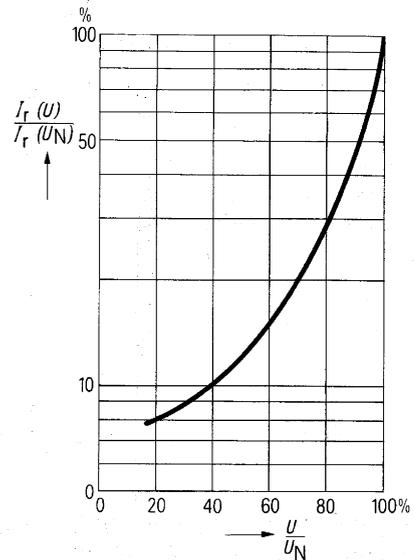


Bild 10 Spannungsabhängigkeit des Reststromes von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

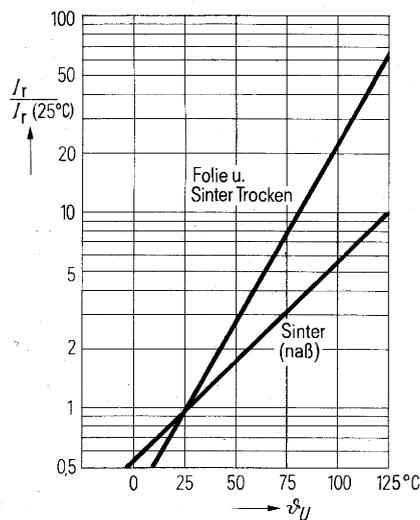


Bild 11 Temperaturabhängigkeit des Reststromes von Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

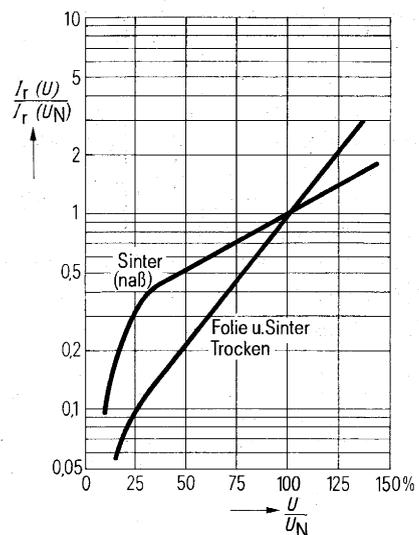


Bild 12 Spannungsabhängigkeit des Reststromes von Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

Wird für eine sichere Schaltungsfunktion ein sehr kleiner Reststrom angestrebt, wählt man den Kondensator so aus, daß er nur mit etwa 60 % seiner Nennspannung betrieben wird. Der Reststrom geht dann auf etwa 15 % des Nennwertes zurück. Bei Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren steigt bei spannungslosem Zustand über mehrere Monate der Reststrom im Einschaltmoment auf den 50- bis 100fachen Wert des eingelaufenen Betriebes an. Dieser hohe Einschaltstrom geht jedoch schon innerhalb von Minuten auf den normalen Betriebswert zurück, muß aber bei der Auslegung der Schaltung berücksichtigt werden, z. B. indem der Kondensator dauernd an Spannung liegt. Bei Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren dagegen steigt der Reststrom auch nach jahrelanger spannungsloser Lagerung und bei erhöhter Lagertemperatur nur wenig an. Diese Kondensatoren sind daher besonders für Zeitschaltungen mit hoher Temperaturbeanspruchung und großen Betriebspausen geeignet. Allgemein wird für Zeitschaltungen wegen der günstigeren Reststromverhältnisse der Einsatz von Elektrolyt-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen empfohlen.

Der Betriebsreststrom, der sich im eingelaufenen Zustand einstellt, errechnet sich nach Gleichung (10).

$$I_{rp} = K_b \cdot C_N \cdot U_N \cdot a \cdot b \quad (10)$$

$K_b$  ist eine von der Bauform abhängige Größe in  $\frac{\mu A}{V \mu F}$ . Hierzu Tabelle 2 und Datenbuch 1974/75 über Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren, Seite 35.  $a$  ist der Spannungsfaktor nach Bild 9 und 11,  $b$  ist der Temperaturfaktor nach Bild 10 und 12.

Die Isolationszeitkonstante kann mit Gleichung (11) überschlägig ermittelt werden.

$$\tau_p \approx R_p \cdot C_N \approx \frac{U_{CS}}{I_{rb}} C_N \approx \frac{U_{CS}}{U_N} \cdot \frac{1}{K \cdot a \cdot b} \quad (11)$$

$U_{CS}$  ist die Kondensatorspannung im Schaltpunkt.

Mit  $\tau_p$  läßt sich nach Gleichung (9) die maximal erreichbare Ladezeit bei einem Zeitfehler  $F$  von + 10 % berechnen.

Tabelle 2 Gegenüberstellung typischer Daten von Elektrolyt-Kondensatoren

Bauform	Reststrom	Isolationszeit-Konstante $\tau_p$	max. Ladezeit	TK	Betriebs-Temperaturbereich	Kapa-zitäts-toleranz	zul. Falsch-polung
	$\mu A$ $C_N$ in $\mu F$ $U_N$ in V	s $U_C = 0,6 U_N$ $\vartheta_U = 40 \text{ }^\circ C$	s $U_C = 0,6 U_N$ $\vartheta_U = 40 \text{ }^\circ C$ $F = +10\%$	$\% / K$	$^\circ C$	$\%$	V
Alu-minium-Elko B 41588	$I_{rb} = 0,005 U_N C_N$ jedoch $\geq 1$	$\approx 260$	$\approx 33$	+ 0,2	- 40 bis + 85	- 10 bis + 50	2
Tantal-Elko B 45170	$I_r = 0,013 U_N C_N$ jedoch $\geq 0,5$	$\approx 77$	$\approx 10$	+ 0,1	- 55 bis + 125	$\pm 10$ und $\pm 20$	1

### 2.3. Operationsverstärker in Zeitschaltungen

In Zeitschaltungen wird die Spannung des Ladekondensators mit einer Referenzspannung verglichen. Operationsverstärker eignen sich für diese Aufgabe besonders gut durch folgende Eigenschaften:

- genauer Differenzeingang
- geringe Temperaturdrift
- kleine Eingangsströme
- große Ausgangsströme
- hohe Spannungsverstärkung
- große Differenzeingangsspannung
- großer Betriebsspannungsbereich

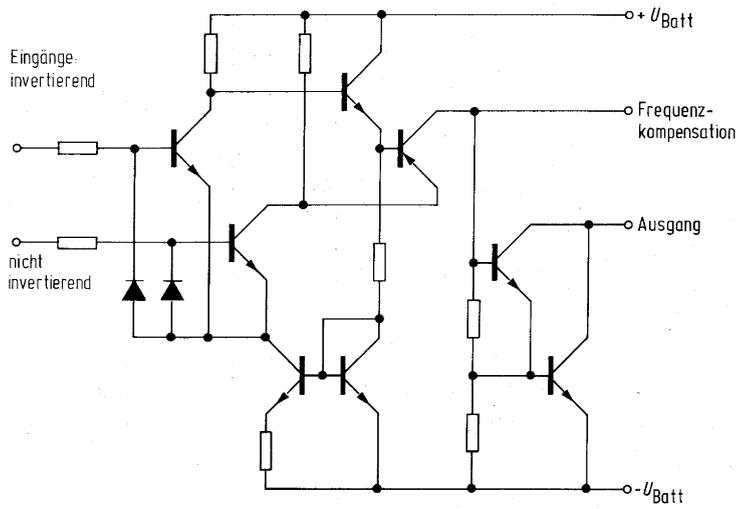
Diese Eigenschaften sind bei den Operationsverstärkern der Baureihen TAA 761, 762, 765, TAA 861, 862, 865, TCA 311, 321, 331, 335, 345 besonders ausgeprägt. Sie sind daher für Zeitschaltungen bevorzugt zu verwenden. In der Tabelle 3 sind für diese Operationsverstärker-Baureihen die wichtigsten Daten zusammengestellt. Die Bilder 13 bis 17 zeigen den inneren Schaltungsaufbau und das Bild 18 die verschiedenartigen Bauformen.

Tabelle 3 Übersicht der für Zeitschaltungen wichtigsten Daten von Operationsverstärkern

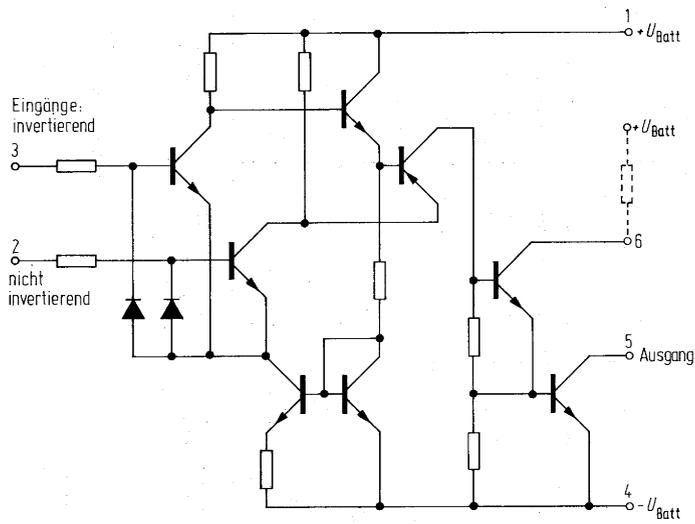
Kenngößen	Maß- einheit	TAA 761 bis TAA 765	TAA 861 bis TAA 865	TCA 321 bis TCA 325	TCA 311 bis TCA 315	TCA 331 bis TCA 335	TCA 345A
Eingangsschaltung		Transistor	Transistor	Transistor	Darlington	Darlington	Darlington
Ausgangsschaltung		Darlington	Darlington	Transistor	Transistor	Darlington	Transistor
Funktionsbereich	V	$\pm 2$ bis $\pm 18$	$\pm 2$ bis $\pm 10$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	2 bis 7
max. Differenz-Eingangsspannung	V	$\pm 18$	$\pm 10$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	7
max. Differenz-Eingangsspannung	V	1	1	1	14	14	1
min. Ausgangsspannung bei $I_A$ 10 mA	V	1	1	0,35	0,35	1	1
max. Ausgangsstrom	mA	70	70	70	70	70	70

Kenngößen	Maß- einheit	TAA 761/A/W TAA 765/A/W	TAA 762	TAA 861/A/W TAA 865/A/W	TAA 862 F	TCA 321 bis TCA 325 W	TCA 311/A/W TCA 315/A/W TCA 331/A/W TCA 335/A/W	TCA 345A
max. Eingangs-Null-Spannung ( $R_G$ 50 $\Omega$ )	mV	$\pm 6$	$\pm 4$	$\pm 10$	$\pm 4$	$\pm 7,5$	$\pm 20$	—
max. Eingangsstrom	A	1	0,7	1	0,7	1	0,05	0,01
min. Spannungsverstärkung ( $R_L = 2$ k $\Omega$ , $f = 1$ kHz)	dB	> 80	> 85	> 80	> 85	> 75	> 75	—

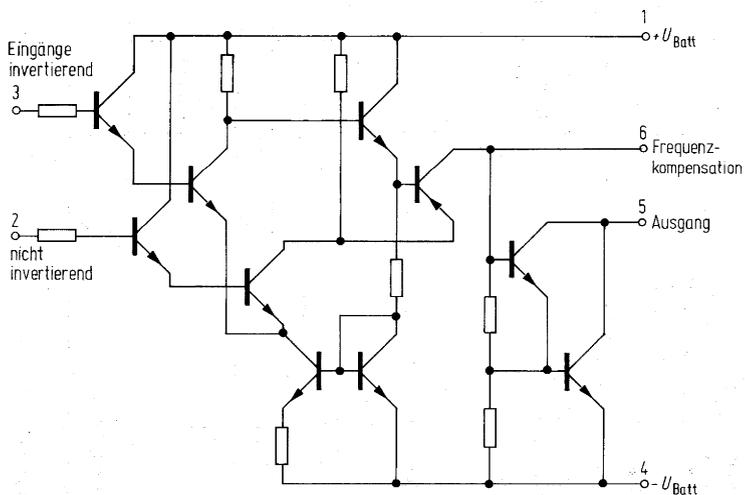
Kenngößen	Maß- einheit	TAA 761/A/W; TCA 311/A/W; TCA 331/A/W;	TAA 861/A/W TCA 321/A/W	TAA 765/A/W; TCA 315/A/W; TCA 335/A/W;	TAA 865/A/W TCA 325/A/W	TAA 762; TAA 862/F	TCA 345A
Umgebungstemperatur im Betrieb $\vartheta_u$	°C	0 bis +70		-25 bis +85		-55 bis +125	-25 bis +85



**Bild 13** Schaltung der Operationsverstärker  
 TAA 761, 761A, 761W, 762, TAA 765, 765A, 765W  
 TAA 861, 861A, 861W, 862, 862F, TAA 865, 865A, 865W



**Bild 14** Schaltung der Operationsverstärker  
 TCA 321, 321A, 321W, TCA 322, TCA 325, 325A, 325W



**Bild 15** Schaltung der Operationsverstärker  
 TCA 331, 331A, 331W, TCA 332, TCA 335, 335A, 335W

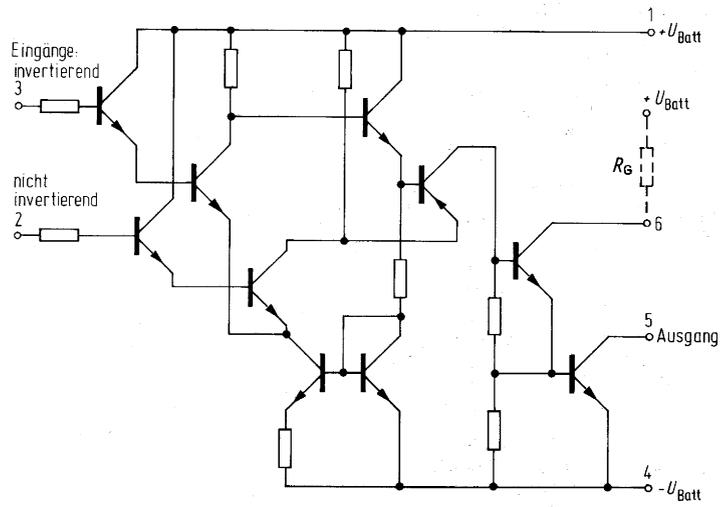


Bild 16 Schaltung der Operationsverstärker  
TCA 311, 311A, 311W, TCA 312  
TCA 315, 315A, 315W

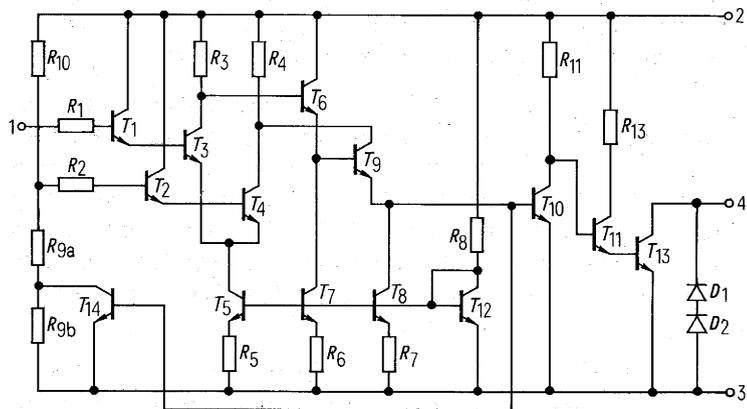


Bild 17 Schaltung des Schwellwertschalters TCA 345A

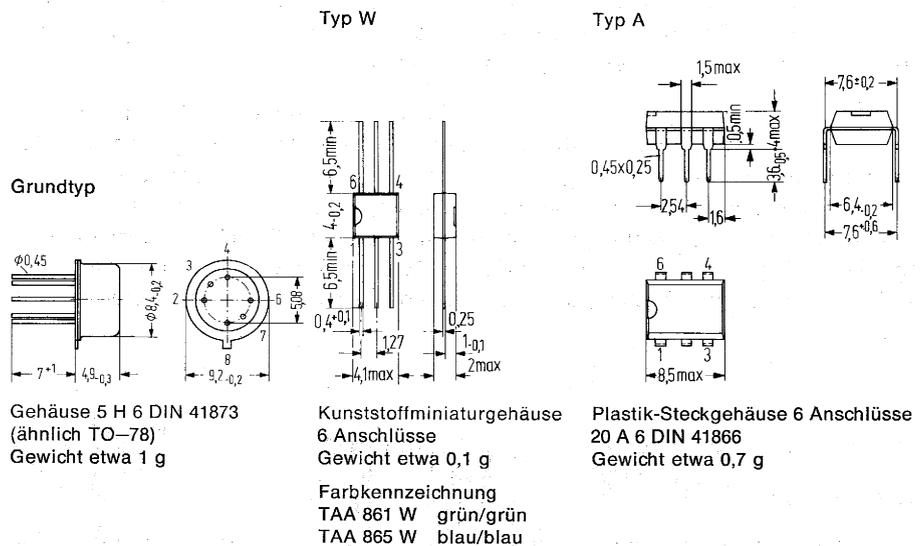
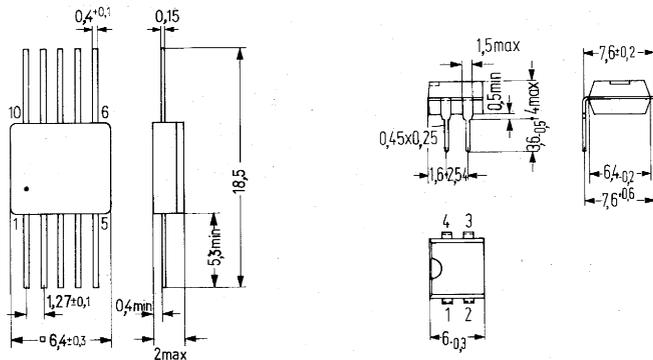


Bild 18 Bauformen



Metall-Keramik-Gehäuse  
ähnlich 21 B 10 DIN 41865  
(ähnlich TO-91)  
Gewicht etwa 1,1 g

Plastik-Steckgehäuse  
20 A 4 DIN 41866  
(4 Anschlüsse)  
Gewicht etwa 0,5 g

Bild 18 Bauformen

Für Zeitschaltungen von Bedeutung ist der Eingangsstrom des Verstärkers. Hier unterscheiden sich die genannten Operationsverstärker in ihrer Eingangsschaltung. Die Baureihen TCA 311 bis 315 und TCA 331 bis 335 haben Darlingtoneingang und benötigen daher nur maximal 50 nA Eingangsstrom. Operationsverstärker mit einfachem Eingang erfordern dagegen 1  $\mu$ A Eingangsstrom. Steigt die Eingangs-Differenzspannung auf Werte  $> 100$  mV, so wird der gesamte Emitterstrom vom positiv angesteuerten Eingangstransistor übernommen und dessen Eingangsstrom nimmt etwa den doppelten Nennwert an.

Beachtet werden muß auch die Höhe der Differenz-Eingangsspannung, bei der die Eingangs-Schutzdiode leitend und die Sperrspannung der Basis-Emitter-Strecke des Eingangs-Transistors überschritten wird. In Operationsverstärkern mit Schutzdioden z. B. TAA 761, 861 beträgt diese Differenzspannung etwa 1 V, in Operationsverstärkern mit Darlington-Eingang z. B. TCA 311, 331 etwa 14 V. Ein Überschreiten dieser Spannungen führt durch die Eingangs-Schutzwiderstände zwar nicht zur Zerstörung des Operationsverstärkers, wirkt sich aber nachteilig auf die Ladezeit aus.

Um im aktiven Bereich zu arbeiten, benötigen Operationsverstärker eine Mindestspannung zwischen Eingang und Substrat. Bei Operationsverstärker mit Darlington-Eingang beträgt diese Mindestspannung 1,4 V, bei Operationsverstärker mit einfachem Eingang 0,9 V.

Unterschiedlich sind Operationsverstärker auch in der Restspannung des durchgeschalteten Ausgangstransistors. Operationsverstärker mit Darlington-Ausgang haben eine Restspannung von  $\leq 1$  V bei  $I_A = 10$  mA und sind damit nicht mit TTL kompatibel. Bei einfachem Ausgang beträgt die Restspannung dagegen nur  $\geq 0,35$  V. Hier wird aber extern ein Widerstand benötigt.

Der Schwellwertschalter (Schmitt-Trigger) TCA 345 A wurde aus der Operationsverstärker-Baureihe TAA 761 entwickelt. Der invertierende Eingangstransistor ist kollektorseitig mit einem integrierten Spannungsteiler, basisseitig mit einer Rückkopplung zur Erzeugung der Hysterese verbunden. Die Einschaltchwelle beträgt  $0,66 U_B$ , die Ausschaltchwelle  $0,4 U_B$ . Günstig ist auch der geringe Eingangsstrom von 10 nA, die kleine Ausgangs-Restspannung von 300 mV bei 40 mA und die integrierten Löschdioden am Ausgang zur Spannungsbegrenzung auf etwa 10 V.

### 3. Verzögerungsschaltungen

#### 3.1. Grundbegriffe

Schaltungen zur definierten Verzögerung von Einschalt- oder Ausschaltvorgängen finden vielfache Anwendung, zum Beispiel in der Steuer- und Regeltechnik,

in der Fernsprechtechnik, in der Eisenbahnsignaltechnik. Der Schaltvorgang kann durch einen mechanischen oder elektronischen Schalter ausgelöst werden, der seinen Schaltzustand mindestens für die Dauer der Verzögerungszeit beibehalten muß.

In Verzögerungsschaltungen wird die Spannung am Ladekondensator mit einer Referenzspannung verglichen (Bild 19). Ist die Referenzspannung proportional der Spannung am RC-Glied, so errechnet sich die Verzögerungszeit nach Gleichung (12)

$$t_V = -\tau \ln \left( 1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (12)$$

Die Verzögerungszeit ist also unabhängig von der Versorgungsspannung. Änderungen der Versorgungsspannung während des Ladevorganges verursachen jedoch einen Zeitfehler, besonders wenn die Kondensatorspannung die Teilerspannung nahezu erreicht hat.

Bei einem Widerstandsverhältnis  $\frac{R_2}{R_1 + R_2} = e^{-1} \approx 0,63$  wird die Verzögerungszeit  $t_V = \tau$ .

### 3.2. Einschaltverzögerung mit langer, genauer Verzögerungszeit

Die Schaltung kann wahlweise mit den Schaltern  $S_1, S_2$  oder dem Transistor  $T$  eingeschaltet werden. Wird  $S_1$  geschlossen, so liegt der Operationsverstärker mit einem (+) Eingang auf dem vom Teiler  $R_1/R_2$  eingestellten Potential, mit seinem (-) Eingang am Kondensator  $C$  mit 0 Volt. Der Ausgang des Operationsverstärkers ist gesperrt, das Relais abgefallen. Nun beginnt sich der Kondensator über  $R$  aufzuladen. Hat die Kondensatorspannung nach der Verzögerungszeit  $t_V$  gemäß Gleichung (12) die Teilerspannung erreicht, fließt Strom in den (-) Eingang des Operationsverstärkers, sein Ausgang wird leitend und das Relais zieht an.

Über den Widerstand  $R_3$  erfolgt eine Mitkopplung, so daß ein schnelles und sicheres Durchschalten gewährleistet ist. Die Hysterese sollte  $> 1\%$  der Betriebsspannung sein und kann mit Gleichung (13) ermittelt werden.

$$\frac{U_{HY}}{U_B} \approx \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2) R_3} \geq 0,01 \quad (13)$$

Zeitfehler werden verursacht vom Isolationswiderstand des Kondensators, vom Eingangssperrstrom und vom Eingangsstrom des Operationsverstärkers. Während des Ladevorganges liegt eine hohe Sperrspannung am Eingang des Verstärkers. Bei etwa 14-V-Differenzeingangsspannung  $U_{DE}$  wird der Zenerdurchbruch erreicht und dadurch die Ladezeit verfälscht. Bei  $U_{DE} = 12\text{ V}$  beträgt der Sperrstrom  $< 5\text{ nA}$  und ist meist zu vernachlässigen. Für die Dimensionierung des Spannungsteilers gilt Gleichung (14) unter Berücksichtigung der Mindest-Eingangsspannung von 1,5 V

$$1,5\text{ V} \leq \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B \leq U_{DE} = 12\text{ V} \quad (14)$$

Der Eingangsstrom von maximal 50 nA fließt erst, wenn die Kondensatorspannung die Teilerspannung erreicht hat. Der daraus resultierende Fehler bleibt unter 0,5 %, wenn der durch  $R$  fließende Ladestrom  $> 70\text{ nA}$  ist.  $R_{\max}$  berechnet sich nach Gleichung (15).

$$R_{\max} \leq \frac{U_B}{70\text{ nA}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (15)$$

Wird eine kurze Wiederbereitschaftszeit benötigt, so muß die Diode  $D_1$  zur raschen Entladung des Kondensators eingesetzt werden. Der Widerstand  $R_2$  dient zum Feinabgleich der Verzögerungszeit.

**In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente**

$U_B = +14$  bis  $+24$  V,  $t_V = < 70$  s  
 $R_1 = 33$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 33$  k $\Omega$ ,  $R_3 = 560$  k $\Omega$ ,  $R_4 = 100$   $\Omega$ ,  $R = 100$  M $\Omega$   
 $C = 1$   $\mu$ F  $\pm 10$  %, dafür Siemens-MKM-Kondensator B 32435-B2105-K

T = NPN-Transistor BCY 58 VIII  
D 1, D 2 = Silizium-Schaltodiode BAY 61  
V = Operationsverstärker TCA 335 A  
Rel = Siemens-Kartenrelais E V 23027

**3.3. Ausschaltverzögerung mit großem Betriebsspannungsbereich**

Die Schaltung kann mit dem Schalter  $S_2$  oder dem Transistor  $T$  gesteuert werden. Die Kombination des Doppelschalters  $S_1, S_2$  mit dem Relaiskontakt  $a_1$  ermöglicht zusätzlich das verzögerte Ausschalten der Versorgungsspannung.

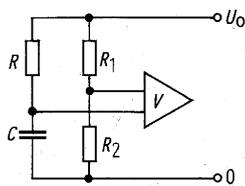


Bild 19 Prinzip einer Verzögerungsschaltung

Bei geschlossenem Schalter  $S_2$  oder leitendem Transistor  $T$  liegt der (+) Eingang des Operationsverstärkers TCA 335 A auf (0) Potential, der (-) Eingang auf positivem Potential am Teiler  $R_1/R_2$ . Das Relais ist angezogen.

Öffnet  $S_2$  oder  $T$ , dann lädt sich der Kondensator  $C$  über den Widerstand  $R$ . Nach der Verzögerungszeit  $t_V$  erreicht die Kondensatorspannung die Teilerspannung, der Ausgang des Operationsverstärkers sperrt und das Relais fällt ab.

Mit dem Widerstandsteiler  $R_3/R_4$  wird eine Hysterese von 2% erzeugt.

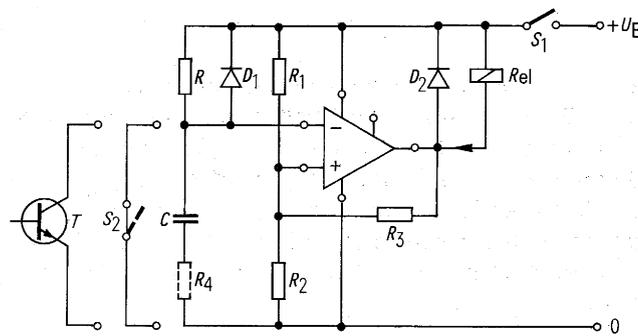


Bild 20 Einschaltverzögerung mit einer Verzögerungszeit von maximal 70 s bei einem Fehler von maximal  $\pm 1$  % im Temperaturbereich  $-25$  bis  $+70$  °C

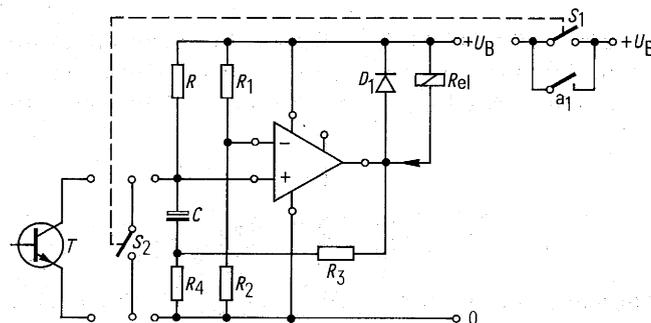


Bild 21 Ausschaltverzögerung  $t_V = 6$  s

Die Berechnung der Verzögerungszeit  $t_v$ , des Spannungsteilers  $R_1/R_2$ , des maximalen Ladewiderstandes  $R$  erfolgt nach den Gleichungen (12) (14) (15). Die Isolationszeitkonstante  $\tau_p$  des Kondensators ergibt sich nach Gleichung (11) mit

$$\approx 70 \text{ s. Dabei ist } U_{CS} = 13 \text{ V, } U_N = 40 \text{ V, } K = 0,013 \frac{\mu\text{A}}{\mu\text{F}\cdot\text{V}}, a = 0,2, b = 2,7, \vartheta_U = 50^\circ\text{C.}$$

Für den Betriebstemperaturbereich 0 bis  $+50^\circ\text{C}$  tritt durch den Reststrom ein Zeitfehler von maximal 7 % und durch den TK der Kapazität ein solcher von maximal 5 % auf.

*In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente*

$$U_B = +3 \text{ bis } +20 \text{ V, } t_v = 6 \text{ s}$$

$$R_1 = 39 \text{ k}\Omega, R_2 = 68 \text{ k}\Omega, R_3 = 27 \text{ k}\Omega, R_4 = 560 \Omega, R = 883 \text{ k}\Omega$$

$$C = 6,8 \mu\text{F} \pm 20 \%$$

dafür Siemens-Tantal-Elektrolyt-Kondensator B 45170–A8685–M

T = NPN Transistor BCY 58 VIII

D 1, D 2 = Silizium-Schaltdiode BAY 61

V = Operationsverstärker TCA 335 A

Rel = Siemens-Kammrelais S V 23054

#### 3.4. Ausschaltverzögerung mit kleinem Schaltungsaufwand

Mit dem Schwellwertschalter (Schmitt-Trigger) TCA 345 A läßt sich mit minimalem externen Bauelementeaufwand eine Ausschaltverzögerung realisieren (Bild 22).

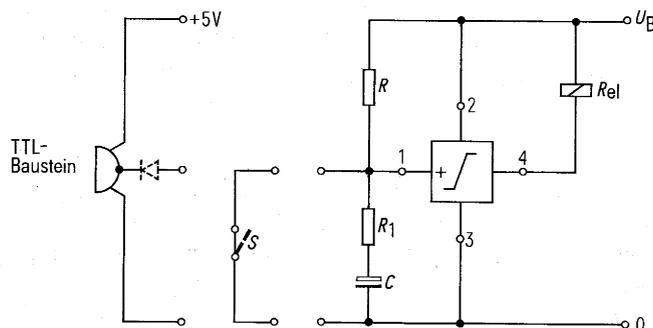


Bild 22 Ausschaltverzögerung mit TCA 345A

Die Schaltung kann wahlweise mit einem TTL-Baustein oder einem mechanischen Schalter gesteuert werden. Schaltet der TTL-Baustein von L- auf H-Potential, fällt das Relais verzögert ab. Eine integrierte Löschdiode ermöglicht den direkten Betrieb induktiver Lasten. Bei TTL-Bausteinen mit offenem Kollektor, zum Beispiel FLH 201, kann diese Löschdiode BAY 61 entfallen. Die Genauigkeit der Schaltung erhöht sich damit.

Der Ausgang ist TTL-kompatibel und kann einen maximalen Ausgangsstrom von 70 mA schalten. Die Schaltspannung des TCA 345 A beträgt  $0,65 U_B$ , die Verzögerungszeit  $t_v \approx 1,08 \tau$ . Die Schaltung ist für eine Verzögerungszeit von 2 s dimensioniert unter Verwendung des Tantal-Elektrolyt-Kondensators B 45170  $1,5 \mu\text{F}$ , 25 V. Der Zeitfehler aus dem Reststrom beträgt  $\approx 1,5 \%$ , der aus dem Temperaturkoeffizient  $+ 5 \%$  im Bereich 0 bis  $+50^\circ\text{C}$ .

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$U_B = +2$  bis  $+7$  V

$R = 1,2$  M $\Omega$ ,  $R_1 = 100$   $\Omega$

$C = 1,5$   $\mu$ F  $\pm 20$  %

dafür Siemens-Tantal-Elektrolyt-Kondensator B 45170–A8155–M

V = Operationsverstärker TCA 345 A

Rel = Siemens-Kammrelais S V 23054

TTL-Baustein = Vier-NAND-Glied FLH 201

#### 4. Monostabile Multivibratoren

##### 4.1. Kenngrößen und Vorteile beim Aufbau mit Operationsverstärkern

Monostabile Multivibratoren wandeln Eingangsimpulse gleicher Polarität, aber unterschiedlicher Dauer und Folge, in Rechteckimpulse mit definierter Dauer und Folge um. Ein monostabiler Multivibrator ist durch folgende Kenngrößen bestimmt:

Impulszeit  $t_i$  ist die Dauer des Rechteckimpulses am Ausgang. Der Ausgangs- oder Lastwiderstand ist in den folgenden Schaltungen mit  $R_L$  bezeichnet. Er kann je nach Schaltungsausführung während der Impulszeit stromführend oder stromlos sein. In der Praxis ist  $R_L$  häufig durch einen Verbraucher mit geeignetem Widerstandswert, zum Beispiel einer Anzeigelampe oder einem Relais, ersetzt. Werden die Ausgangsimpulse elektronisch weiterverarbeitet, empfiehlt sich ein ausgangsseitiger Entkopplungswiderstand von 10 mal  $R_L$ .

Wiederbereitschafts- oder Erholzeit  $t_w$  ist die Zeit, die mindestens vergehen muß, bis ein erneuter Impulsablauf eingeleitet werden kann.

Die Eingangsimpulsspannung  $U_e$  ist meistens ein kurzer negativer oder positiver Triggerimpuls, der in unregelmäßigen Abständen den monostabilen Multivibrator anregt. Der Eingangsimpuls kann auch verzerrt sein und zeitlich länger dauern als der Ausgangsimpuls. Ist die Länge des Eingangsimpulses etwa gleich mit der vom Multivibrator erzeugten Impulslänge, kann es bei ungünstiger Schaltungsauslegung zu Funktionsunregelmäßigkeiten kommen. Wird der Eingangsimpuls über Koppelkondensatoren eingegeben, muß der Kapazitätswert auf die Flankensteilheit des Impulses abgestimmt werden.

Die Betriebsspannung  $+U_B$  von monostabilen Multivibratoren sollte gut gesiebt und möglichst auch stabilisiert sein. Multivibratoren sind häufig empfindlich gegen negative Spitzen der Versorgungsspannung. Dadurch kann bei ungenügender Siebung ein unerwünschter Impulsablauf ausgelöst werden. Mit einer zusätzlichen negativen Betriebsspannung  $-U_B$  kann man bei einzelnen Schaltungen die Anzahl der Bauteile verringern.

Die Zeitkonstante  $\tau$  für  $R_L C$  ergibt durch Multiplikation mit einem festen Spannungsteilverhältnis die Impulszeit. Eingangsströme, Restspannungen, Sperrströme und Restströme sollten so gewählt werden, daß ihr Einfluß auf die Impulszeit vernachlässigbar ist.

Die Vorzüge von Operationsverstärkern in Zeitschaltungen wurden bereits in Abschnitt 2.3. behandelt. Durch diese Vorzüge lassen sich mit den in Tabelle 3, Seite 5, aufgeführten Operationsverstärkern monostabile Multivibratoren mit folgenden Eigenschaften aufbauen:

hohe Eingangsempfindlichkeit,  
lange Impulszeit,  
kurze Wiederbereitschaftszeit,  
hohe Impulsgenauigkeit,  
höhere Betriebsspannung für die Grundsaltung bis zur vollen Betriebsspannung des Operationsverstärkers,  
höhere Belastung gegenüber einer Schaltung mit Transistoren.

In den folgenden Abschnitten werden einige Grundschaltungen von monostabilen Multivibratoren funktionell beschrieben unter Angabe der Berechnungsweise und der in der Praxis erprobten Dimensionierung. Die Schaltungen lassen sich vielseitig anwenden und in Grenzen abwandeln. Bei stärkerer Abweichung von der angegebenen Dimensionierung können Rückwirkungen auf die Berechnung der Impulslängen entstehen. In den Zeitgleichungen wurden Sperr- und Restströme und Restspannungen vernachlässigt. Für alle Berechnungen sind, wenn nicht besonders vermerkt, die Grundeinheiten angesetzt. In den Schaltungen sind nachstehende Kurzbezeichnungen verwendet.

$T$  = Transistor,  $B_T$  = Stromverstärkung von  $T$ ,

$V$  = Operationsverstärker,

$+U_B$  = positive Betriebsspannung,  $-U_B$  = negative Betriebsspannung,

$U_T$  = Teilspannung,  $\Delta$  Schaltdifferenz einer Größe,

$R$  = Widerstand,  $C$  = Zeitkondensator,

$C_K$  = Koppelkondensator,  $C_F$  = Frequenzkompensation

#### 4.2. Monostabiler Multivibrator für Steuersignale aus Brückenschaltungen

Die Schaltung in Bild 23 eignet sich für die Umformung langer ungleichmäßiger Eingangsimpulse in kürzere Rechteckimpulse gleicher Dauer. Die Eingangsimpulse können auch sehr geringe Flankensteilheit aufweisen (Bild 24), da über den Widerstand  $R_4$  eine Mitkopplung erfolgt, durch die ein Schwingen des Operationsverstärkers im Ansprechpunkt unterbunden wird. Die Schaltung ist vorteilhaft für Eingangssignale aus Brückenzweigen, zum Beispiel Feldplatten-, Heißeiter- und Fototransistor-Signale.

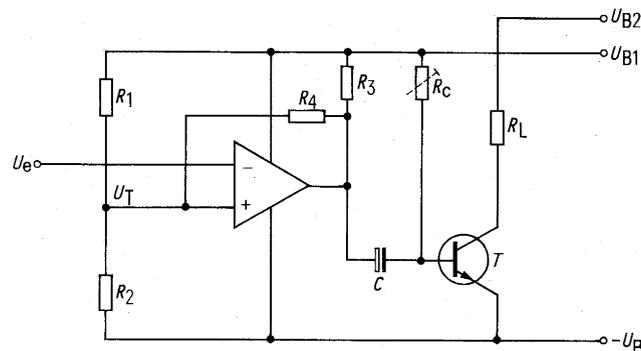


Bild 23 Monostabiler Multivibrator für Steuersignale aus Brückenschaltungen

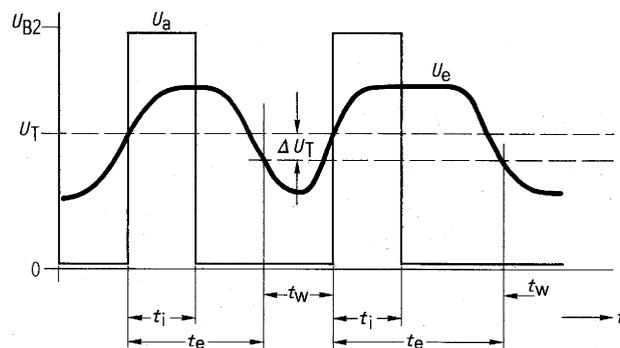


Bild 24 Zusammenhang zwischen Eingangsimpulsspannung  $U_E$ , Ausgangsimpulsspannung  $U_A$ , Teilspannung  $U_T$ , Impulszeit  $t_i$ , Wiederbereitschaftszeit  $t_w$

Im Ruhezustand ist der Operationsverstärker  $V$  gesperrt und der Transistor  $T$  leitend. Der Zeitkondensator  $C$  ist daher auf die volle Betriebsspannung  $+U_B$  aufgeladen. Wird durch einen Eingangsimpuls der Operationsverstärker  $V$  leitend, sperrt der aufgeladene Kondensator den Transistor  $T$ , bis  $C$  über den Zeitwiderstand  $R_C$  umgeladen ist. Die Betriebsspannung  $+U_B$  kann nicht höher als die Sperrspannung  $-U_{BE}$  des Transistors  $T$  gewählt werden.

### Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

Impulszeit  $t_i = R_C C \ln 2$ , gilt nur für  $t_e > t_i$

Wiederbereitschaftszeit  $t_w > 4 R_3 C$

$+U_{B1} \leq 7 \text{ V}$ ,  $+U_{B2} \leq U_{\text{CEO}}$  von  $T$ ,  $U_e > U_T$

$R_1 + R_2 \leq \frac{U_{B1}}{I}$ ,  $I = 0,5 \text{ bis } 1 \text{ mA}$ , vorzugsweise  $R_1 = R_2$ ,  $R_C \leq R_L B_T$

$R_3 > \frac{U_B}{I_{R3}}$ ,  $I_{R3} = 10 \text{ bis } 70 \text{ mA}$ ,  $R_4 = \frac{U_{B1} - U_T}{I_{R4}}$ ,  $I_{R4} \sim 10 \mu\text{A}$

$U_T = U_{B1} \frac{R_2}{(R_1 \parallel R_4) + R_2}$ ,  $\Delta U_T \approx U_B \frac{R_1 + R_2}{R_4}$

### In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$U_{B1/B2} = 7 \text{ V}$ ,  $t_i = 4 \text{ ms}$ ,  $t_w = 1 \text{ ms}$

$R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 470 \Omega$ ,  $R_4 = 560 \text{ k}\Omega$

$R_L = 100 \Omega$ ,  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$

$C = 0,56 \mu\text{F} \pm 10 \%$

dafür Siemens-MKM-Kondensator B 32435-B2564-K

$T = \text{NPN-Transistor BCY 58 VIII}$

$V = \text{Operationsverstärker TAA 861 A}$

### 4.3. Einfacher monostabiler Multivibrator für sehr lange Impulszeiten

Mit der Grundsaltung nach Bild 25 lassen sich Impulszeiten bis etwa 60s erzeugen. Hervorzuheben ist der geringe Schaltungsaufwand mit nur einem aktiven Bauteil, dem Operationsverstärker  $V$ . Die Triggerung erfolgt mit negativen Eingangsimpulsen über den Koppelkondensator  $C_K$ . Die Eingangsimpulsdauer soll entweder wesentlich kürzer oder etwas länger als die gewünschte Impulszeit  $t_i$  sein. Im Ruhezustand ist der Verstärker über den Spannungsteiler  $R_1/R_2$  stromführend. Der Zeitkondensator  $C$  ist daher fast entladen oder über den Teiler

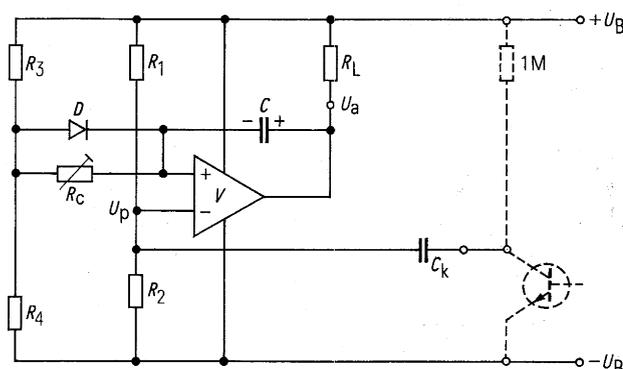


Bild 25 Einfacher monostabiler Multivibrator für sehr lange Impulszeiten

$R_3/R_4$  mit geringer negativer Spannung ( $1,5 \text{ V} - U_{\text{VRest}}$ ) geladen. Wird nun der negative invertierende Eingang durch den Eingangstriggerimpuls kurzzeitig angesteuert, wird  $V$  gesperrt. Dabei wird der nicht invertierende Eingang (+) über den fast entladenen Kondensator an Betriebsspannung gelegt. Der Operationsverstärker bleibt in dieser Lage, bis der Kondensator über den Ladewiderstand  $R_C$  so weit aufgeladen ist, daß das Potential  $U_{RC}$  unter das Vergleichspotential  $U_T$  sinkt. Die Diode  $D$  beschleunigt beim Zurückkippen die Entladung von  $C$  und verkürzt damit die Wiederbereitschaftszeit.

### Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_i = R_C C \ln \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$\text{Wiederbereitschaftszeit } t_w \approx 4 C R_4$$

$$+ U_B < 15 \text{ V}, V = \text{TCA 335 A oder TCA 315 A}, D = \text{BAY 45}$$

$$R_1 : R_2 = 2:1, R_1 + R_2 < \frac{U_B}{I}, I \sim 0,1 \text{ mA}, R_4 \geq \frac{U_B}{I_{R4}}, I_{R4} \sim 50 \text{ mA}, U_{R4} = 1,5 \text{ V},$$

$$R_3 = R_4 \frac{U_B - U_{R4}}{U_{R4}}, R_L \approx \frac{U_B}{I_{RL}}, I_{RL} = 10 \text{ bis } 20 \text{ mA}, R_C = 10 \text{ k}\Omega \text{ bis } 10 \text{ M}\Omega$$

### In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$U_B = 12 \text{ V}, t_i = 55 \text{ s}, t_w = 10 \text{ ms}$$

$$R_1 = 47 \text{ k}\Omega, R_2 = 22 \text{ k}\Omega, R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega, R_4 = 220 \Omega, R_C = 5 \text{ M}\Omega$$

$$C_K = 1 \text{ nF} \pm 20 \%, \text{ dafür Siemens-Keramik-Kondensator B37456-A1102-M}$$

$$C = 10 \mu\text{F} \pm 20 \%, 20 \text{ V-}$$

$$\text{dafür Siemens-Tantal-Elektrolyt-Kondensator B45181-B3106-M}$$

$$V = \text{Operationsverstärker TCA 335 A}$$

$$D = \text{Silizium-Diode BAY 45}$$

### 4.4. Monostabile Kippschaltung für hohe Betriebsspannung

Die Schaltung nach Bild 26 ist für Betriebsspannungen  $+U_B$  bis 30 V geeignet. Die Ansteuerung erfolgt über den Koppelkondensator  $C_K$  mit positiven steilen Eingangsimpulsen. Im Ruhezustand ist der Operationsverstärker  $V$  stromführend. Damit ist seine Ausgangsspannung klein und der Transistor  $T$  gesperrt. Der Ladekondensator ist über  $R_{L2}$ ,  $R_1$  und  $R_C$  fast entladen. Der invertierenden Eingang des Operationsverstärkers verursacht an  $R_C$  einen vernachlässigbaren Spannungsabfall.

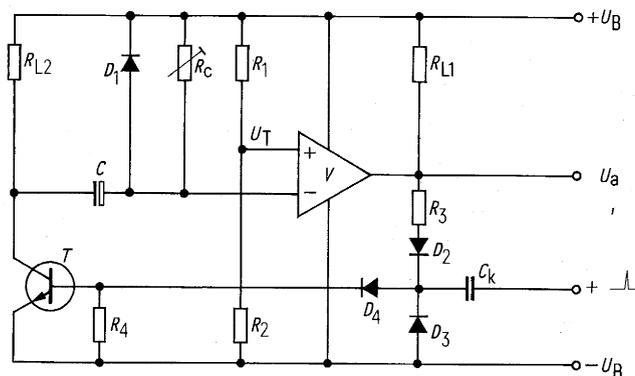


Bild 26 Monostabile Kippschaltung für hohe Betriebsspannung

Wird nun der Transistor  $T$  mit einem Triggerimpuls durchgeschaltet, so kippt der Operationsverstärker in die Sperrlage, hält  $T$  über  $R_3$  weiterhin leitend, bis der Kondensator  $C$  über  $R_C$  auf die Vergleichsspannung  $U_T$  aufgeladen ist. Die Diode  $D_1$  dient wiederum zur beschleunigten Entladung und damit zur Verkürzung der Wiederbereitschaftszeit. Durch die Dioden  $D_2$ ,  $D_3$  und  $D_4$  wird der Triggerimpuls entkoppelt. Als Lastwiderstand kann wahlweise  $R_{L1}$  oder  $R_{L2}$  (inverse Funktion) verwendet werden. Da am Ladekondensator keine negative Ladespannung auftritt, kann für  $C$  ein Elektrolyt-Kondensator genommen werden.

## Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_i = R_C \cdot C \cdot \ln \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\text{Wiederbereitschaftszeit } t_w = 5 C R_{L2}$$

$$+ U_B \leq 30 \text{ V}, U_T = 0,66 U_B < 15 \text{ V}, R_1 + R_2 = \frac{U_B}{I}, I \sim 0,1 \text{ mA},$$

$$R_2 = U_T \frac{R_1 + R_2}{U_B}, R_C = 10 \text{ k}\Omega \text{ bis } 2 \text{ M}\Omega, R_3 = R_{L2} B_T, R_4 \approx 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = \frac{U_B}{I_{RL1}}, I_{RL1} = 1 \text{ bis } 50 \text{ mA}, R_{L2} = 100 \Omega \text{ bis } 0,1 R_C$$

T = BC 107 B, BC 167 B, BCY 58 VIII, V = TCA 335 A, TCA 315 A,

D = BAY 44, BAY 45

## In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$U_B = 24 \text{ V}, t_i = 1 \text{ bis } 100 \text{ s}, t_w = 0,5 \text{ s}$$

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, R_2 = 150 \text{ k}\Omega, R_3 = 47 \text{ k}\Omega, R_4 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = 1 \text{ k}\Omega, R_{L2} = 1 \text{ k}\Omega, R_C = 10 \text{ k}\Omega \text{ bis } 1 \text{ M}\Omega$$

$$C = 100 \mu\text{F} +50 -20 \% 20 \text{ V}$$

dafür Siemens-Elektrolyt-Kondensator B41588-B7107-T

$$C_K = 1 \text{ nF} \pm 20 \%, \text{ dafür Siemens-Keramik-Kondensator B37456-A1102-M}$$

T = NPN-Transistor BTY 58 VIII

D = Silizium-Diode BAY 45

V = Operationsverstärker TCA 335 A

## 4.5. Monostabiler Multivibrator für genaue Impulszeiten

Die hohe Genauigkeit der Impulszeit in der Grundschaltung Bild 27 wird erreicht, indem der Ladekondensator C von der Batteriespannung  $+U_B$  genau auf die Eingangsnulspannung des Operationsverstärkers V entladen wird und dabei V keinen Eingangsstrom benötigt. Zweckmäßig wird die Schaltung zusätzlich mit einer negativen Betriebsspannung versorgt, die  $-2 \text{ V}$  bis  $-5 \text{ V}$  betragen sollte.

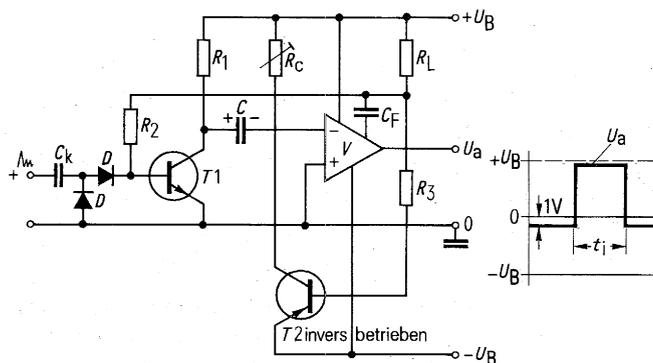


Bild 27 Monostabiler Multivibrator für genaue Impulszeiten

Im Ruhezustand ist Transistor  $T_1$  gesperrt. V wird über  $R_3$  und den invers betriebenen PNP-Transistor  $T_2$  so geregelt, daß seine Ausgangsspannung  $U_a$  etwa  $-1 \text{ V}$  beträgt. C ist dabei über  $R_1$  auf  $+U_B$  aufgeladen. Wird nun durch einen Eingangsimpuls  $T_1$  geöffnet, so fließt die Kondensatorspannung an den invertierenden Eingang (-) von V und V wird dadurch gesperrt. Die hohe Ausgangsspannung steuert über  $R_2$  den Transistor  $T_1$  weiterhin durch und sperrt den invers betriebenen Transistor  $T_2$ .

Der Inversbetrieb umgeht den im Normalbetrieb zwischen Basis und Emitter auftretenden Zustand  $-U_B$  minus  $+U_B$ . Für handelsübliche Transistoren sind

bekanntlich nur 5 V Sperrspannung zugelassen, wodurch der Betriebsspannungsbereich stark eingengt werden würde.  $T_1$  bleibt offen und  $T_2$  gesperrt, bis  $C$  über  $R_C$  entladen ist. Im Ruhezustand ist  $C$  ständig aufgeladen. Dadurch ist auch die Verwendung von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren möglich, weil eine ständige Nachformierung gegeben ist. Ein Schwingen des Operationsverstärkers wird durch eine Frequenzkompensation mit dem Kondensator  $C_F$  erreicht.

#### Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_i = R_C \cdot C \ln 2$$

$$\text{Wiederbereitschaftszeit } t_w = 5 \cdot C \cdot R_{L2}$$

$$+ U_B < 15 \text{ V}, \quad -U_B = -2 \text{ bis } +5 \text{ V},$$

$$R_1 = 560 \Omega \text{ bis } 10 \text{ k}\Omega \text{ (auch als Lastwiderstand verwendbar)}$$

$$R_2 = 0,5 B_{T1}, \quad R_1, R_3 \approx 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_C < \frac{U_B}{I_{RC}}, \quad \text{für } I_{RC} \sim 0,1 \mu\text{A}, \quad R_C > \frac{U_B}{I_{RC}}, \quad \text{für } I_{RC} \sim 0,1 \text{ mA}$$

$$V = \text{TCA 335 A (TCA 315), TBA 221/222, } T_1 = \text{BCY 58, BC 107, BC 238}$$

$$D = \text{BAY 44}$$

$$T_2 = \text{BCY 78, BC 177, BC 308}$$

#### In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$+ U_B = 5 \text{ V}, \quad -U_B = 5 \text{ V}, \quad t_i = 3 \text{ s}, \quad t_w \approx 5 \text{ ms}$$

$$R_1 = 560 \Omega, R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_3 = 10 \text{ k}\Omega, R_C = 2 \text{ M}\Omega$$

$$C = 2,2 \mu\text{F} + 50 -10 \% 10 \text{ V-}$$

dafür Siemens-Elektrolyt-Kondensator B41588-B9225-T

$$C_K = 1 \text{ nF} \pm 20 \%, \text{ dafür Siemens-Keramik-Kondensator B37456-A1102-M}$$

$$C_F = 20 \text{ bis } 100 \text{ pF, dafür Siemens-Keramik-Kondensator B38306-J4820-K}$$

$V$  = Operationsverstärker TCA 335 A

$$T_1 = \text{NPN-Transistor BCY 58 VIII}$$

$$T_2 = \text{PNP-Transistor BCY 78 VIII}$$

$$D = \text{Silizium-Diode BAY 44}$$

## 5. Astabile Multivibratoren

### 5.1. Kenngrößen

*Astabile Multivibratoren* sind selbstschwingende RC-Kippgeneratoren mit einem festen Impuls-Pauseverhältnis. Der Einsatz reicht vom einfachen Blinkgeber über Steuergeneratoren für Leistungszehner, Spannungswandler und moderne getaktete Netzteile bis zum Trigger- oder Signalgeber in komplexen Elektroniken. Ein selbstschwingender Kippgenerator ist durch folgende Kenngrößen bestimmt:

Die Impulszeit ist die Zeitdauer, während der der Zeitkondensator  $C$  über den Ladewiderstand  $R_C$  von der Anfangsspannung  $U_2$  auf die Endspannung  $U_1$  aufgeladen wird. Die Spannung  $U_a$  am Ausgang liegt dabei während der Impulszeit je nach Schaltungsausführung nahe 0 oder nahe der Betriebsspannung  $U_B$ .

Die Impulspause  $t_2$  ist der nach der Impulszeit  $t_1$  folgende Zeitabschnitt. In dieser Zeit wird der Zeitkondensator  $C$  von der Endspannung  $U_1$  über den Lade-/Entladewiderstand  $R_C$  auf die Anfangsspannung  $U_2$  entladen.

Das Tastverhältnis ist die Beziehung  $t_1 : t_2$ . Es kann vergrößert werden, wenn durch einen zweiten niederohmigen Widerstand für eine schnelle Entladung von  $C$  gesorgt wird. Der Grenzwert des Tastverhältnisses wird durch die kürzestmögliche Entladezeit bestimmt. Im Vergleich zur klassischen Grundschaltung des astabilen Multivibrators (Bild 28) sind bei einem Schaltungsaufbau mit Operationsverstärker wesentlich höhere Tastverhältnisse zu erreichen.

$$\text{Die Taktfrequenz } f \text{ ist der Kehrwert der Taktzeiten; } f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

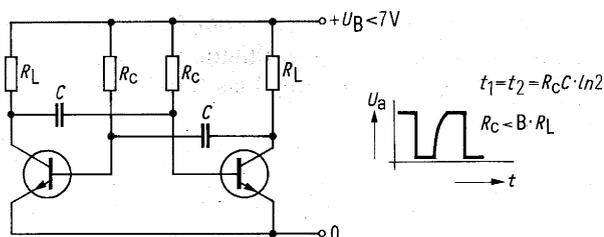


Bild 28 Grundschtaltung eines astabilen Multivibrators

Die Genauigkeit eines Multivibrators wird durch die Güte des RC-Gliedes, durch die Meßgenauigkeit der Anfangs- und Endspannung am Zeitkondensator und durch die zum RC-Glied in Reihe liegenden Halbleiterschaltstrecken bestimmt. Operationsverstärker bieten hier Vorteile. Änderungen der Betriebsspannung gehen nur über die Halbleiterschaltstrecken in die Genauigkeit ein, da sich diese im Gegensatz zu den Ladespannungen nicht proportional mitändern.

### 5.2. Einfacher kostengünstiger Kippgenerator

Der astabile Multivibrator in Bild 29 zeichnet sich durch einen einfachen Schaltungsaufbau und unkomplizierte Dimensionierungsformeln aus. Er ist von der in Abschnitt 5.3. beschriebenen Schaltung abgeleitet, in der Schaltungsfunktion aber einfacher darzustellen.

Bei Betrieb mit den Spannungen  $+U_B$  und  $-U_B$  kann der strichlierte Teiler  $R_1/R_2$  entfallen. Bei gesperrtem Operationsverstärker  $V$  wird der Kondensator  $C$  über  $R_C$  und  $R_L$  auf die Vergleichsspannung am nicht invertierenden Eingang (+) aufgeladen. Diese Spannung ist durch den Rückkopplungsteiler  $R_3/R_4$  vorgegeben. Nach Erreichen der Ladekippspannung öffnet  $V$ , und sofort wird die Spannung am nicht invertierenden Eingang durch den Rückkopplungsteiler um den Betrag  $\Delta U_{R4}$  gesenkt. Dieser Kippzustand bleibt wegen der langsamen Entladung des Kondensators über  $R_C$  und die Verstärkerschaltstrecke gegen  $-U_B$  erhalten, bis die Spannung am Kondensator ebenfalls um den Betrag  $\Delta U_{R4}$  gesunken ist. Wählt man den Spannungsbetrag  $\Delta U_{R4}$  unter 1 V, ergeben sich vereinfachte Zeitgleichungen, und es können Operationsverstärker ohne Sperrgang, zum Beispiel TAA 761, TAA 861, verwendet werden.

#### Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Taktzeit: } t_1 = t_2 \approx 2 R_C C \frac{R_4}{R_3} \quad (\text{gilt für } \Delta U_{R4} \leq 0,2 U_B)$$

$$\text{Tastverhältnis: } t_1 : t_2 = 1$$

Betriebsspannung: maximal  $\pm U_B$  des verwendeten Operationsverstärkers

$$R_L = 470 \Omega \text{ bis } 10 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 1 \text{ k}\Omega \text{ bis } 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 \frac{|+U_B| + |-U_B|}{\Delta U_{R4}} \approx (|+U_B| + |-U_B|) R_4, \quad R_C \leq 2 \text{ M}\Omega,$$

$$R_1 = R_2 \approx 0,2 R_4, \quad V = \text{TAA 861, TAA 761, TCA 335,}$$

C: Siemens-Kunststoff-Kondensatoren nach Abschnitt 2.2., Tabelle 1.

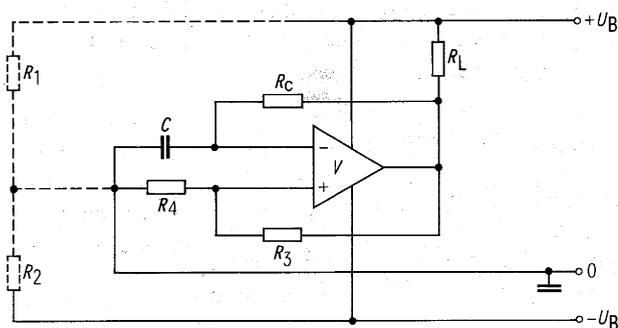


Bild 29 Kippgenerator mit geringem Schaltungsaufwand

**In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente**

$\pm U_B = 5 \text{ V}$ ,  $t_1 = t_2 = 1 \text{ ms}$ , Taktfrequenz  $f = 500 \text{ Hz}$   
 $R_C = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$   
 $C = 0,1 \mu\text{F} \pm 20 \% 10 \text{ V}$ —  
 dafür Siemens-MKL-Kondensator B32110-E0104-M  
 $V = \text{Operationsverstärker TAA 861 A}$

**5.3. Astabiler Multivibrator mit ungleichen Taktzeiten**

Die Schaltung nach Bild 30 hat gegenüber der nach Bild 29 zusätzlich den Spannungsteiler  $R_1/R_2$ . Mit der Wahl dieses Teilverhältnisses kann das Tastverhältnis des Multivibrators gesteuert werden. Der Ladekondensator  $C$  liegt mit einem Pol ständig an  $-U_B$ . Daher kann auch ein Aluminium- oder ein Tantal-Elektrolyt-Kondensator verwendet werden, der in den Abmessungen kleiner und meist auch billiger ist als ein Kunststoff-Kondensator. Der Rückkopplungswiderstand  $R_3$  verändert die Teilerspannung taktweise von  $U_{T2}$  auf  $U_{T1}$  und umgekehrt. Die jeweilige Taktzeit wird durch die Ladedauer ( $t_1$ ) und die Entladedauer ( $t_2$ ) des Kondensators über den Widerstand  $R_C$  um den Betrag  $U_{T1} - U_{T2} = \Delta U_T$  bestimmt. Die angegebenen Dimensionierungsformeln sind wegen der allgemeinen Gültigkeit zum Teil sehr kompliziert. Einen besseren Überblick gibt daher das Diagramm Bild 31, das auch für die Dimensionierung herangezogen werden kann.

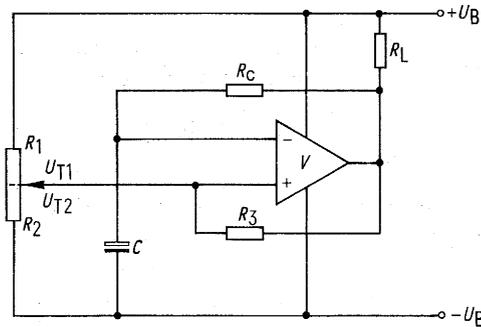


Bild 30 Astabiler Multivibrator mit ungleichen Taktzeiten

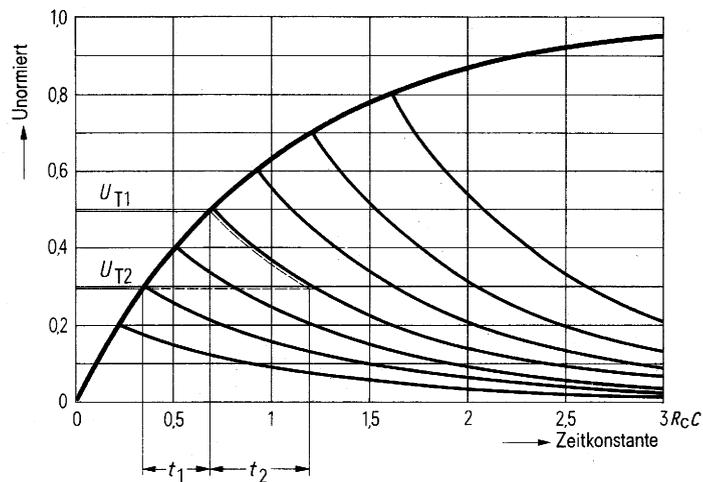


Bild 31 Ermittlung der Impulszeiten

**Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung**

$$\text{Taktzeit } t_1 = R_C C \left[ \ln \frac{1}{1 - \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_3(1 + R_1/R_2)}} - \ln \frac{1}{R_1 \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} \right]$$

$$\text{Taktzeit } t_2 = R_C C \ln \frac{R_1 + R_3}{R_3}$$

Betriebsspannung  $U_B \leq 15 \text{ V}$

Grenzwerte für die Teilerspannungen:  $U_{T1} \leq 0,85 U_B$

$$U_{T2} \geq 1,5 \text{ V}$$

$V = \text{TCA 335 A}$

$$R_L = \frac{U_B}{I_{RL}}, \quad I_{RL} = 5 \text{ bis } 50 \text{ mA}, \quad R_C < 2,2 \text{ M}\Omega$$

$$R_1 + R_2 = \frac{U_B}{I}, \quad I = \sim 0,1 \text{ mA}$$

$R_1$  und  $R_2$  ist unter Berücksichtigung der Grenzwerte  $U_{T1}$ ,  $U_{T2}$  beliebig aufteilbar.

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{U_B}{\Delta U_T} - 1 \right)$$

$$\Delta U_T = U_{T1} - U_{T2} = \frac{U_B}{1 + R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$U_{T1} = U_B \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_3 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} \quad U_{T2} = U_B \frac{1}{1 + R_1 \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)}$$

#### Dimensionierungsbeispiel unter Verwendung des Diagramms nach Bild 31

Für den astabilen Multivibrator nach Bild 30 wurden die Teilerwiderstände  $R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$  gewählt. Die Betriebsspannung  $U_B$  beträgt  $12 \text{ V}$ .

Wie groß muß der Widerstandswert von  $R_3$  sein, damit am Kondensator ein Spannungshub  $\Delta U_T$  von  $3 \text{ V}$  auftritt?

Wie groß muß der Kapazitätswert von  $C$  und der Widerstandswert von  $R_C$  sein, daß eine Impulszeit  $t_1 = 100 \text{ ms}$  entsteht?

Wie groß ist die Impulspause  $t_2$ ?

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{U_B}{\Delta U_T} - 1 \right) = \frac{8,2 \cdot 3,9}{12,1} \left( \frac{12}{3} - 1 \right) = 7,95 \text{ k}\Omega$$

Sinnvoll ist es, den Normwert  $8,2 \text{ k}\Omega$  zu nehmen.

$$U_{T2}(\text{normiert}) = 1 \frac{1}{1 + R_1 \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} = 1 \cdot \frac{1}{1 + 8,2 \left( \frac{1}{3,9} + \frac{1}{8,2} \right)} = 0,242$$

$$U_{T1}(\text{normiert}) = 1 \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_3 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} = \frac{8,2 + 8,2}{8,2 + 8,2 \left( 1 + \frac{8,2}{3,9} \right)} = 0,448$$

$U_{T1} / U_{T2}$  normiert in das Diagramm Bild 31 eingetragen ergibt für

$$t_1 = 0,4 R_C \cdot C, \quad t_2 = 0,62 R_C C$$

für  $R_C = 560 \text{ k}\Omega$  ergibt  $C$  für  $t_1 = 100 \text{ ms}$

$$C = \frac{t_1}{0,4 R_C} = \frac{100}{0,4 \cdot 560} = 0,45 \mu\text{F}, \quad \text{gewählt Normwert } 0,47 \mu\text{F}$$

dafür Siemens MKL-Kondensator B32110-F9474-M

$$\text{Impulspause } t_2 = 0,62 R_C C = 0,62 \cdot 0,56 \cdot 0,47 = 163 \text{ ms}$$

#### 5.4. Astabiler Multivibrator mit unterschiedlicher Lade- und Entladezeitkonstante und Synchronisationsstufe

Um höhere Tastverhältnisse zu erzielen, zum Beispiel bei Triggerimpulsgeneratoren, ist es zweckmäßig, den Kondensator-Ladeweg vom Entladeweg zu

trennen. Die einfachste Lösung sind je eine Diode im Lade- und Entladekreis (Bild 32). Bei der Schaltungsauslegung sollte der Ladewiderstand  $R_{CL}$  hochohmiger als der Entladewiderstand  $R_{LE}$  gewählt werden. Der minimale mögliche Entladewiderstand hängt dann nur noch vom maximal möglichen Laststrom des Operationsverstärkers ab und kann daher sehr niederohmig gewählt werden. Mit der Schaltung in Bild 32 lassen sich Tastverhältnisse  $t_1 : t_2$  bis über 10 000 erreichen.

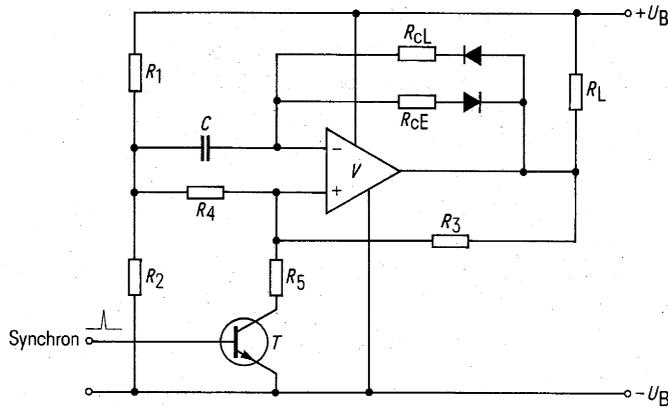


Bild 32 Astabiler Multivibrator mit unterschiedlicher Lade- und Entladezeitkonstante und Synchronisationsstufe

Ein astabiler Kippgenerator läßt sich auch synchronisieren, indem der nicht invertierende Eingang (+) des Operationsverstärkers noch während der Impulszeit auf negatives Potential gelegt und so die Impulspause früher eingeleitet wird. Zur eindeutigen Ansteuerung dient der Transistor  $T$ .

#### Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_1 = 2 R_{CL} C \frac{\Delta U}{U_B} \quad \Delta U \leq 0,2 U_B$$

$$\text{Impulspause } t_2 = 2 R_{CE} C \frac{\Delta U}{U_B} \quad \text{bei TAA 761 } \Delta U < 1 \text{ V}$$

Die Betriebsspannung  $U_B$  entspricht der Betriebsspannung des Operationsverstärkers, zum Beispiel  $V = \text{TAA 761}$ ,  $U_B \leq 30 \text{ V}$

$$R_1 = R_2 \leq \frac{U_B}{I_{R1}}, \quad I_{R1} = 1 \text{ bis } 2 \text{ mA}$$

$$R_L \approx \frac{U_B}{I_{RL}}, \quad I_{RL} = 5 \text{ bis } 25 \text{ mA}, \quad R_3 = R_4 \left( \frac{U_B}{\Delta U} - 1 \right)$$

$$R_4 \approx 4,7 \text{ bis } 22 \text{ k}\Omega, \quad R_5 = R_4, \quad R_{CL} < 1 \text{ bis } 10 \text{ M}\Omega, \quad R_{CE} > 270 \Omega$$

$$T = \text{BCY 58, BC 107, BC 237}$$

$$V = \text{TAA 761 } (R_{CL} < 1 \text{ M}\Omega, R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega)$$

$$\text{TCA 335 } (R_{CL} < 10 \text{ M}\Omega, R_4 = 22 \text{ k}\Omega)$$

#### In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$U_B = 24 \text{ V}, \quad t_1 = 5 \text{ ms}, \quad t_2 = 50 \mu\text{s}, \quad t_1 : t_2 = 100$$

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_3 = 180 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_{CL} = 1 \text{ M}\Omega, \quad R_{CE} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,1 \mu\text{F} \pm 10 \%$$

dafür Siemens-MKM-Kondensator B32435-A2104-K

$T = \text{NPN-Transistor BCY 58 VIII}$

$V = \text{Operationsverstärker TAA 761 A}$

### 5.5. Astabiler Multivibrator mit veränderbarer Impulszeit durch eine Führungsspannung $U_F$

Charakteristisch für die Schaltung in Bild 33 ist die Aufladung des Kondensators  $C$  nicht mit der Betriebsspannung  $+U_B$ , sondern mit der niedrigeren Führungsspannung  $U_F$ .

Zu diesem Zweck muß in Abwandlung der Schaltung Bild 29 der Lastwiderstand  $R_L$  über die Diode  $D_1$  entkoppelt und ein Ersatzwiderstand  $R_5$  eingeführt werden. Die Diode  $D_2$  sperrt die Führungsspannung während der Impulspause.

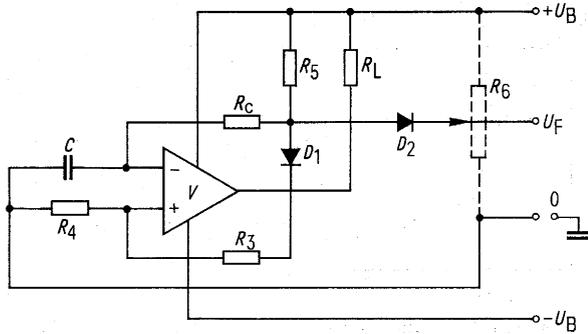


Bild 33 Astabiler Multivibrator mit unveränderter Impulszeit durch eine Führungsgröße  $U_F$

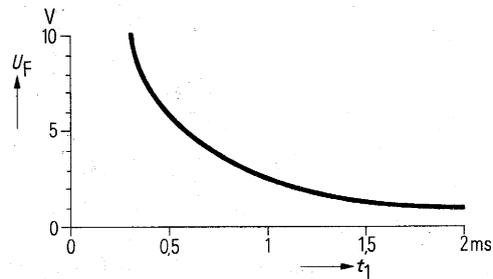


Bild 34 Abhängigkeit der Impulszeit  $t_1$  von der Führungsspannung  $U_F$

#### Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_1 = R_C C \ln \frac{U_F + \frac{\Delta U}{2} + U_D}{U_F \frac{\Delta U}{2} + U_D} \quad \begin{array}{l} U_D = \text{Diodendurchbruchspannung} \\ = 0,7 \text{ V} \end{array}$$

$$\text{Impulspause } t_2 = R_C C \frac{\Delta U}{|-U_B|}$$

Zur Vereinfachung ist angenommen:  $\Delta U < 0,2 U_B$

Betriebsspannung:  $+U_B < 15 \text{ V}$      $-U_B < 15 \text{ V}$

$$R_L = \frac{(+U_B) + (-U_B)}{I_{RL}}, \quad I_{RL} = 1 \text{ bis } 50 \text{ mA}, \quad R_C < 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_3 = R_4 \frac{(+U_B) + (-U_B) - 1}{\Delta U} \quad \Delta U = (+U_B) + (-U_B) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$R_6 \approx 0,1 R_5$$

$D_1, D_2 = \text{BAY } 44$      $V = \text{TCA } 335, \text{ TAA } 761$

#### In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$\pm U_B = 12 \text{ V}, \quad U_F = 1 \text{ bis } 10 \text{ V}$$

$$R_3 = 270 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_5 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 470 \Omega, \quad R_C = 330 \text{ k}\Omega$$

$$C = 10 \text{ nF} \pm 10 \%$$

dafür Siemens-MKH-Kondensator B32235-A6103-K

$V = \text{Operationsverstärker TCA } 335 \text{ A}$

$D = \text{Silizium-Diode BAY } 44$

Die Abhängigkeit der Impulszeit  $t_1$  von der Führungsspannung  $U_F$  zeigt Bild 34.

## 6. Kombinationen

In Abschnitt 5 wurden astabile Multivibratoren mit den verschiedensten Schaltungscharakteristiken vorgestellt:

Unterschiedliche Lade- und Entladezeitkonstante,  
veränderbare Impulszeit durch eine Führungsspannung,  
ungleiche Taktzeiten,  
einfacher kostengünstiger Aufbau.

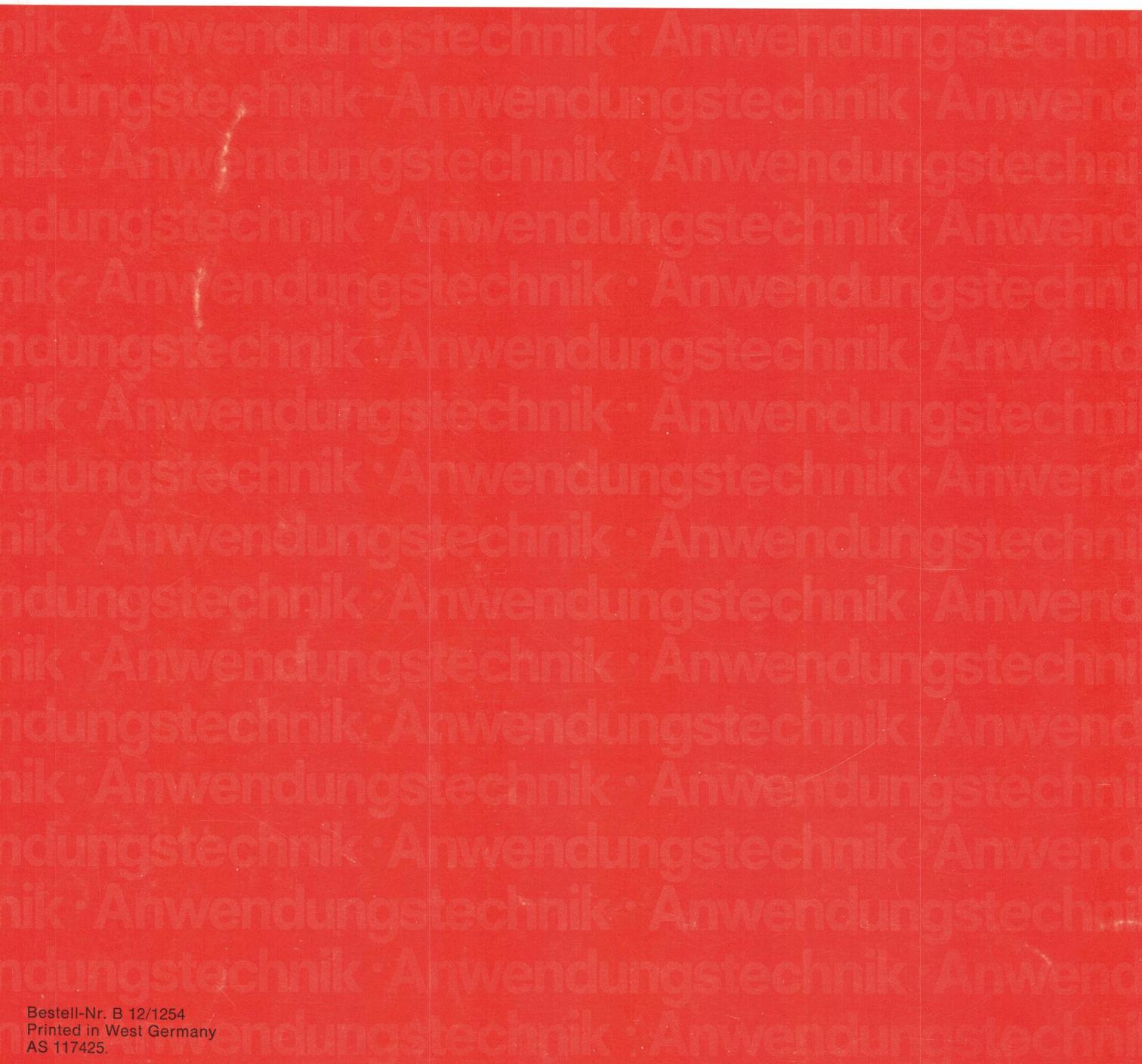
Man kann nun die Vorteile der einen Schaltung mit denen einer anderen Schaltung kombinieren. Zum Beispiel lassen sich unterschiedliche Lade- und Entladezeitkonstanten problemlos in alle astabilen Multivibratoren schaltungstechnisch einbauen. Auch die Synchronisationsstufe nach Abschnitt 5.4. kann mit den anderen Schaltungen kombiniert werden.

## 7. Literatur

- 1 Datenbuch 1974/75 Lineare Schaltungen  
Siemens Aktiengesellschaft ZVW 85, 8510 Fürth i. Bay., Postfach 1500  
Bestell-Nr. B 12/1213
- 2 Datenbuch 1974/75 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren  
Siemens Aktiengesellschaft ZVW 85, 8510 Fürth i. Bay., Postfach 1500  
Bestell-Nr. B 215/1149
- 3 Bauformblattmappe Band 1 und Band 2  
Siemens Aktiengesellschaft B V I/DS, 8 München 80, Postfach 801 709
- 4 Schaltbeispiele, Ausgabe 1974/75  
Siemens Aktiengesellschaft ZVW 85, 8510 Fürth i. Bay., Postfach 1500  
Bestell-Nr. B 10/1214
- 5 Gelder/Hirschmann Schaltungen mit Halbleiterbauelementen  
Band 4  
Siemens Aktiengesellschaft B V I/DS, 8 München 80, Postfach 801 709
- 6 Tietze/Schlenk Halbleiterschaltungstechnik  
Springer-Verlag Berlin
- 7 Güntner/Pelka Schaltungen mit integrierten Halbleiterbauelementen  
Siemens Aktiengesellschaft B V I/DS, 8 München 80, Postfach 801 709









Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT  
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum  
8000 München 80, Balanstraße 73

U. Z. 76 (1)

# Integrierte Drehzahlregelschaltung TCA 955

von Alfred Hauenstein

Ing. (grad.) Alfred Hauenstein  
Siemens Aktiengesellschaft

Bereich Bauelemente  
Anwendungstechnik  
professionelle Industrie

1. **Einleitung**
2. **Übliche Gleichspannungs-Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors**
3. **Impulsbetrieb eines Gleichstrommotors mit der IS TCA 955**
4. **Regelungsprinzip der IS**
5. **Beschreibung der IS**
  - 5.1 Frequenz-Gleichspannungswandler
    - 5.1.1 Eingangsverstärker
    - 5.1.2 Frequenzverdoppler (Dimensionierung von  $C_1$ )
    - 5.1.3 Monostabiler Multivibrator
  - 5.2 Komparator und Tastverhältniswandler im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator
  - 5.3 Komparator und Tastverhältniswandler im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator (Dimensionierung von  $R_2$  und  $C_4$ )
  - 5.4 Schaltstufe (Dimensionierung von  $R_4$ )
  - 5.5 Vorladeschaltung
  - 5.6 Spannungsstabilisierung
  - 5.7 Batteriestandsanzeige
6. **Regelgenauigkeit** (Dimensionierung von  $C_3$ )
  - 6.1 Bei Änderung der Motorlast und der Versorgungsspannung
    - 6.1.1 Im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator
    - 6.1.2 Im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator (Dimensionierung von  $R_3$ )
  - 6.2 Drehzahlfehler in Abhängigkeit der Temperatur
7. **Drehzahleinstellung** (Dimensionierung von  $R_1$  und  $C_2$ )
8. **Betrieb der IS mit kleinen Versorgungsspannungen**
  - 8.1 Betriebsspannungsbereich +3,9 V bis +16 V
  - 8.2 Betriebsspannungsbereich +2,9 V bis +6,6 V
  - 8.3 Betriebsspannungsbereich +2,2 V bis +6 V
9. **Anwendungsbeispiele mit der IS TCA 955**
  - 9.1 Drehzahlregelung ohne Schaltfrequenzoszillator
    - 9.1.1 Gleichstrommotor 0,6 W mit 6poligem Tachogenerator
    - 9.1.2 Gleichstrommotor 4,2 W mit 72poligem Tachogenerator
  - 9.2 Drehzahlregelung mit Schaltfrequenzoszillator
    - 9.2.1 Gleichstrommotor 2,5 W mit 6poligem Tachogenerator
    - 9.2.2 Gleichstrommotor 50 W mit 180poliger Lichtschranke
  - 9.3 Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser
10. **Drehzahlwertgeber, Ausführungs- und Anschlußbeispiele**
11. **Technische Daten zum Drehzahlregler TCA 955**

# 1. Einleitung

In elektronischen Antrieben, deren Drehzahl bei schwankender Versorgungsspannung sowie bei Belastungs- und Temperaturveränderungen konstant bleiben soll, werden bevorzugt Gleichstrommotore eingesetzt. Sie zeigen ein günstiges Betriebsverhalten und können vorteilhaft über die Ankerspannung geregelt werden.

Die neue integrierte Schaltung TCA 955 eignet sich für die Drehzahlregelung solcher Gleichstrommotore in Laufbildkameras, Projektoren, Kassettenrecordern, Tonbandgeräten, Plattenspielern wie auch für Motore größerer Leistung in Antrieben der Regel- und Steuerungstechnik.

Gegenüber herkömmlichen Regelschaltungen hat der neue Schaltkreis zwei wesentliche Vorteile.

- Die Drehzahlregelung erfolgt unabhängig von der Amplitude des Tachogenerators.
- Bei höheren Versorgungsspannungen wird ein besserer Wirkungsgrad der Regelung erreicht. Dadurch verlängern sich bei batteriebetriebenen Geräten die Betriebszeiten mit einem Batteriesatz.

Die technische Mitteilung beschreibt die Funktion der IS und ihre Anwendung in einigen Beispielen.

# 2. Übliche Gleichspannungs-Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors

**Bild 1** zeigt das vereinfachte Ersatzschaltbild eines Gleichstrommotors mit konstanter Felderregung durch Dauermagnete.  $U_q$  ist die ankerinduzierte, drehzahlproportionale Gegen-EMK. Der Motorstrom wird vom abgegebenen Drehmoment bestimmt. Damit ergibt sich bei konstanter Drehzahl und konstantem Drehmoment

$$U_M = U_q + I_M \cdot R_M \quad (1)$$

und eine an den Motor abgegebene Leistung

$$P_M = U_M \cdot I_M \quad (2)$$

Das Prinzip der Gleichspannungs-Drehzahlregelung ist im **Bild 2** dargestellt. Ist die Versorgungsspannung  $U_s$  größer als die erforderliche Motorspannung  $U_M$ , dann muß die Batteriespannung um  $U_v$  am Stellglied reduziert werden

$$U_v = U_s - U_M.$$

Da der Motorstrom in dieser Regelschaltung dem Batteriestrom entspricht, wird ein Teil der Batterieleistung am Stellglied verbraucht

$$P_v = I_M (U_s - U_M).$$

Diese Leistung muß mit einem Kühlkörper vom Stellglied abgeführt werden und erhöht die Gerätetemperatur.

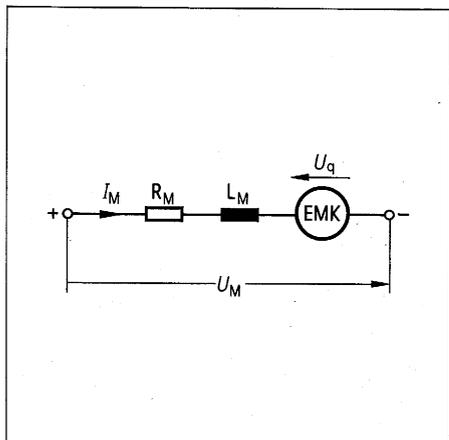
Der Batterie wird die Leistung  $P_{\text{auf}}$  entnommen.

$$P_{\text{auf}} = P_M + P_v = I_M \cdot U_s$$

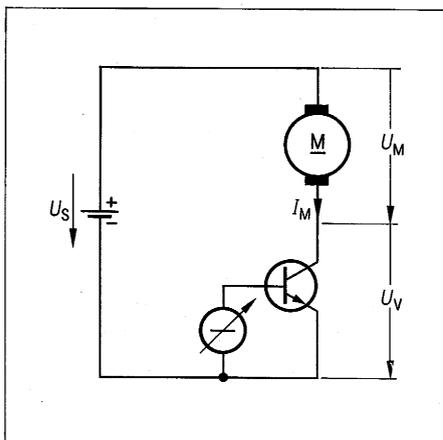
und der Wirkungsgrad beträgt

$$\eta = \frac{P_M}{P_{\text{auf}}} = \frac{U_M}{U_s}.$$

**Bild 1** Ersatzschaltbild eines Gleichstrommotors



**Bild 2** Prinzip der Gleichstromregelung



# 3. Impulsbetrieb eines Gleichstrommotors mit der IS TCA 955

Das Regelprinzip der IS TCA 955 entspricht dem eines Gleichspannungswandlers, mit dem die Versorgungsspannung weitgehend verlustlos reduziert werden kann. **Bild 3** zeigt das Prinzip.

Der Wandler besteht aus einem periodisch leitenden Schalttransistor, dessen Tastverhältnis stetig veränderbar ist, und einer Freilaufdiode. Als Energiespeicher wird die Motorinduktivität benutzt, so daß keine zusätzliche Speicherinduktivität erforderlich ist.

Den Stromverlauf im Transistor, in der Diode und im Motor zeigt **Bild 4**.

Während der Einschaltzeit  $t_1$  wird die Motorinduktivität mit dem Strom  $i_c = i_s$  geladen und in der Impulspause  $T - t_1$  entlädt sich die Induktivität über die Freilaufdiode. Der Motorstrom  $i_M$  setzt sich aus den Strömen  $i_c$  und  $i_D$  zusammen. Ist die Schaltfrequenz-Periodenzeit  $T$  gleich oder kleiner als die elektrische Motorzeitkonstante

$$\tau_M = \frac{L_M}{R_M} \tag{3}$$

dann entsteht ein Motorstrom mit geringer Welligkeit und dem arithmetischen Mittelwert  $I_M$ . Während der Stromflußzeiten sind die arithmetischen Mittelwerte der Ströme gleich.

$$I_M = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} i_c dt = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} i_s dt = \frac{1}{T-t_1} \int_0^{t_1} i_D dt \tag{4}$$

Die Aufnahmeleistung der Regelschaltung beträgt

$$P_{auf} = I_M \cdot U_S \cdot v = P_M + P_V \tag{5}$$

mit dem Tastverhältnis

$$v = \frac{t_1}{T} \tag{6}$$

der an den Motor abgegebene Leistung  $P_M = I_M \cdot U_M$  und der Verlustleistung  $P_V$  am Stellglied.

Unter Berücksichtigung der Durchlaßverluste am Transistor mit der Restspannung  $U_{CERest}$  und an der Diode mit der Flußspannung  $U_D$  wird die Aufnahmeleistung

$$P_{auf} = I_M \cdot U_M + I_M \cdot U_D + I_M \cdot U_{CERest} \tag{7}$$

Aus den Gleichungen 5 und 7 kann das Tastverhältnis

$$v = \frac{U_M + U_D}{U_S + U_D - U_{CERest}} \tag{8}$$

der arithmetische Mittelwert des Batteriestromes

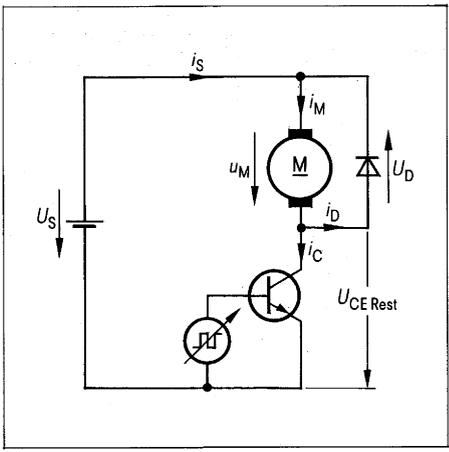
$$I_S = I_M \cdot \frac{U_M + U_D}{U_S + U_D - U_{CERest}} \tag{9}$$

und der Wirkungsgrad der Regelschaltung ermittelt werden

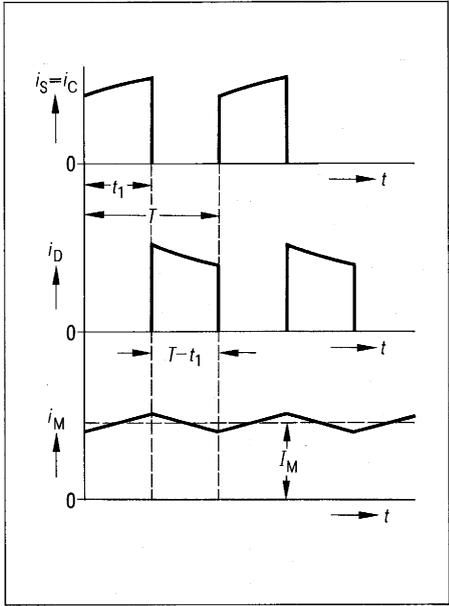
$$\eta = \frac{U_M}{U_S} \cdot \frac{U_S + U_D - U_{CERest}}{U_M + U_D} \tag{10}$$

Häufig beträgt  $U_{CERest} \approx U_D$ , so daß sich die Gleichungen entsprechend vereinfachen.

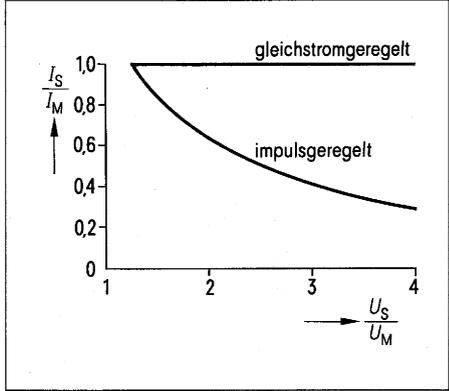
Im **Bild 5** ist die Reduktion des Batteriestromes im Impulsbetrieb gegenüber der Gleichstromregelung ersichtlich. Dadurch wird die Lebensdauer der Batterien wesentlich verlängert.



**Bild 3** Prinzip der Impulsregelung



**Bild 4** Stromverlauf in der Schaltstufe

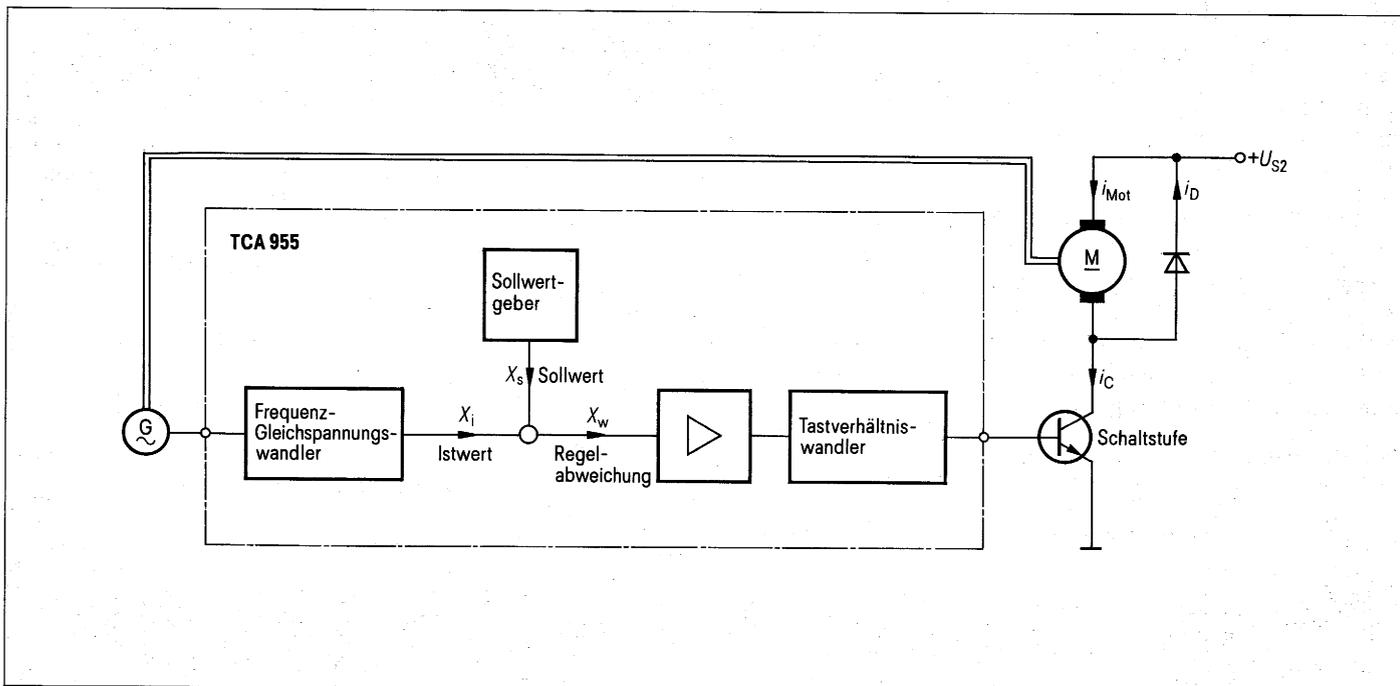


**Bild 5** Vergleich der Stromaufnahme und des Wirkungsgrades bei Impuls- und Gleichstromregelung

$$U_D = U_{CERest}; \frac{U_D}{U_M} = \frac{1}{4}$$

In der Praxis treten noch die mathematisch schwer erfassbaren Umschaltverluste am Schalttransistor und an der Diode auf, die den Wirkungsgrad noch etwas reduzieren bzw. den Batteriestrom erhöhen.

# 4. Regelungsprinzip der IS TCA 955



**Bild 6** zeigt das Prinzipschaltbild der IS. Die vom Drehzahlwertgeber zum Beispiel Tachogenerator kommenden Impulse werden im Frequenz-Gleichspannungswandler in eine der Drehzahl proportionale Gleichspannung umgewandelt.

Diese Spannung wird mit dem internen Sollwert verglichen. Die Regelabweichung wird verstärkt und bestimmt das Tastverhältnis im nachfolgenden Tastverhältniswandler. Der Regelkreis schließt sich über die externe Schaltstufe, den Motor und den Drehzahlwertgeber.

**Bild 6** Prinzipschaltung der Regelung mit der IS TCA 955

# 5. Beschreibung der IS TCA 955

Im **Bild 7** ist die Blockschaltung der IS dargestellt.

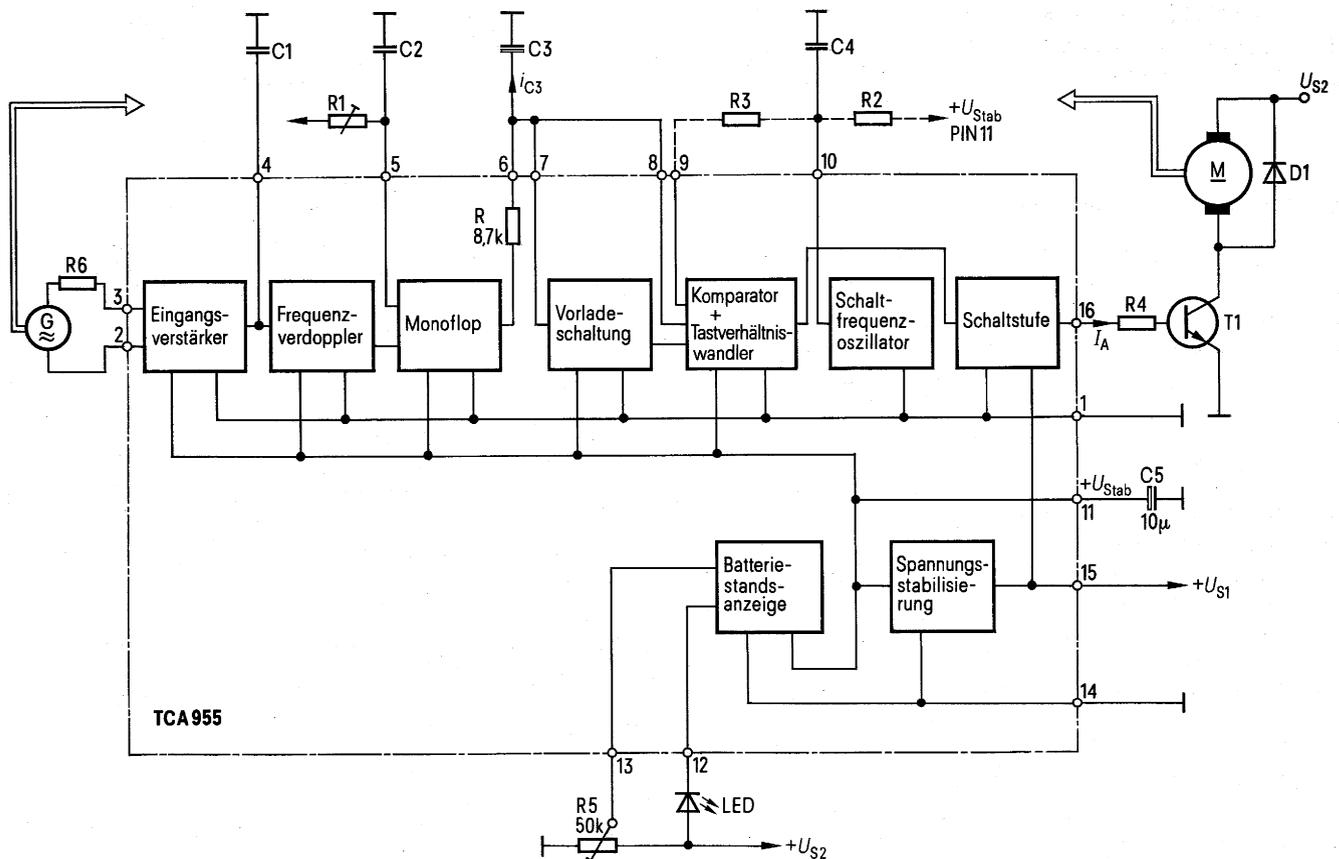
## 5.1 Frequenz-Gleichspannungswandler

Das Impulsdigramm des Frequenz-Gleichspannungswandlers zeigt **Bild 8**.

### 5.1.1 Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker besitzt eine hohe Gleichspannungsverstärkung von etwa 80 dB und einen Differenzeingang gemäß **Bild 9**. Kleinste Differenzeingangssignale führen bereits zur Begrenzung am Verstärkerausgang PIN 4, so daß er praktisch im Nulldurchgang der Eingangswechselspannung schaltet (**Bild 9b**).

**Bild 7** Blockschaltbild der Drehzahlregelschaltung TCA 955



C1, C2, C4 MKM-Schichtkondensatoren B32540  
C3, C5 Tantal-Elektrolytkondensatoren B45181

Die Eingangsspannung von  $< 10\text{ mV}$  zwischen PIN 2 und 3 erfordert jedoch eine Eingangswchelspannung von  $\geq 30\text{ mV}$ , um symmetrische Ausgangsimpulse zu erhalten.

Bei Steuerung am PIN 3 gegen Masse erzeugt der Transistor T10 eine Hysterese. Die Schaltspannungen sind dann:

$$U_{3, \text{ein}} > 0,51 \cdot U_{\text{Stab}}, U_{3, \text{aus}} < 0,485 \cdot U_{\text{Stab}}$$

Der Eingangsverstärker ist mittels Dioden gegen Überspannungen geschützt. Um den Funktionsbereich des Verstärkers nicht zu überschreiten, sollte mit dem Vorwiderstand  $R_6$  der Eingangsstrom auf  $I_e \leq 0,2\text{ mA}$  begrenzt werden.

### 5.1.2 Frequenzverdoppler

Über einen Widerstand von etwa  $4\text{ k}\Omega$  integriert der Kondensator  $C_1$  am PIN 4 die Ausgangsimpulse des Eingangsverstärkers. Während der ansteigenden und abfallenden Flanke wird vom Frequenzverdoppler ein Nadelimpuls erzeugt (Bild 8 c).

Der Kondensator  $C_1$  bewirkt zusätzlich die Unterdrückung von kurzzeitigen Störimpulsen am Verstärkereingang. Seine Kapazität sollte etwa  $0,2$  bis  $10\text{ nF}$  betragen und dem Produkt  $p \cdot n$  angepaßt werden.

### 5.1.3 Monostabiler Multivibrator

Die Nadelimpulse vom Frequenzverdoppler steuern den Monoflop. Er erzeugt an seinem Gegentaktausgang Rechteckimpulse mit einer konstanten, vom Glied  $R_1, C_2$  vorgegebenen Zeitdauer  $t_0$ .

$$t_0 = 0,89 \cdot R_1 \cdot C_2 \quad (11)$$

und der doppelten Folgefrequenz des Drehzahlwertgebers

$$T = \frac{30}{n \cdot p} \quad (12)$$

mit  $n = \text{U/min}$ ,  $p = \text{Polpaare des Drehzahlwertgebers}$  (Bild 8 d). Der Gegentaktausgang lädt über den internen Widerstand  $R = 8,7\text{ k}\Omega$  den Kondensator  $C_3$  am PIN 6. An ihm entsteht die Spannung  $u_{C3}$  mit einem der Drehzahl proportionalen Gleichspannungsanteil  $U_{C3}$

$$\frac{U_{C3}}{U_{\text{Stab}}} = \frac{t_0}{T} = \frac{t_0 \cdot n \cdot p}{30} \quad (13)$$

und eine dreieckförmige Wechelspannung, deren Amplitude  $U_{C3SS}$  von der Motordrehzahl und der Siebzeitkonstante  $\tau = R \cdot C_3$  abgehängt (Bild 8 e).

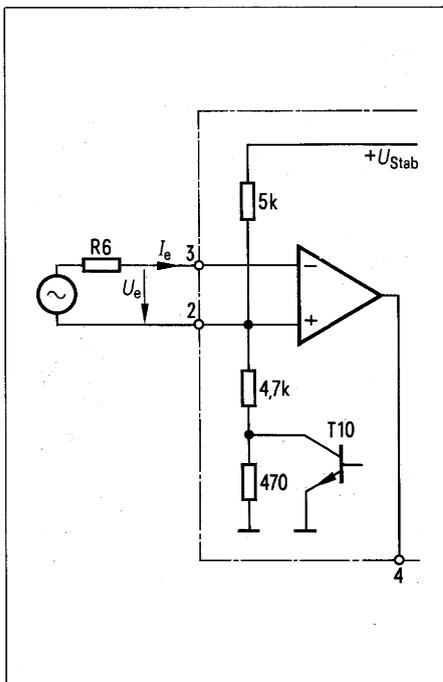
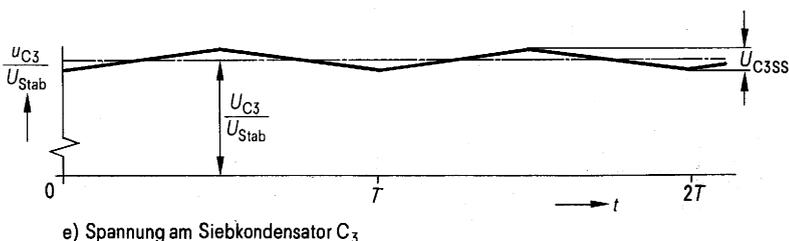
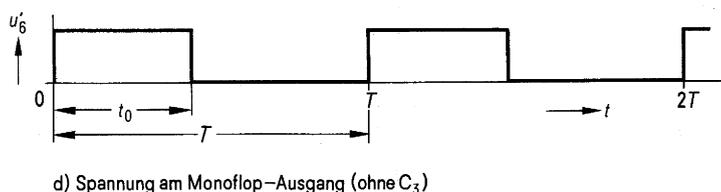
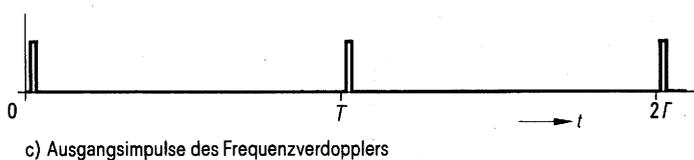
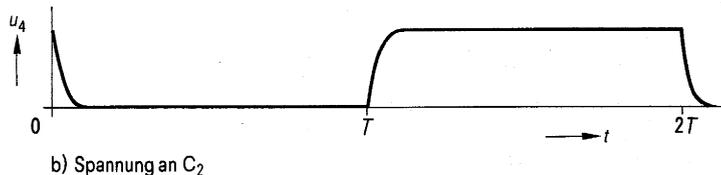
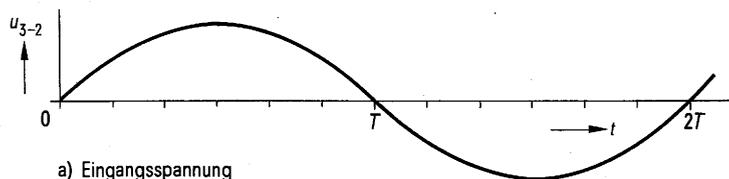


Bild 9 Eingangsschaltung des Eingangsverstärkers

Bild 8 Impulsdiagramm des Frequenz-Gleichspannungswandlers



**5.2 Komparator und Tastverhältniswandler im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator**

Der nachfolgende Komparator vergleicht die intern eingestellte Sollspannung

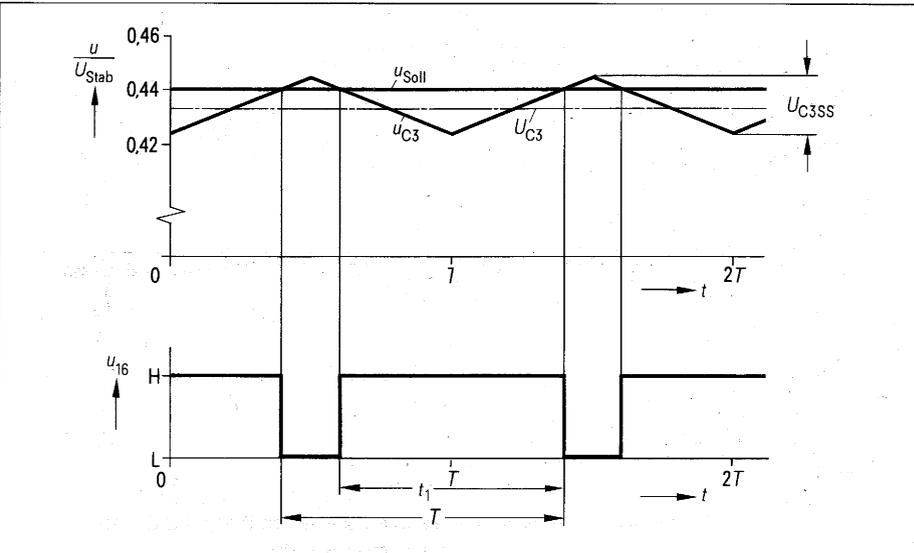
$$U_{\text{Soll}} = 0,44 U_{\text{Stab}} \tag{14}$$

am PIN 9 mit der Istspannung  $U_{C3}$  am PIN 8 und steuert die Schaltstufe an, wenn die Istspannung kleiner als die Sollspannung ist. Nachdem der Komparator eine hohe Empfindlichkeit aufweist, schaltet er im Rhythmus der Dreieckwechselspannung mit der Periodenzeit  $T$ .

Entsprechend der Versorgungsspannung und den Belastungsverhältnissen am Motor stellt sich dabei ein bestimmtes Tastverhältnis

$$v = \frac{t_1}{T} \tag{15}$$

ein, wie es im **Bild 10** dargestellt ist.



**5.3 Komparator und Tastverhältniswandler im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator**

Ist die Frequenz am Drehzahlindikator so klein, daß keine Leistungersparris eintritt, kann der Schaltfrequenzoszillator zugeschaltet werden. Er erzeugt am PIN 10 eine Sägezahnspannung

$$\frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{\text{stab}}} = 0,2 \tag{16}$$

mit einem Gleichspannungsmittelwert von  $0,5 U_{\text{stab}}$ . Seine Frequenz wird mit dem externen Zeitglied  $R_2, C_4$  bestimmt

$$f_{\text{schalt}} \approx \frac{1}{0,4 \cdot R_2 \cdot C_4} \tag{17}$$

und mit dem Widerstand  $R_3$  dem Sollwert überlagert, so daß nun Ausgangsimpulse mit hoher Frequenz bis zu 60 kHz entstehen. Die Tastverhältniswandlung zeigt **Bild 11**.

Um den Einfluß der niederfrequenten Spannung  $U_{C3SS}$  klein zu halten, sollte  $\Delta U_{\text{Soll}} \geq 3 U_{C3SS}$  sein.

**5.4 Schaltstufe**

Die Schaltstufe verstärkt die vom Tastverhältniswandler kommenden Impulse. Sie schaltet gegen  $+U_S$  mit einer Restspannung  $U_{CE \text{ Rest}} < 1 \text{ V}$  bei einem Ausgangsstrom von 50mA. Diese Anordnung ermöglicht den einfachen Anschluß eines zusätzlichen npn-Leistungsschalttransistors über den Vorwiderstand  $R_4$ , der so bemessen wird, daß der maximale Ausgangsstrom der IS nicht überschritten wird.

$$R_4 \leq \frac{U_S - U_{CE \text{ Rest}} - U_{\text{BET1}}}{I_{\text{Amax}}} \tag{18}$$

**5.5 Vorladeschaltung**

Beim Einschalten des Motors wird durch das Siebglied  $R \cdot C_3$  der Istwert verzögert aufgebaut, so daß bei schnell anlaufenden Motoren die Drehzahl ein Überschwingen zeigen kann. In solchen Fällen sollte die Vorladeschaltung durch Verbindung der Anschlüsse 7 und 8 eingeschaltet werden. Dadurch wird der Kondensator  $C_3$  in kurzer Zeit auf

$$U_v = 0,81 \cdot U_{\text{Soll}} \tag{19}$$

aufgeladen und das Überschwingen der Drehzahl erheblich reduziert.

**Bild 10** Soll-Istwertvergleich und Tastverhältniswandlung ohne Schaltfrequenzoszillator

### 5.6 Spannungsstabilisierung

Die Regelschaltung wird von einem internen, längsgeregelten Spannungsstabilisator mit etwa  $U_{\text{Stab}} = 3 \text{ V}$  versorgt. Da die minimale Restspannung des Längsreglers zwischen den Anschlüssen 15 und 11  $\approx 1,7 \text{ V}$  beträgt, muß die Versorgungsspannung für den stabilisierten Betrieb  $\geq 4,8 \text{ V}$  sein. Die Regelschaltung kann am PIN 11 zusätzlich mit etwa  $5 \text{ mA}$  belastet werden.

Im Abschnitt 7 werden Möglichkeiten der Spannungsversorgung bei  $U_s < 4,8 \text{ V}$  gezeigt.

### 5.7 Batteriestandsanzeige

Mit der von einem Schwellwertschalter angesteuerten LED erfolgt eine optische Batteriestandsanzeige.

Unterschreitet die Eingangsspannung am PIN 13  $1,1 \text{ V}$ , wird die LED ausgeschaltet und bei  $\geq 1,3 \text{ V}$  wieder eingeschaltet. Die Hysterese beträgt also  $0,2 \text{ V}$ . Die Eingangsschaltspannung ist mit einem TK von ca.  $-3 \cdot 10^{-3}/\text{K}$  behaftet.

Dem Kollektor des npn-Ausgangstransistors ist ein Widerstand von  $500 \Omega$  in Serie geschaltet, der zum PIN 12 führt und den LED-Strom begrenzt. Werden kleinere LED-Ströme gefordert, kann ein externer Reihenwiderstand zugefügt werden.

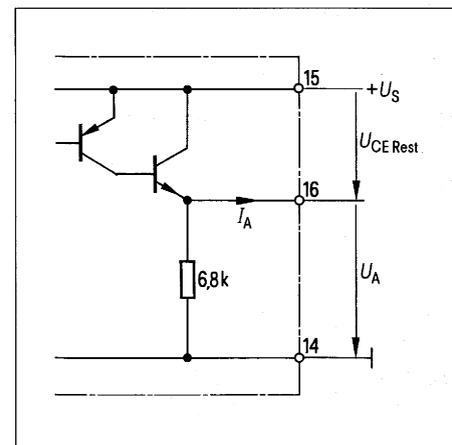


Bild 12 Schaltstufe oder IS

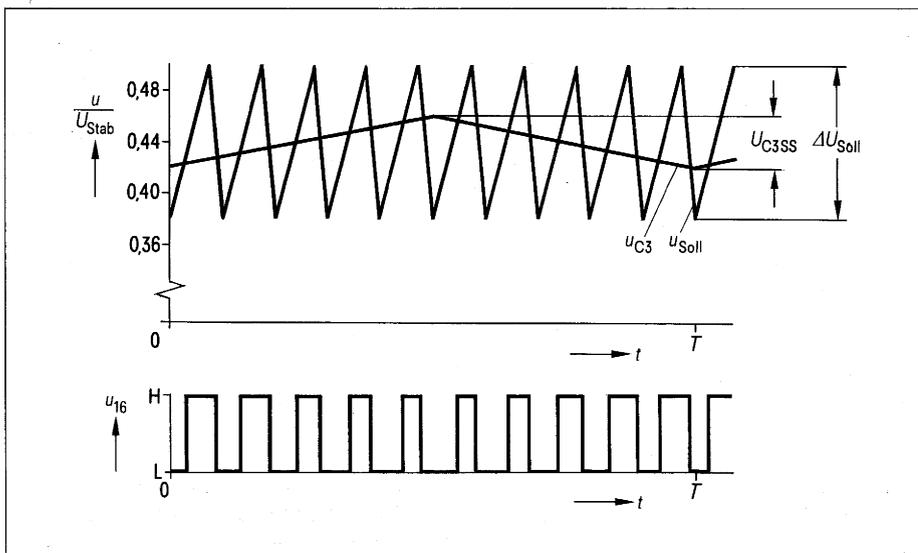


Bild 11 Soll-Istwertvergleich und Tastverhältniswandler mit Schaltfrequenzoszillator

# 6. Regelgenauigkeit

## 6.1 Bei Änderung der Motorbelastung und der Versorgungsspannung

### 6.1.1 Im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator

In dieser Betriebsart erzielt man die größte Regelgenauigkeit. Sie beträgt

$$F = \frac{\Delta n}{n_{\text{soll}}} \cdot 100 [\%] \quad (20)$$

Nachdem  $U_{C_3}$  proportional der Drehzahl ist (Gleichung 13) und die Sollfrequenz  $n_{\text{soll}}$  der Sollspannung  $U_{\text{soll}}$  entspricht, gilt

$$F = \frac{\Delta U_{C_3}}{U_{\text{soll}}} \cdot 100 [\%]$$

Um das Tastverhältnis  $v = \frac{t_1}{T}$  über den vollen Bereich von 0 bis 1 zu regeln, ist eine Änderung der Istspannung von  $\Delta U_{C_3} = U_{C_3 \text{ SS}}$  erforderlich. Dann wird der maximale Fehler im aktiven Regelbereich

$$F_{\text{max}} = \frac{U_{C_3 \text{ SS}}}{U_{\text{soll}}} \cdot 100 [\%] \quad (21)$$

Im allgemeinen ist ein kleinerer Tastverhältnis-Regelbereich erforderlich. Dann berechnet sich die Regelgenauigkeit zu

$$F = (v_1 - v_2) \frac{U_{C_3 \text{ SS}}}{U_{\text{soll}}} \cdot 100 [\%] \quad (22)$$

$v_1 =$  Tastverhältnis der Schaltstufe bei kleinster Betriebsspannung und größter Last.

$v_2 =$  Tastverhältnis der Schaltstufe bei größter Betriebsspannung und kleinster Last.

Im aktiven Regelbereich beträgt der Gleichspannungsmittelwert

$$U_{C_3} \approx U_{\text{soll}} = 0,44 U_{\text{Stab}} \quad (23)$$

und die Einschaltzeit des Monoflops

$$\frac{t_o}{T} \approx 0,44. \quad (24)$$

Dann wird

$$U_{C_3 \text{ SS}} = i_{C_3} \frac{t_o}{C_3} \approx \frac{U_{\text{Stab}} - U_{C_3}}{R} \cdot \frac{t_o}{C_3} = \frac{U_{\text{Stab}} - 0,44 U_{\text{Stab}} \cdot 0,44 T}{R \cdot C_3} \quad (25)$$

Mit der Periodenzeit  $T = \frac{30}{n \cdot p}$ , den Gl. 14 und 21 wird

$$F_{\text{max}} = \frac{U_{C_3 \text{ SS}}}{U_{\text{soll}}} = \frac{16,8}{n \cdot p \cdot R \cdot C_3} \quad (26)$$

und mit dem internen Widerstand  $R = 8,7 \text{ k}\Omega$  berechnet sich der tatsächliche Fehler zu

$$F = (v_1 - v_2) \cdot F_{\text{max}} = (v_1 - v_2) \frac{1,93 \cdot 10^5}{n \cdot p \cdot C_3} [\%] \quad (27)$$

$n$  in U/min;  $p =$  Polpaarzahl des Tachos;  $C_3$  in  $\mu\text{F}$ ;  $v_1 - v_2 \leq 1$

Der Drehzahlfehler wird also mit steigender Drehzahl kleiner. Bei einem vorgegebenen Drehzahlfehler  $F$  und einer zu erwartenden Tastverhältnisdifferenz  $v_1 - v_2$  (in der Praxis meist  $\approx 0,5$ ) kann der max. Fehler  $F_{\text{max}}$  ermittelt werden,

$$F_{\text{max}} = \frac{F}{v_1 - v_2}$$

Die erforderliche Größe des Siebkondensators  $C_3$  kann dann dem Diagramm Bild 13 bei dem Produkt  $n \cdot p$  entnommen werden.

Der Kondensator  $C_3$  kann in einem Regelkreis jedoch nicht beliebig vergrößert werden, da er mit dem Widerstand  $R$  ein Verzögerungsglied darstellt und deshalb Regelschwingungen auftreten können. Hier kann ein zusätzliches Trägheitsmoment auf der Motorachse Abhilfe schaffen. Vorteilhafter ist jedoch die Verwendung hochpoliger Drehzahl-istwertgeber.

In der praktischen Anwendung der IS konnten Drehzahlfehler von  $< 0,5 \%$  erreicht werden bei Spannungs- und Laständerungen am Motor von je  $\pm 30 \%$

und dem Produkt  $n \cdot p = 28000 \frac{1}{\text{min}}$ .

### 6.1.2 Im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator

Um den Einfluß der niederfrequenten Dreieckspannung  $U_{C_3}$  mit der Amplitude  $U_{C_3 \text{ SS}}$  bei der Tastverhältniswandlung mit dem Schaltfrequenzoszillator

klein zu halten, sollte  $\frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{C_3 \text{ SS}}} = a \geq 3$  sein (siehe Abschnitt 5.3 und Bild 11).

Entsprechend erhöht sich in dieser Betriebsart auch der Drehzahlfehler  $F_{\text{schalt}}$

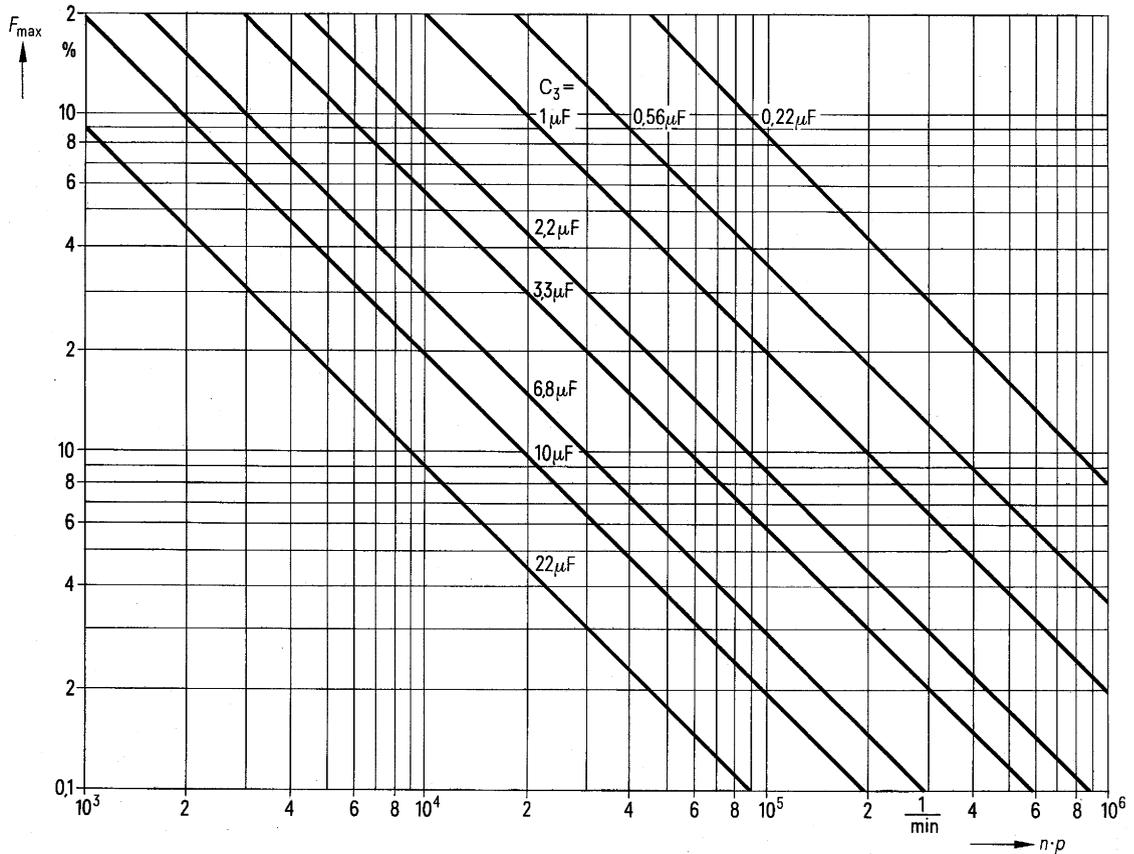
$$F_{\text{schalt max}} \approx \frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{C_3 \text{ SS}}} \cdot 100 [\%] \quad (28)$$

Nachdem  $\Delta U_{\text{soll}}$  konstant ist, bleibt auch der Drehzahlfehler konstant und unabhängig von der Drehzahl.

$$F_{\text{schalt}} \approx (v_1 - v_2) F_{\text{schalt max}} \quad (29)$$

Die Schaltfrequenzamplitude  $U_{\text{soll}}$  am PIN 9 wird mit dem Widerstand  $R_3$  eingestellt und berechnet sich zu

$$\frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{\text{soll}}} \approx \frac{0,455}{1 + R_3 \cdot 0,41 \cdot 10^{-3}} \quad (30)$$



Im **Bild 14** ist der Zusammenhang von  $F_{\text{schalt max}}$  und dem Widerstand  $R_3$  dargestellt.

Der Kondensator  $C_3$  muß nun so dimensioniert werden, daß bei der min.

Drehzahl die Spannung  $U_{C3SS} \leq \frac{\Delta U_{\text{so}}}{a}$

ist. Die Dimensionierung kann mit der Gleichung 31 durchgeführt werden.

$$F_{\text{schalt max}} = a \cdot \frac{1,93 \cdot 10^5}{n_{\text{min}} \cdot p \cdot C_3} [\%] \quad (31)$$

mit  $a = \frac{\Delta U_{\text{so}}}{U_{C3SS}} \geq 3$ ;  $n$  in U/min;  $C_3$  in  $\mu\text{F}$

Die graphische Ermittlung von  $C_3$  ist mit dem **Bild 13** möglich.

Der Zusammenhang von  $F_{\text{schalt max}}$  und  $F_{\text{max}}$  ergibt sich aus den Gleichungen 26 und 28 zu

$$\frac{F_{\text{schalt max}}}{F_{\text{max}}} = \frac{\Delta U_{\text{so}}}{\Delta U_{C3SS}} = a \quad (32)$$

Ein Dimensionierungsbeispiel zeigt den Umgang mit den Diagrammen.

Gegeben:  $n \cdot p = 20000$ ;  $F_{\text{schalt}} \leq 5\%$ ;

Gesucht:  $C_3, R_3$

Annahme:  $a = 3$ ;  $v_1 - v_2 = 0,5$

$$F_{\text{schalt max}} = \frac{F_{\text{schalt}}}{v_1 - v_2} = 10\%$$

Aus **Bild 14** erhält man  $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$  bei

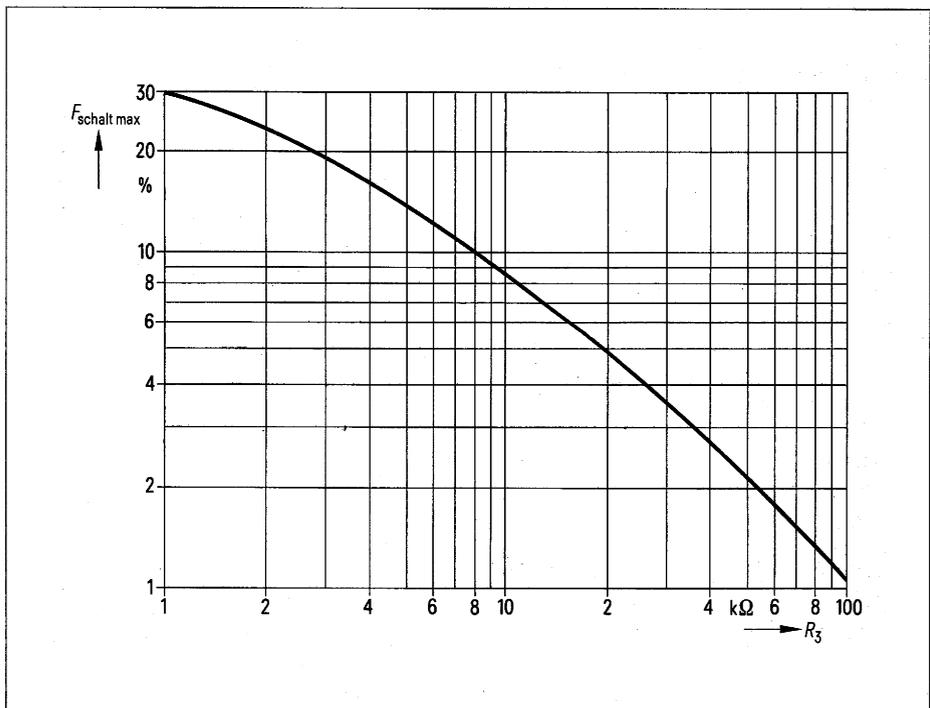
$$F_{\text{schalt max}} = 10\%. \text{ Mit } F_{\text{max}} = \frac{F_{\text{schalt max}}}{a}$$

$$= \frac{10\%}{3} = 3,33\% \text{ und } n \cdot p = 20000$$

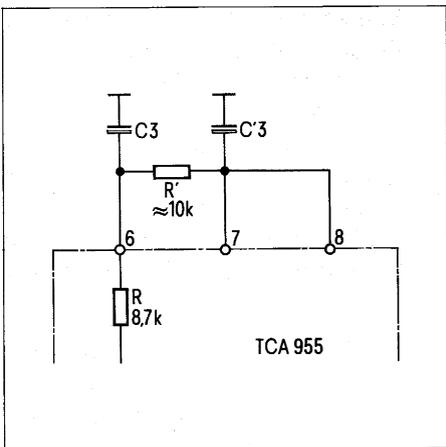
erhält man in **Bild 13** den Kondensator  $C_3 \approx 3 \mu\text{F}$ .

**Bild 13** Maximaler Drehzahlfehler in Abhängigkeit vom  $n \cdot p$ , Parameter  $C_3$  ohne Schaltfrequenzoszillator

**Bild 14** Maximaler Drehzahlfehler in Abhängigkeit von  $R_3$ , mit Schaltfrequenzoszillator



# 7. Drehzahl-einstellung



**Bild 15** Siebglied 2. Ordnung im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator

Eine Reduktion des Drehzahlfehlers und eine Verbesserung der Regelzeitkonstante kann mit einem Siebglied 2. Ordnung nach **Bild 15** erzielt werden.

## 6.2 Drehzahlfehler in Abhängigkeit von der Temperatur

Der Drehzahlfehler wird vorwiegend bestimmt vom TK der IS und vom TK der Zeitkonstante  $\tau_o = R_1 \cdot C_2$ , nachdem gemäß Gleichung 33 im Kapitel 7 die Drehzahl unmittelbar von der Zeitkonstante  $R_1 \cdot C_2$  bestimmt ist.

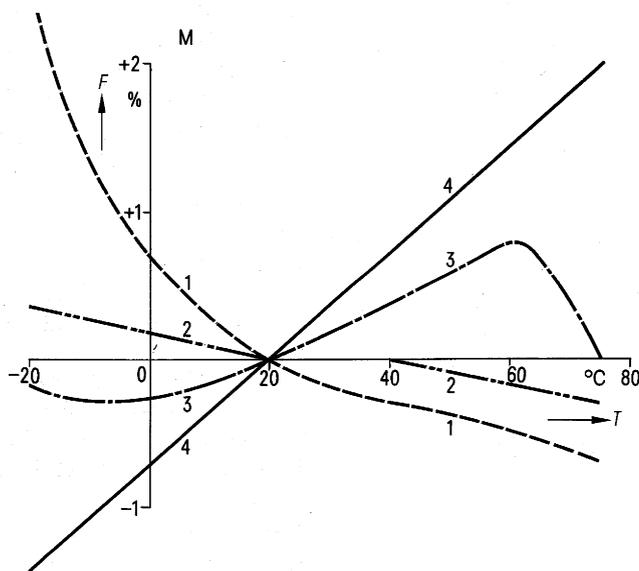
Die Temperaturdrift der IS beträgt etwa  $-45 \text{ ppm/K}$  im Bereich von  $-20^\circ\text{C}$  bis  $+60^\circ\text{C}$  und kann in den meisten Fällen vernachlässigt werden.

Besondere Sorgfalt ist deshalb bei der Auswahl der Bauteile  $R_1$  und  $C_2$  erforderlich. Es ist darauf zu achten, daß sich ihre TK weitgehend kompensieren.

**Bild 16** zeigt den Temperaturfehler verschiedener Kombinationen  $R_1$ ,  $C_2$  zusammen mit der IS.

Den geringsten Fehler ergibt die Kombination eines Metallschichtwiderstandes mit einem MKM-Schichtkondensator.

**Bild 16** Drehzahlfehler in Abhängigkeit von der Temperatur mit verschiedenen Kombinationen  $R_1 - C_2$  und der IS TCA 955



Kurve	$C_2$	$R_1$
1	MKL-B 32110	Schicht-Widerstand B 51371
2	MKM-B 32540	Metallschicht-Widerstand B 54 321
3	MKH-B 32231	Schicht-Widerstand B 51371
4	MKM-B 32540	Schicht-Widerstand B 51371

Der Motor wird so lange nachgeregelt, bis der Istwert  $U_{C3} \approx U_{\text{soll}} = 0,44 U_{\text{Stab}}$  ist, dann ist am Monoflop-Ausgang

PIN 6 das Tastverhältnis  $v_o \approx \frac{t_o}{T} = 0,44$ .

Mit  $T = \frac{30}{n \cdot p}$  und  $t_o = 0,89 \cdot R_1 \cdot C_2$

(Gleichung 11) wird

$$R_1 \cdot C_2 = \frac{0,44 \cdot 30}{n \cdot p \cdot 0,89} = \frac{14,8}{n \cdot p} \left[ \frac{1}{s} \right] \quad (33)$$

$4,7 \text{ k} < R_1 < 50 \text{ k}$ .

$n$  in U/min,  $p$  = Polpaare des Tachos.

Die erforderliche Drehzahl kann mit  $R_1$  einfach abgeglichen werden.

# 8. Betrieb der IS mit kleinen Versorgungsspannungen

Im Betrieb mit wirksamer interner Stabilisierung beträgt der Versorgungsspannungsbereich +4,8 bis +16 V. Kleinere Versorgungsspannungen als 4,8 V sind im ungestabilisierten Betrieb möglich. Voraussetzung für den einwandfreien Betrieb ist jedoch, daß die Spannung am PIN 11 keine kurzzeitigen Schwankungen und Störungen aufweist.

Aus den Gleichungen 27 und 31 geht hervor, daß die Regelgenauigkeit unabhängig von der Spannung  $U_{\text{Stab}}$  ist, so daß die Regelschaltung auch ungestabilisiert betrieben werden kann.

## 8.1 Betriebsspannungsbereich $U_S$ = +3,9 bis +16 V (mit interner Stabilisierungsschaltung)

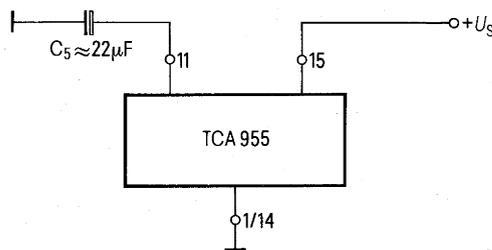
Wenn die Versorgungsspannung unter +4,8 V absinkt, wird der interne Längsregler bis zu einer minimalen Restspannung von etwa 1,7 V durchgeschaltet. Die minimale Versorgungsspannung beträgt dann  $2,2 \text{ V} + 1,7 \text{ V} = 3,9 \text{ V}$ . In dieser Betriebsart (**Bild 17a**) versorgt der Kondensator  $C_5$  die Regelschaltung bei kurzzeitigen Einbrüchen der Versorgungsspannung. Bei Spannungen über 4,8 V setzt die Stabilisierung wieder ein, so daß der Versorgungsspannungsbereich +3,9 bis +16 V beträgt.

## 8.2 Betriebsspannungsbereich $U_S$ = +2,9 bis +6,6 V (mit gestörter Versorgungsspannung)

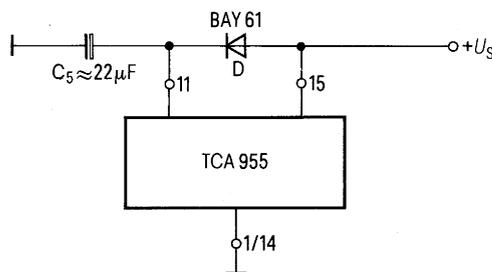
Hier überbrückt die Diode D den internen Längsregler zwischen den Anschlüssen 11 und 15 (**Bild 17b**). Damit kann die IS mit einer minimalen Speisespannung von +2,9 V betrieben werden. Die maximal zulässige Spannung am PIN 11 beträgt +6 V, so daß die Speisespannung  $\leq 6,6 \text{ V}$  bleiben muß. Die Diode verhindert die Entladung des Kondensators  $C_5$  bei kurzzeitigen Einbrüchen der Speisespannung.

## 8.3 Betriebsspannungsbereich $U_S$ = +2,2 bis +6 V (mit ungestörter Versorgungsspannung)

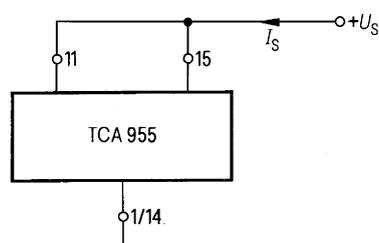
Bei ungestörter Versorgungsspannung können die Anschlüsse 11 und 15 kurzgeschlossen werden (**Bild 17c**). Der Spannungsbereich beträgt dann +2,2 V bis +6 V. Die typische Stromaufnahme der IS steigt bei  $U_S = 6 \text{ V}$  auf etwa 16 mA an.



a)  $U_S = +3,9 \text{ V bis } +16 \text{ V}$



b)  $U_S = +2,9 \text{ V bis } +6,6 \text{ V}$



c)  $U_S = +2,2 \text{ V bis } +6 \text{ V (bei ungestörter Spannung } U_S)$

**Bild 17** Betrieb der IS TCA 955 mit kleinen Versorgungsspannungen

# 9. Anwendungsbeispiele mit der IS TCA 955

## 9.1 Drehzahlregelung ohne Schaltfrequenzoszillator

### 9.1.1 Gleichstrommotor 0,6 W mit 6poligem Tachogenerator

Dieses Beispiel zeigt eine Drehzahlregelung für einen Gleichstrommotor (Nennspannung 4,5 V, Drehmoment 0,2 Ncm, Leistungsaufnahme 0,6 W, Ankerwiderstand 6  $\Omega$ , Tachogenerator 6polig), dessen elektrische Motorzeit-

konstante  $\tau_{\text{Mot}} > \frac{30}{n \cdot p}$  bei der Soll-drehzahl von 2200 U/min ist, so daß der Schaltfrequenzoszillator nicht benötigt wird. Der externe Beschaltungsaufwand ist dabei minimal (**Bild 18**). Das **Bild 19** zeigt die Regelgenauigkeit und die Stromersparnis in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung.

### 9.1.2 Gleichstrommotor 4,2 W mit 72poligem Tachogenerator

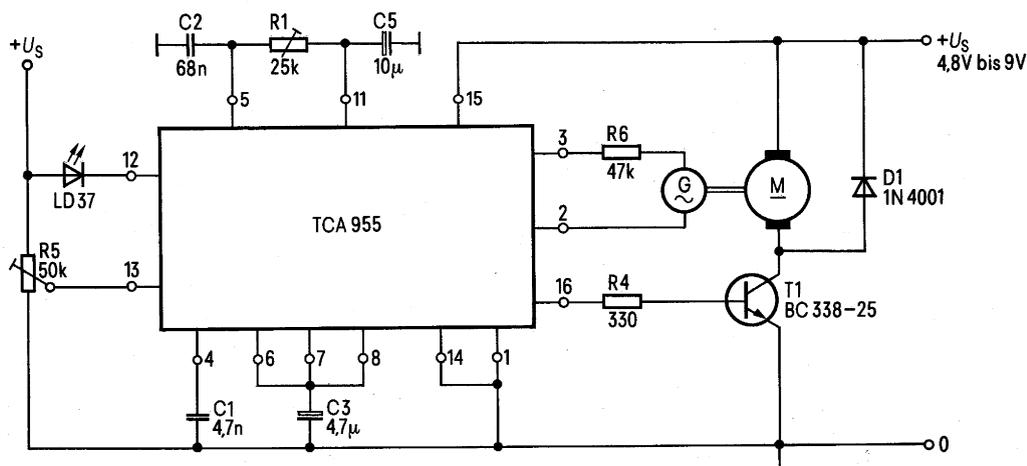
Nennenden des Motors: Nennspannung 24 V, Drehmoment 1 Ncm, Leistungsaufnahme  $\leq 4,2$  W, Ankerwiderstand 24  $\Omega$ , Tachogenerator 72polig. Bei der Solldrehzahl von 1500 U/min konnte die IS ohne Schaltfrequenzoszillator nach Bild 18 mit folgenden externen Bauteilen verwendet werden:

$C_1 = 1$  nF,  $C_2 = 4,7$  nF,  $C_3 = 1$   $\mu$ F,  
 $C_5 = 10$   $\mu$ F,  
 $R_1 = 25$ -k $\Omega$ -Trimmer,  $R_4 = 390$   $\Omega$ ,  
 $R_6 = 47$  k $\Omega$   
 $T_1 =$  BD 435,  $D_1 =$  1N4001.

Die Motor-Schaltstufe wurde mit einer eigenen Versorgungsspannung  $U_{S2}$  betrieben. Der Schaltkreis wurde am PIN 15 mit  $U_S = 12$  V versorgt, da die Motorspannung höher als die maximal zulässige Betriebsspannung war.

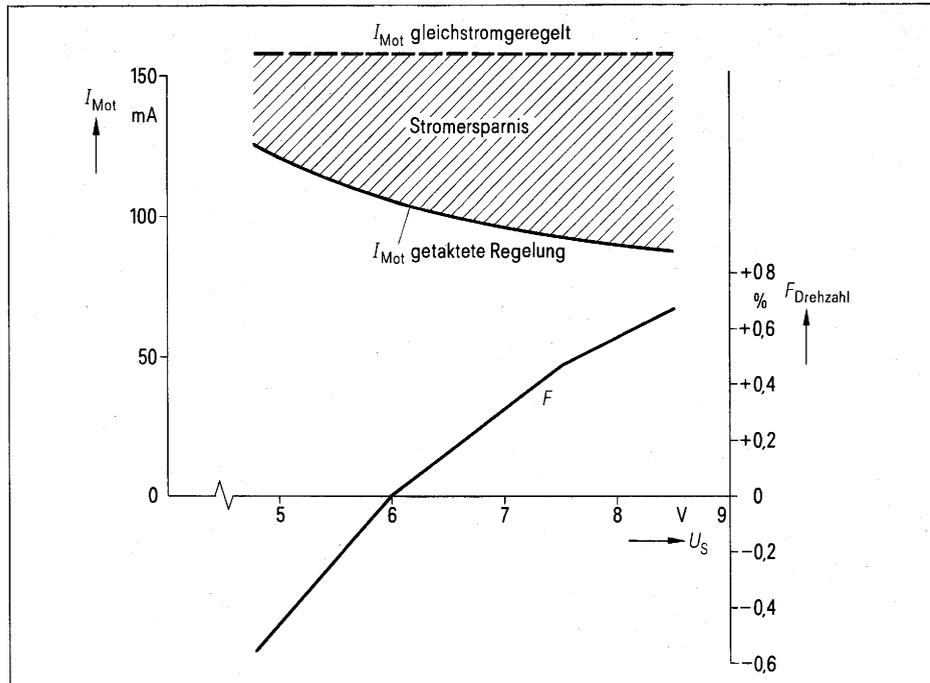
Im **Bild 20** ist der Drehzahlfehler in Abhängigkeit vom Drehmoment und von der Versorgungsspannung dargestellt.

**Bild 18** Drehzahlregelschaltung ohne Schaltfrequenzoszillator



C1, C2 MKM - Schichtkondensatoren B 32 540  
 C3, C5 Tantal - Elektrolytkondensatoren B 45 181

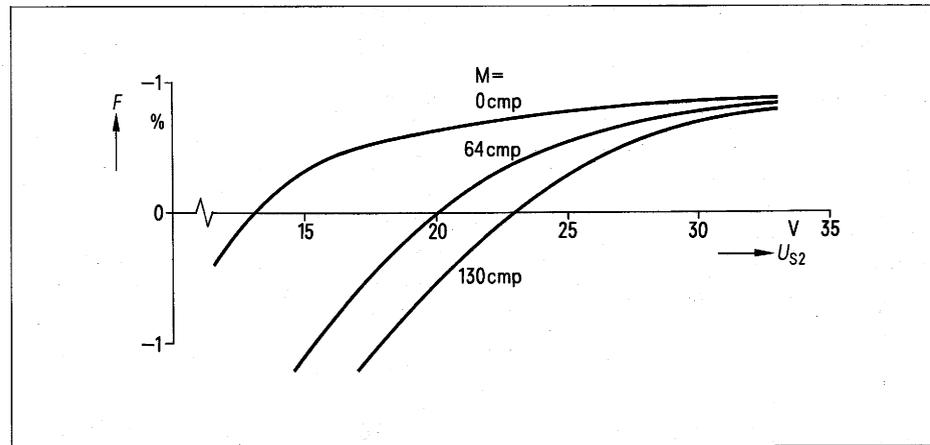
**Bild 19** Drehzahlfehler und Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung  
 $n_{\text{Nenn}} = 2200 \text{ U/min}; M = 0,1 \text{ Ncm}$



## 9.2 Drehzahlregelung mit Schaltfrequenzoszillator

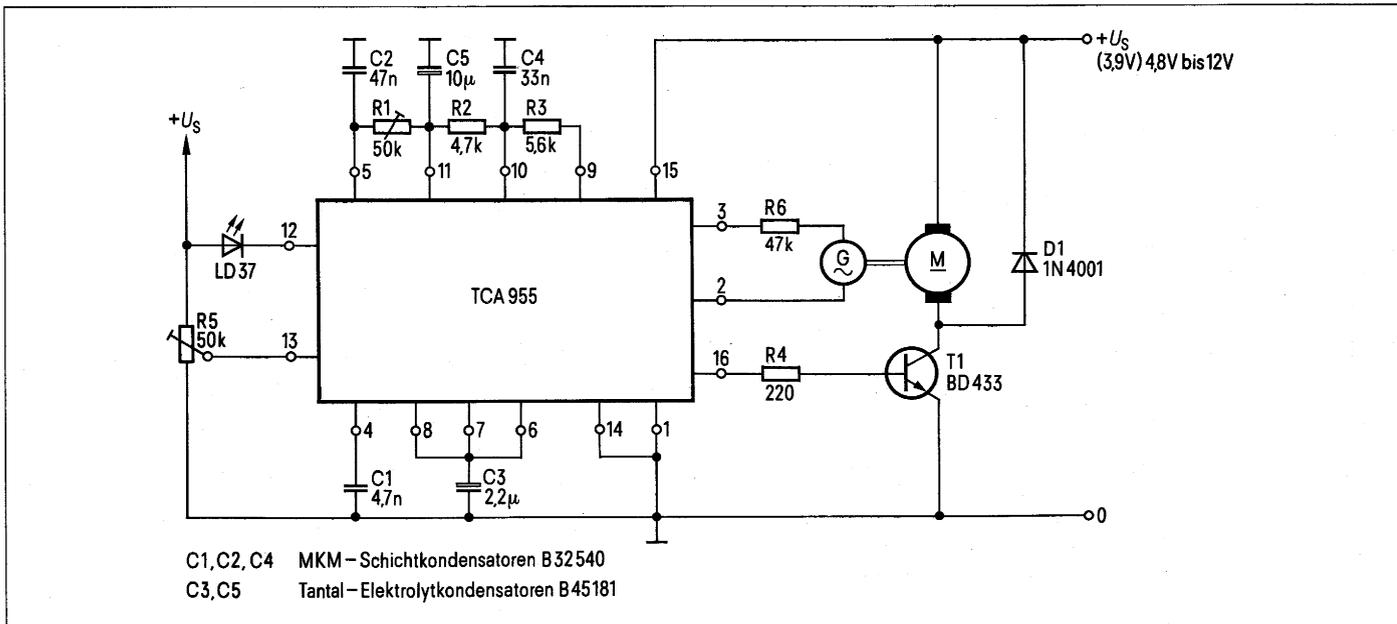
### 9.2.1 Gleichstrommotor 2,5 W mit 6poligem Tachogenerator

Mit einem Gleichstrommotor kleiner elektrischer Zeitkonstante  $T_{\text{Mot}} \approx 105 \mu\text{s}$  wurde eine Drehzahlregelschaltung aufgebaut. Die Nenndaten des Motors sind: Nennspannung 6 V, Drehmoment 0,35 Ncm, Leistungsaufnahme  $\leq 2,5 \text{ W}$ , Ankerwiderstand  $2 \Omega$ , Tachogenerator 6polig. Bei der erforderlichen Nenn-drehzahl von 1800 U/min, dem nur 6poligen Tachogenerator und der kleinen Motorzeitkonstante mußte der Schaltfrequenzoszillator zugeschaltet werden, um eine Stromersparnis zu erreichen. Die Schaltfrequenz beträgt  $\approx 16 \text{ kHz}$ . Die externe Beschaltung der IS ist im **Bild 21**, die Drehzahlabweichung und die Stromersparnis sind im **Bild 22** ersichtlich.

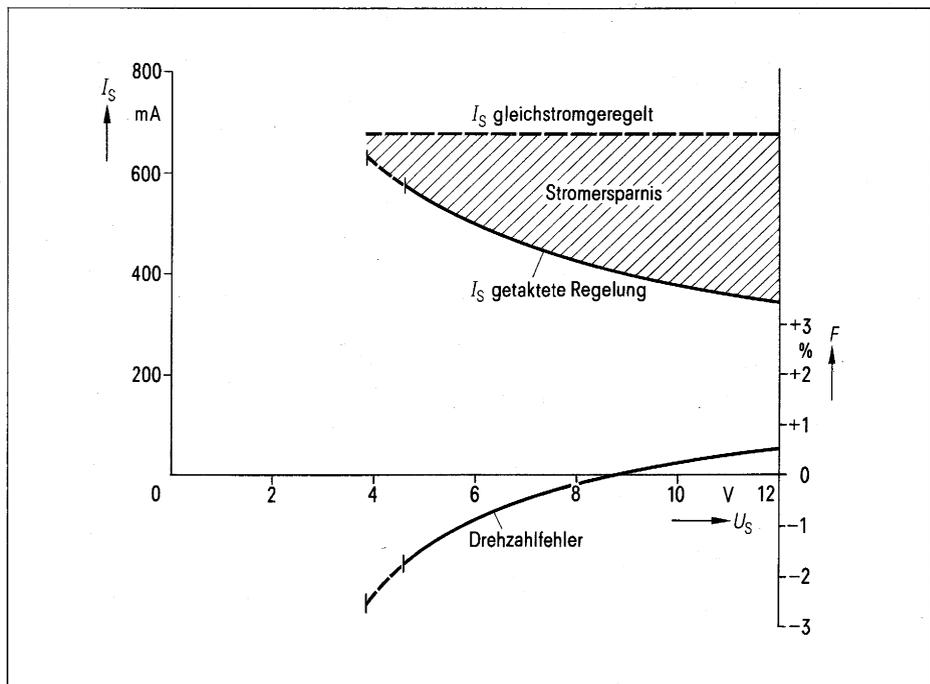


**Bild 20** Drehzahlfehler in Abhängigkeit von der Betriebsspannung  
 $n = 1500 \text{ U/min};$  Parameter: M

**Bild 21** Drehzahlregelschaltung mit Schaltfrequenzoszillator für einen 2,5-W-Motor



**Bild 22** Drehzahlfehler und Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung  
 $n_{\text{soll}} = 1800 \text{ U/min}; M = \text{konst.}$



**9.2.2 Gleichstrommotor 50 W mit 180poliger Lichtschranke**

Die Regelung (Bild 23) arbeitet mit einer Schaltfrequenz von 3 kHz. Bei dieser Frequenz konnten die preisgünstigen, einfachdiffundierten Leistungstransistoren 2N3055 in der Schaltstufe eingesetzt werden. Um den hohen Anlaufstrom zu schalten, mußten drei gepaarte Transistoren parallel geschaltet werden. Bei der getakteten Regelung ergab sich eine erhebliche Reduktion der Aufnahmeleistung (Bild 24) und der Verlustleistung am Stellglied (Bild 25).

Als Drehzahlwertgeber wurde eine 180polige Lichtschranke vorgesehen. Zur Siebung der Monoflop-Ausgangsimpulse wurde ein Siebglied 2. Ordnung verwendet. Die Vorladeschaltung wird wegen der kleinen Zeitkonstante des Siebgliedes nicht benötigt.

Motor-Nenndaten:  $U_N = 24 \text{ V}, P_N = 50 \text{ W}, R_A = 0,56 \Omega, L_A = 0,9 \text{ mH}, n_N = 3000 \text{ U/min.}$

spiel ist die Endstufe für die Steuerung eines 12-V/15-W-Motors ausgelegt (Bild 26).

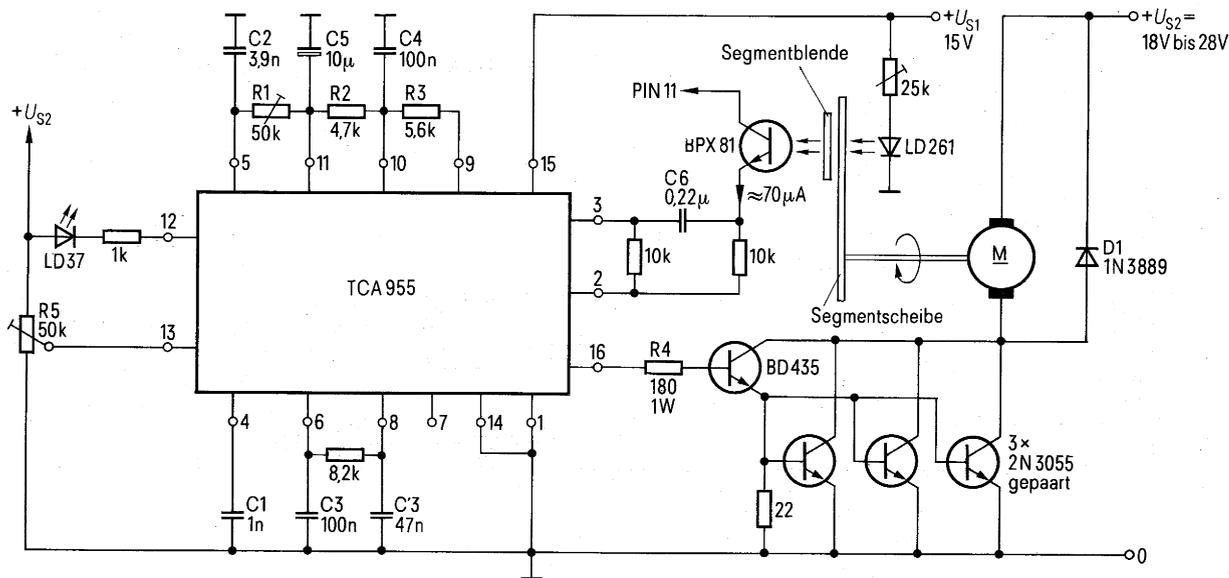
Mit dem Potentiometer  $R_8$  kann das Tastverhältnis der Ausgangsimpulse und damit die Motordrehzahl eingestellt werden.

Die Schaltfrequenzamplitude liegt ungedämpft am Sollwerteingang und wird mit der Gleichspannung am Potentiometer  $R_8$  vom Komparator verglichen. Der Ausgang PIN 16 erzeugt Rechteckimpulse mit der Frequenz des Schaltfrequenzoszillators von etwa 8 kHz.

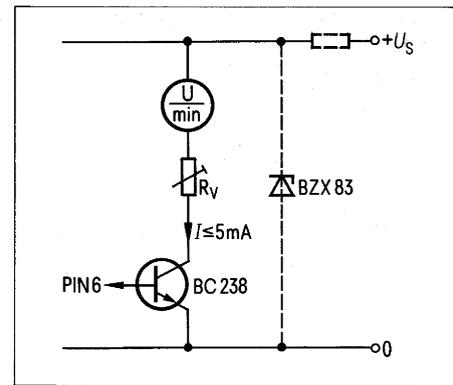
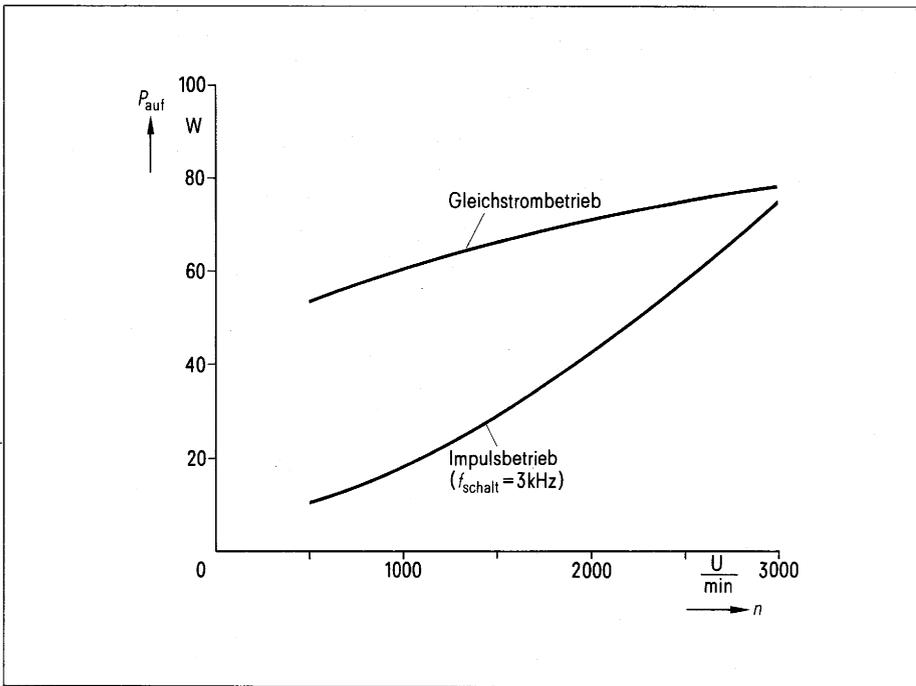
**9.3 Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser**

Eine getaktete Steuerung ist in Antrieben mit Batterieversorgung (Fahrzeugantriebe) wegen der möglichen Stromersparnis interessant. In diesem Bei-

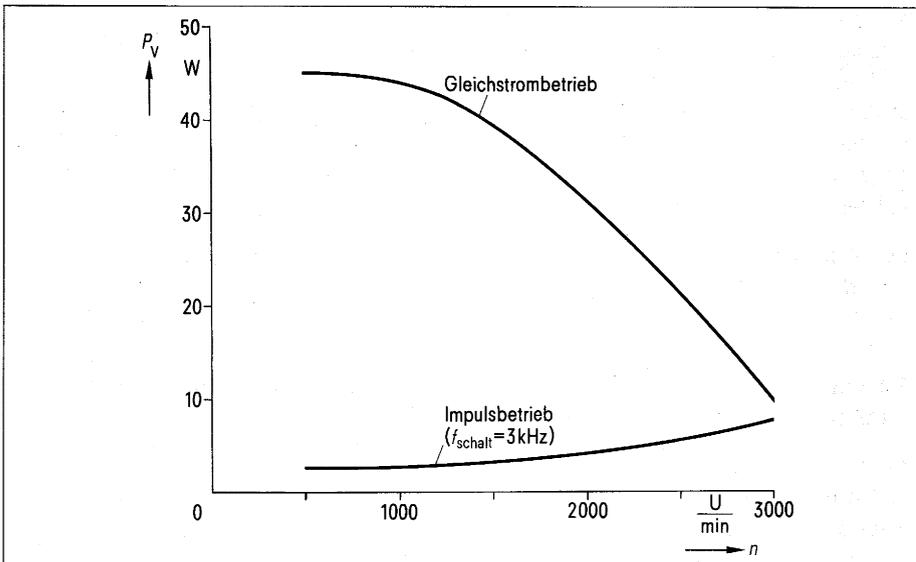
**Bild 23** Drehzahlregelschaltung mit Schaltfrequenzoszillator für einen 50-W-Motor



C1 bis C4, C6 MKM - Schichtkondensatoren B 32540  
 C5 Tantal-Elektrolytkondensator B 45 181



**Bild 27** Schaltstufe für unempfindliches Drehpulinstrument

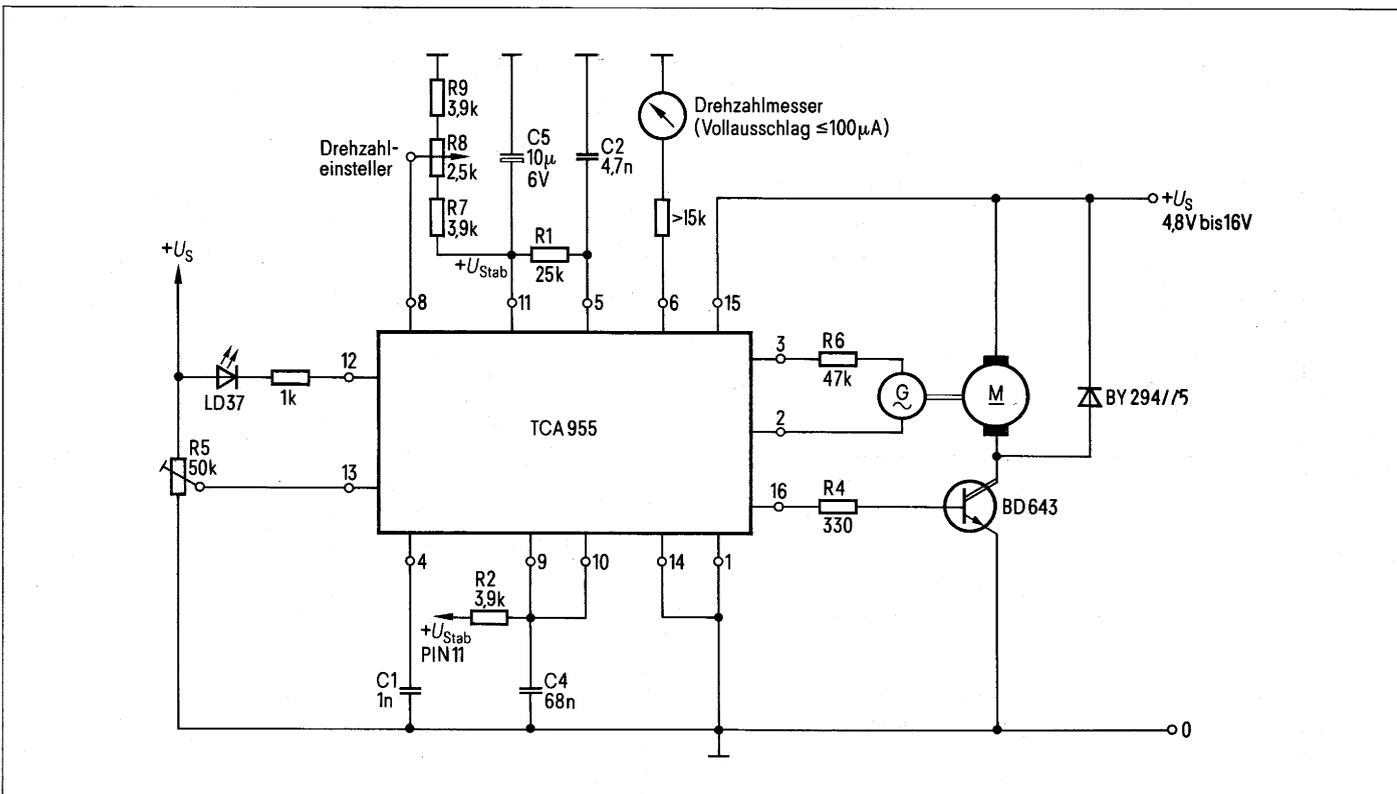


**Bild 24** Aufnahmeleistung der Regelung in Abhängigkeit von der Drehzahl

Der Frequenz-Gleichspannungswandler der IS wird von dem 72poligen Tachogenerator des Motors angesteuert und dient als Drehzahlmesser. Am PIN 6 kann über einen Vorwiderstand ein Drehpulinstrument mit max.  $100\mu A$  Vollausschlag angeschlossen werden. Unempfindlichere Instrumente erfordern eine zusätzliche Schaltstufe nach **Bild 27**, die bei hoher Genauigkeitsforderung mit stabilisierter Spannung versorgt wird.

**Bild 25** Verlustleistung am Stellglied in Abhängigkeit von der Drehzahl

**Bild 26** Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser



# 10. Drehzahlwertgeber, Ausführungs- und Anschlußbeispiele

Bei der mechanischen Ausführung der Drehzahlwertgeber ist auf hohe Symmetrie zu achten, um einen guten Motorgleichlauf zu erhalten.

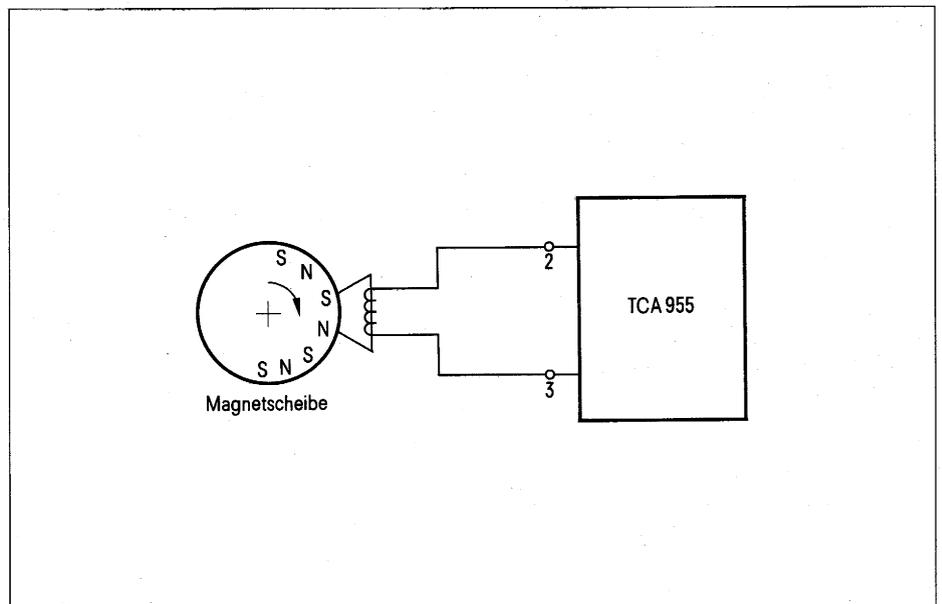
## 10.1 Induktiver Geber (potentialfrei)

Er besteht aus einer Magnetscheibe mit mehreren Polpaaren und einer Induktionsspule.

## 10.2 Magnetischer Geber mit Differentialfeldplatte

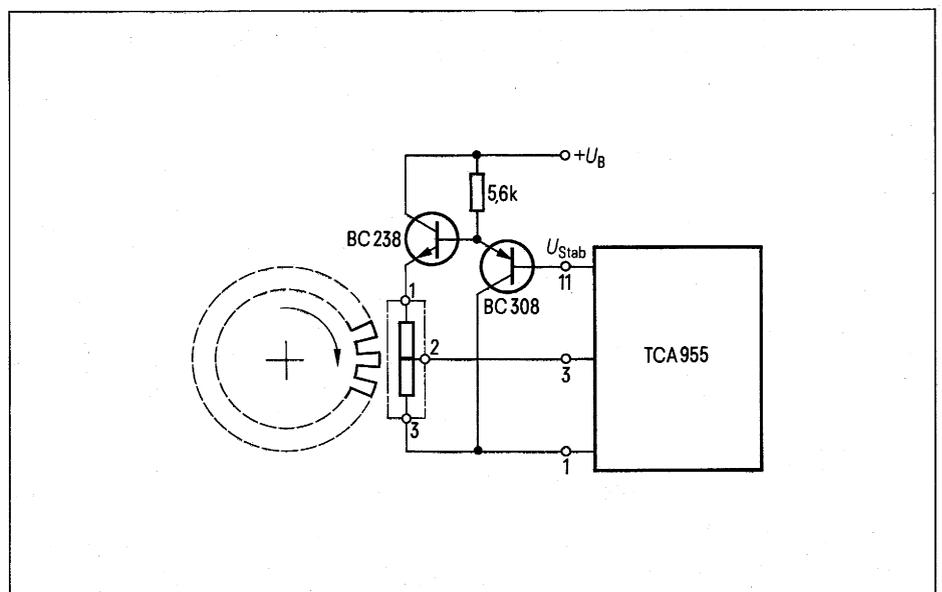
Die Differentialfeldplatte erfordert bei hohen Umgebungstemperaturen und einer Spannung von  $U_{\text{Stab}} = 3 \text{ V}$  einen Strom von ca. 10 mA. Dieser Strom kann nicht mehr von der internen Stabilisierungsschaltung der TCA955 aufgebracht werden.

Der Transistor BC238 übernimmt hier die Stromversorgung, der Transistor BC308 kompensiert seine Basis-Emitter-Schwelle, so daß an der Feldplatte wieder die Spannung  $U_{\text{Stab}}$  liegt.



**Bild 28** Induktiver Drehzahlwertgeber

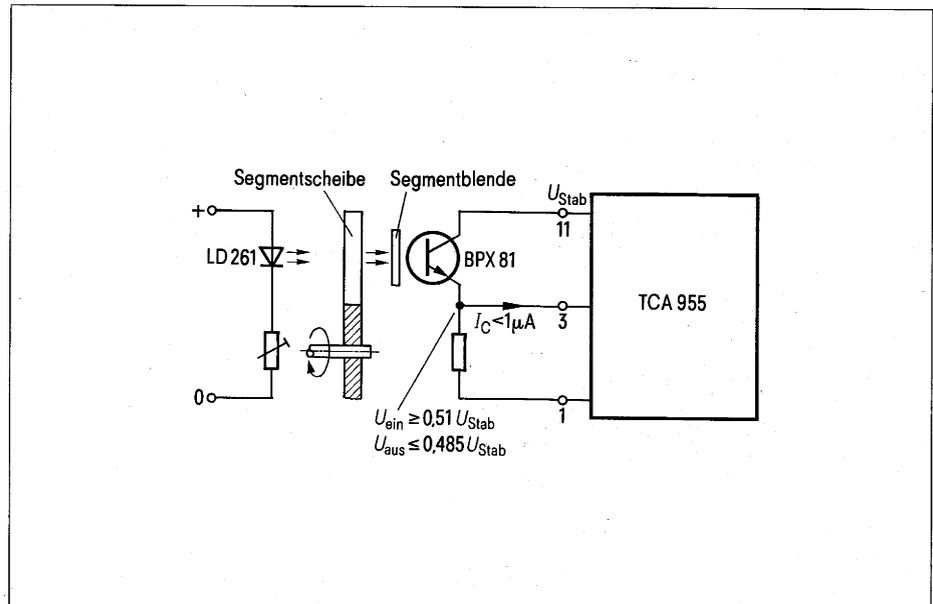
**Bild 29** Magnetischer Drehzahlwertgeber



### 10.3 Optische Geber

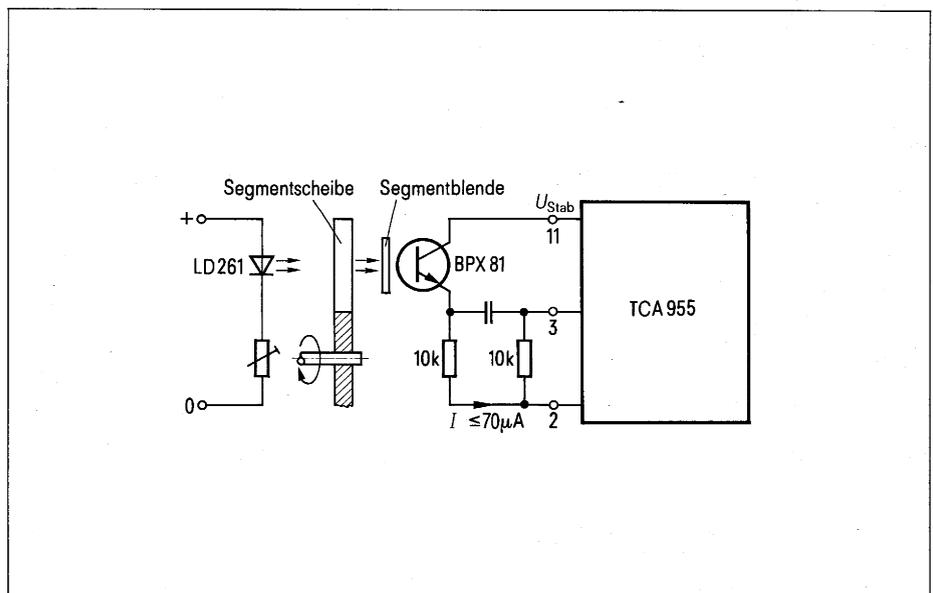
Der optische Geber besteht aus einer Lichtschranke und einer Segmentscheibe. Präzise, hochpolige Segmentscheiben ( $> 100$  Segmente) können vorteilhaft aus entsprechend belichtetem Filmmaterial hergestellt werden. Die Empfindlichkeit der Lichtschranke wird erheblich gesteigert, wenn vor dem Fotoempfänger eine gleichartige Segmentblende angeordnet wird.

Für Anwendungen, in denen ein relativ hoher, instabiler Gleichlichtanteil und ein geringer Wechsellichtanteil vorhanden ist, kann eine kapazitive Kopplung vorteilhaft sein.



**Bild 30** Optischer Drehzahlwertgeber (galvanisch gekoppelt)

**Bild 31** Optischer Drehzahlwertgeber (kapazitiv gekoppelt)



# Technische Daten zum Drehzahlregler TCA 955

## Grenzdaten

Betriebsspannung (PIN 15)

Ausgangsstrom (PIN 16)

Lampenstrom (PIN 12)

Funktionsbereich stabilisiert, PIN 15  
unstabilisiert<sup>1)</sup>

Umgebungstemperatur

Sperrschichttemperatur

Lagertemperatur

Wärmewiderstand System-Umgebung

$U_S$	16	V
$I_A$	200	mA
$I_L$	15	mA
$U_S$	4,8 bis 16	V
$U_S$	2,2 bis 6	V
$T_U$	-25 bis +85	°C
$T_j$	150	°C
$T_S$	-55 bis +125	°C
$R_{thSU}$	120	K/W

**Kenndaten** bei  $U_S = 2,2$  bis  $16$  V,  $T_u = 25$  °C

Intern stabilisierte Spannung, PIN 11<sup>2)</sup>

Stromaufnahme, PIN 15

( $U_{Batt} = 4,8$  V,  $I_{16} = 0$ )

Eingangswechselspannung (potentialfrei)  
PIN 2 und 3

Eingangsschaltspannung, PIN 3

Hysterese der Eingangsschaltspannung

Eingangsstrom, PIN 3

H-Ausgangsspannung ( $I_A = 50$  mA), PIN 16

Tastverhältnis-Regelbereich

Schaltfrequenz

(ohne Schaltfrequenzoszillator<sup>3)</sup>)

max. Drehzahlfehler bei Tastverhältnis-  
Regelung von 0 bis 100 %<sup>3)</sup>

$U_{stab}$	3 (2,75 bis 3,3)	V
$I_S$	8,3	mA
$U_E$	> 30	mV <sub>eff</sub>
$U_E$	> $0,51 \cdot U_{stab}$ $0,015 \cdot U_{stab}$	
$I_E$	0,5 (< 1)	µA
$U_{AH}$	$U_{Batt} - 1$ V 0 ... 100	%
$f$	$\frac{n \cdot p}{30}$	Hz
$F_{max}$	$\frac{1,93 \cdot 10^5}{n \cdot p \cdot C_3}$	%

## Batteriestandsanzeige

Schaltswelle (PIN 13) LED ein  
LED aus

Eingangsstrom (PIN 13)

Ausgangsstrom (PIN 12)

$U_{13}$	> 1,3	V
$U_{13}$	< 1,1	V
$I_E$	< 0,2	µA
$I_L$	≤ 15	mA

## Schaltfrequenzoszillator

Ausgangsspannung (PIN 10)

Schaltfrequenz f

$$U_{AOsz} = (0,4 \dots 0,6) \cdot U_{stab}$$

$$f \approx \frac{1}{0,4 \cdot R_2 \cdot C_4}$$

1) PIN 11 und PIN 15 verbunden, interne Stabilisierung (3 V) ist dann überbrückt.

2) Ausgang der intern stabilisierten Spannung bei  $U_S \geq 4,8$  V

3)  $n = \frac{U}{\min}$ ; p = Polpaare des Tachogenerators;  $C_3$  in µF

## Zweigniederlassungen in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

**1000 Berlin 61**  
Schöneberger Straße 2-4  
Postanschrift:  
1000 Berlin 11, Postfach  
Tel. 255-1, Telex 1 83 766

**2800 Bremen 1**  
Contrescarpe 72  
Postfach 127  
Tel. 3 64-1  
Telex 2 45 451

**4600 Dortmund 1**  
Märkische Straße 8-14  
Postfach 658  
Tel. 5 48-1  
Telex 8 22 312

**4000 Düsseldorf 1**  
Lahnweg 10  
Postfach 1115  
Tel. 30 30-1  
Telex 8 581 301

**4300 Essen 1**  
Kruppstraße 16  
Postfach 22  
Tel. 20 13-1  
Telex 8 57 437

**6000 Frankfurt (Main) 1**  
Gutleutstraße 31  
Postfach 41 83  
Tel. 2 62-1  
Telex 4 14 131

**2000 Hamburg 1**  
Lindenplatz 2  
Tel. 2 82-1  
Telex 21 82 721

**3000 Hannover 1**  
Am Maschpark 1  
Postfach 53 29  
Tel. 1 99-1  
Telex 9 22 333

**5000 Köln 1**  
Franz-Geuer-Str. 10  
Postfach 10 16 88  
Tel. 5 76-1  
Telex 8 881 005

**6800 Mannheim 1**  
N 7 18  
Postfach 20 24  
Tel. 2 96-1  
Telex 4 62 261

**8000 München 80**  
Richard-Strauss-Straße 76  
Postanschrift:  
8000 München 2  
Postfach 20 21 09  
Tel. 92 21-1  
Telex 5 29 421

**8500 Nürnberg 1**  
Von-der-Tann-Straße 30  
Postfach 24 29  
Tel. 6 54-1  
Telex 6 22 251

**6600 Saarbrücken 3**  
Martin-Luther-Straße 25  
Postfach 359  
Tel. 30 08-1  
Telex 4 421 431

**7000 Stuttgart 1**  
Geschwister-Scholl-Straße 24  
Postfach 120  
Tel. 20 76-1  
Telex 7 23 941

## Siemens-Landesgesellschaften und -Vertretungen

### Europa

#### Belgien

Siemens Sociétié Anonyme  
Chaussée de Charleroi 116  
**B-1060 Bruxelles**  
Tel. 5 37 3100, Telex 21 347

#### Bulgarien

RUEN  
Technisches Beratungsbüro  
der Siemens AG  
uliza Nikolai Gogol 5/  
Boulevard Lenin  
**BG-1504 Sofia 4**  
Tel. 45 70 82, Telex 22 763

#### Dänemark

Siemens Aktieselskab  
Borupvang 3  
**DK-2750 Ballerup**  
Tel. 65 65 65, Telex 35 313

#### Finnland

Siemens Osakeyhtiö  
Mikonkatu 8  
**SF-00101 Helsinki 10**  
(PL 8)  
Tel. 1 07 14, Telex 12 465

#### Frankreich

Siemens S.A.  
B.P. 109  
**F-93203 Saint-Denis CEDEX 1**  
Tel. 8 20 61 20, Tx. 62 853

#### Griechenland

Siemens Hellas E.A.E.  
Voulvis 7  
**Athen 125** (P.O.B. 601)  
Tel. 32 93-1, Telex 216 291

#### Großbritannien

Siemens Ltd.  
Great West House,  
Great West Road  
**Brentford TW8 9DG**  
Tel. 5 68 91 33, Telex 23 176

#### Irland

Siemens Ltd.  
8, Raglan Road  
**Dublin 4**  
Tel. 68 47 27, Telex 5341

#### Island

Smith & Norland H/F  
Nóatún 4,  
**Reykjavik** (P.O.B. 519)  
Tel. 3 83 20, Telex 20 55

#### Italien

Siemens Elettra S.p.A.  
Via Vittor Pisani, 20  
**I-20124 Milano**  
(Casella Postale 4183)  
Tel. 62 48, Telex 36 261

#### Jugoslawien

Generalexport  
Masarikova 5/XV  
**YU-11000 Beograd**  
(YU-1101 Beograd  
Poštanski fah 223)  
Tel. 6 84-866, Telex 11 287

#### Luxemburg

Siemens Sociétié Anonyme  
Rue Glesener 17  
**Luxembourg** (P.B. 1701)  
Tel. 49 711-1, Telex 3430

#### Niederlande

Siemens Nederland N.V.  
Prinses Beatrixlaan 26  
**Den Haag 2077**  
(Postbus 1068)  
Tel. 78 27 82, Telex 31 373

#### Norwegen

Siemens A/S  
Østre Aker Vei 90  
**N-050 Oslo 5**  
(Postboks 10, Veitvet)  
Tel. 15 30 90, Telex 18 477

#### Österreich

Siemens Aktiengesellschaft  
Österreich  
**A-1030 Wien**  
Apostelgasse 12  
(A-1031 Wien, Postfach 326)  
Tel. 72 93-0, Telex 11 866

#### Polen

PHZ Transactor S.A.  
**PL-00-950 Warszawa**  
(P.O.B. 30)  
Tel. 49 72 62, Telex 813 288

#### Portugal

Siemens S.A.R.L.  
Av. Almirante Reis, 65  
**Lisboa-1** (Apartado 1380)  
Tel. 53 88 05, Telex 12 563

#### Rumänien

Siemens Birou  
de consultatii tehnice  
Str. Jules Michelet 15-17  
par. abt. 5  
**R-7 Bucuresti 1**  
Tel. 15 18 25, Telex 11 473

#### Schweden

Siemens AB  
Norra Stationsgatan 63-65  
**Stockholm**  
(Fack, S-10435 Stockholm 23)  
Tel. 22 96 80, Telex 1880/81

#### Schweiz

Siemens-Albis AG  
**CH-8001 Zürich**  
(CH-8021 Zürich,  
Postfach 605)  
Löwenstraße 35  
Tel. 23 03 52, Telex 52 131

#### Spanien

Siemens S.A.  
Orense, 2  
**Madrid-20** (Apartado 155)  
Tel. 4 55 25 00, Telex 27 769

#### Tschechoslowakei

EFEKTIM  
Vertretung ausländischer  
Gesellschaften in der ČSSR  
Václavské náměstí 1  
**CS-11000 Praha 1**  
(P.O.B. 457)  
Tel. 25 84 17, Telex 122 389

#### Türkei

Simko Ticaret ve Sanayi A.S.  
Meclisi Mebusan Cad. 55/35  
**Istanbul** (Fındıklı)  
(P.K. 64 Tophane)  
Tel. 45 20 90, Telex 22 290

#### Ungarn

INTERCOOPERATION AG  
Siemens-Kooperations-  
abteilung  
Böszörményi út 9-11  
**H-1126 Budapest**  
(P.O.B. 1525)  
Tel. 15 49 70, Telex 224 133

#### Union der Sozialistischen Sowjetrepubliken

Siemens Büro  
Kalantschjevskaja Str. 21/40,  
Hotel Leningradskaja  
Zimmer 301  
**SU-Moskau**  
Tel. 2 23 52 57, Telex 7413

#### Afrika

##### Ägypten

Siemens Resident Engineers  
P.O.B. 775, Zamalek  
**Cairo/Egypt**  
Tel. 3 56 61, Telex 321

##### Algerien

Siemens Algérie S.A.R.L.  
3, Viaduc du Duc des Cars  
**Alger** (B.P. 224, Alger-Gare)  
Tel. 63 95 47, Telex 52 817

#### Äthiopien

Siemens Ethiopia Ltd.  
Ras Bitwoded Makonen  
Building  
**Addis Ababa** (P.O.B. 5505)  
Tel. 15 15 99, Telex 21052

#### Libyen

Assem Azzabi, Tariq Building  
1, Septembar Street  
**Tripoli** (P.O.B. 2583)  
Tel. 4 15 34

#### Marokko

SETEL  
Société Electrotechnique  
et de Télécommunications S.A.  
Rue Lafuente  
**Casablanca**  
Tel. 26 13 82/84, Telex 21914

#### Südafrika

Siemens (Proprietary) Limited  
Siemens House  
Corner Wolmarans and Biccard  
Streets, Braamfontein  
**Johannesburg 2000**  
(P.O.B. 4583)  
Tel. 7 25 25 00, Telex 587 721

#### Sudan

National Electrical &  
Commercial Company (NECC)  
**Khartoum** (P.O.B. 1202)  
Tel. 8 08 18, Telex 642

#### Tunesien

Sitelec S.A. Société  
d'Importation  
et de Travaux d'Electricité  
26, Avenue Farhat Hached  
**Tunis**  
Tel. 24 28 60, Telex 12 326

#### Zaire

Siemens Zaire S.P.R.L.  
1222, Avenue Tombalbaye,  
**Kinshasa 1** (B.P. 9897)  
Tel. 2 26 08, Telex 377

#### Amerika

##### Argentinien

Siemens S.A.  
Av. Presidente  
Julio A. Roca 530  
**Buenos Aires**  
(Casilla Correo Central 1232)  
Tel. 30 04 11, Telex 121 812

##### Bolivien

Sociedad Comercial  
e Industrial Hansa Ltda.  
**La Paz** (Cañon Postal 1402)  
Tel. 5 44 25, Telex 5261

##### Brasilien

Siemens S.A.  
Rua Cel. Bento Bicudo, 111  
**BR-05069 Sao Paulo**  
(Caixa Postal 1375),  
Sao Paulo 1, SP)  
Tel. 2 60 26 11, Telex 11-23681

##### Chile

Gildemeister S.A.C.  
Division Siemens  
Casilla 99-D  
**Santiago de Chile**  
Tel. 8 25 23, Telex sgo 392

##### Kanada

Siemens Canada Limited  
7300 Trans-Canada Highway  
**Pointe Claire**, P.Q. H9R 1C7  
(P.O.B. 7300, Pointe Claire,  
P.Q. H9R 4R6)  
Tel. 695-7300, Telex 5 267 300

##### Kolumbien

Siemens S.A.  
Carrera 65, No. 11-83  
**Bogotá**  
(Apartado Aéreo 80150)  
Tel. 6140 77, Telex 44 750

##### Mexiko

Siemens S.A.  
Poniente 116, No. 590  
**Mexico 15, D.F.**  
(Apartado Postal 15064)  
Tel. 5 67 07 22, Telex 17 72 700

#### Uruguay

Conatel S.A.  
Ejido 1690  
**Montevideo**  
(Casilla de Correo 1371)  
Tel. 91 73 31, Telex 934

#### Venezuela

Siemens S.A.  
Apartado 3616  
**Caracas 101**  
Tel. 34 85 31, Telex 25 131

#### Vereinigte Staaten von Amerika

Siemens Corporation  
186 Wood Avenue South  
**Iselin, New Jersey 08830**  
Tel. 4 94-1000  
Telex WU 84-4491, 84-4492

#### Asien

##### Afghanistan

Siemens Afghanistan Ltd.  
Alaudin, Karte 3  
**Kabul** (P.O.B. 7)  
Tel. 4 14 60

##### Bangladesh

Siemens Bangladesh Ltd.  
74, Dilkusha Commercial Area  
**Dacca** (P.O.B. 33)  
Tel. 24 43 81, Telex 824

##### Burma

Siemens Resident Engineer  
No. 8 Attia Road  
**Rangoon** (P.O.B. 1427)  
Tel. 3 25 08, Telex 2009

##### Hongkong

Jebson & Co., Ltd.  
Prince's Building, 23rd floor  
**Hong Kong** (P.O.B. 97)  
Tel. 5 22 5111, Telex 73221

##### Indien

Siemens India Ltd.  
Head Office  
134-A, Dr. Annie Besant Road,  
Worli  
**Bombay 400018** (P.O.B. 6597)  
Tel. 37 99 06, Telex 112 373

##### Indonesien

P.T. Siemens Indonesia  
Kebon Sirih 4  
**Jakarta** (P.O.B. 2469)  
Tel. 5 10 51, Telex 46 222

##### Irak

Samhry Bros. Co. (W.L.L.)  
Abu Nawas Street  
**Baghdad** (P.O.B. 300)  
Tel. 9 00 21, Telex 2 255

##### Iran

Siemens Sherkate  
Sahami (Khass)  
Kh. Takhte-Djamshid 32  
Siemenshaus  
**Teheran 15**  
Tel. 6141, Telex 212 351

##### Israel

Transelectio Company Ltd.  
72/76 Harakevet Street  
**Tel Aviv** (P.O.B. 2385)  
Tel. 3 18 44, Telex 33 513

##### Japan

Nippon Siemens K.K.  
Furukawa Sogo Building,  
6-1, Marunouchi, 2-chome  
Chiyoda-ku  
**Tokyo 100**  
(Central P.O. Box 1144  
Tokyo 100-91)  
Tel. 2 14 02 11, Telex 22 808

##### Jemen

Tihama Tractors  
& Engineering Co. Ltd.  
**Sana'a** (P.O.B. 49)  
Tel. 24 62, Telex 217

#### Korea (Republic)

Siemens Electrical  
Engineering Co., Ltd.  
C.P.O. Box 3001  
**Seoul**  
Tel. 24 15 58, Telex 2329

#### Kuwait

Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.  
& Partners  
**Kuwait, Arabia** (P.O.B. 3204)  
Tel. 42 33 36, Telex 2 131

#### Libanon

Ets. F.A. Kettaneh S.A.  
(Kettaneh Frères)  
Rue du Port  
**Beirouth** (P.O.B. 110242)  
Tel. 22 1180, Telex 20 614

#### Malaysia

Guthrie Eng. (Malaysia) Sdn. Bhd.  
Electrical & Communications  
Division  
17, Jalan Semang  
**Petaling Jaya/Selangor**  
(P.O.B. 30)  
Tel. 77 33 44, Telex 37 573

#### Pakistan

Siemens Pakistan  
Engineering Co. Ltd.  
ILACO House,  
Abdullah Haroon Road  
**Karachi** (P.O.B. 7158, Karachi 3)  
Tel. 51 60 61, Telex 820

#### Philippinen

Engineering Equipment, Inc.  
Machinery Division,  
Siemens Department  
P.O.B. 7160 Airmail Exchange Office  
**Manila International Airport**  
Tel. 85 40 11/19, Telex ECC 3695

#### Saudi-Arabien

E.A. Juffali & Bros.  
Head Office  
**Jeddah** (P.O.B. 1049)  
Tel. 2 22 22, Telex 40 130

#### Singapur

Guthrie Engineering (Singapore)  
Pte. Ltd.  
Electrical  
& Communications Division  
41, Sixth Avenue,  
Bukit Timah Road  
**Singapore 10**  
(P.O.B. 495, Singapore 1)  
Tel. 66 25 55, Telex 21 681

#### Syrien

Syrian Import  
Export & Distribution  
Co., S.A.S. SIEDCO  
Port Said Street  
**Damas** (P.O.B. 363)  
Tel. 1 34 31/33

#### Taiwan

Delta Engineering Ltd.  
42, Hsu Chang Street,  
8th floor  
**Taipei** (P.O.B. 58497)  
Tel. 3 61 02 55, Telex 21 826

#### Thailand

B. Grimm & Co. R.O.P.  
1643/4, Petchburi Road  
(Extension)  
**Bangkok 10** (P.O.B. 66)  
Tel. 52 40 81, Telex 2614

#### Australien und Ozeanien

##### Australien

Siemens Industries Ltd.  
544 Church Street, Richmond  
**Melbourne, Victoria 3121**  
Tel. 4 29 7111, Telex 30 425

##### Neuseeland

Siemens Liaison Office  
175 The Terrace  
**Wellington 1** (P.O.Box 4145,  
G.P.O. Wellington)  
Tel. 4 63 65, Telex 31233

nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend



Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

**SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT**  
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum  
8000 München 80, Balanstraße 73

# Tonübertragung und Fernsteuerverfahren mit Infrarot

Von Rudolf Knauer

Diplomphysiker Rudolf Knauer  
Siemens Aktiengesellschaft  
Bereich Bauelemente, München  
Anwendungstechnik Optoelektronik

1. Einleitung
2. Grundsätzliche Betrachtungen zu IR-Übertragungsverfahren
  - 2.1 Erforderliche Sendeleistung
  - 2.2 Einfluß des Umgebungslichtes
  - 2.3 Einfluß der Lichtart und des Filters auf den Fotodioden-Gleichstrom
  - 2.4 Größe des Nutz-Fotodiodenstromes
  - 2.5 Betrachtungen zum Störabstand
3. IR-Tonübertragung
  - 3.1 Monoton für Fernseh-Empfänger
    - 3.1.1 Infrarot-Tonsender für niederen FM-Hub
    - 3.1.2 Infrarot-Tonsender mit hoher FM-Linearität
    - 3.1.3 Infrarot-Empfängerschaltungen mit dem IC S 041 P
  - 3.2 Stereoton-Übertragung
4. Phasenvergleichsverfahren
  - 4.1 Wirkungsweise des Phasendetektors
  - 4.2 Dimensionierung des Phasenschieberkreises
5. IR-Fernsteuerung
  - 5.1 Fernbedienung von Fernsehgeräten
  - 5.2 Welche Übertragungsart zeichnet sich für eine künftige IR-Fernbedienung ab?
6. Bauelemente für IR-Übertragung
  - 6.1 Sendedioden LD 241 T, LD 27
  - 6.2 Empfangsdiode BPW 34
  - 6.3 FM Demodulator S 041 P
7. Ausblick
8. Verzeichnis der verwendeten Symbole und Literatur

# 1. Einleitung

Die drahtlose Informationsübermittlung geschieht in der Regel über elektromagnetische Funkwellen. In Fällen, in denen diese Übertragungsart wegen unzulässiger Störstrahlung ausgeschlossen ist, bieten sich folgende Ausweichmöglichkeiten an:

- a) Übertragung mittels Licht
- b) Übertragung mittels Schall
- c) induktive (magnetische) Übertragung
- d) kapazitive (elektrische) Übertragung

Die Verfahren c und d besitzen ein beschränktes Wirkungsfeld.

Die Informationsübertragung mittels Licht hat dagegen in jüngster Zeit durch die Entwicklung der Lumineszenzdioden wieder an Bedeutung gewonnen. Besonders effektiv ist die Verwendung von Infrarotlicht, da Lumineszenzdioden im IR-Bereich (Wellenlänge ca. 950 nm) ihren höchsten Wirkungsgrad haben. Auch auf der Empfangsseite stehen in den Silizium-Dioden geeignete Lichtdetektoren zur Verfügung.

Gegenüber der Ultraschall-Übertragung ergeben sich vor allem folgende Vorteile:

- Höhere Trägerfrequenz und insbesondere wesentlich breitbandigere Modulation möglich
- keine störenden räumlichen Interferenzen
- keine Störungen durch Klirrgeräusche

Neben der bereits viel verwendeten Übertragung mit gebündeltem Licht, zum Beispiel in Lichtschranken und Lichtsprechgeräten, findet heute auch die nichtrichtungsgebundene, diffuse Abstrahlung in geschlossenen Räumen zunehmendes Interesse. So zeichnen sich als Anwendungsgebiete die drahtlose Tonübertragung für Kopfhörer zum Empfang von Fernseh- und Rundfunkton sowie die Informationsübermittlung im Rahmen von Schulungen, Konferenzen ab.

Eine weitere Möglichkeit, bei der allerdings ein gewisser Richteffekt ausgenutzt wird, ist die Fernsteuerung von Fernsehgeräten, Modellen und ähnlichen technischen Einrichtungen.

Die vorliegende Technische Mitteilung befaßt sich mit den IR-Übertragungs- und Fernsteuerverfahren in abgeschlossenen Räumen. Es wird eine Übertragungsanlage für Mono-Ton beschrieben, mit der zum Beispiel der Fernseh- oder Rundfunkton innerhalb eines Raumes drahtlos auf Kopfhörer übertragen werden kann.

Die Vorzüge der IR-Fernsteuerung werden an einem Beispiel der Fernbedienung von Farbfernsehgeräten aufgezeigt.

Als optoelektronische Bauteile werden drei Neuentwicklungen von Siemens verwendet: Die GaAs-Lumineszenzdioden LD 241 T und LD 27 als Sender und die besonders kapazitätsarme Si-Fotodiode BPW 34 als Empfänger.

# 2. Grundsätzliche Betrachtung zu IR-Übertragungsverfahren

## 2.1. Erforderliche Sendeleistung

Die heutigen IR-Übertragungssysteme verwenden in der Regel eine oder mehrere Ga-As-Lumineszenzdioden als Sender und eine Silizium-Fotodiode in Planartechnik als Empfänger. Der Sender muß so viel Energie liefern, daß das geforderte Signal-Rauschverhältnis im Empfänger erreicht wird. Erfahrungsgemäß ist hierzu eine minimale Bestrahlungsstärke von etwa  $1 \text{ nW/mm}^2$  am Empfangsort notwendig.

Die Sender-LEDs arbeiten bei einer Wellenlänge von ca.  $950 \text{ nm}$ . Die abgestrahlte Leistung ist dem Diodenflußstrom  $I_F$  direkt proportional. Der Wirkungsgrad, d. h. das Verhältnis zwischen Strahlungsleistung und zugeführter elektrischer Leistung, liegt heute zwischen 5 und 10 %. Standard-Dioden, wie LD 241 T, haben eine Verlustleistung von etwa  $350 \text{ mW}$  und können 10 bis  $20 \text{ mW}$  IR-Leistung abstrahlen. Das mit der Anode verbundene Metallgehäuse muß so gut gekühlt werden, daß bei dem angegebenen Wärmewiderstand  $R_{\text{th JG}}$  zwischen Sperrschicht und Gehäuse (für LD 241 ca.  $135 \text{ K/W}$ ) die Sperrschicht-Temperatur unter  $100^\circ\text{C}$  bleibt. Mit zunehmender Sperrschicht-Temperatur nimmt die abgestrahlte Energie um ca.  $6\%/K$  ab.

IR-Dioden für größere Leistungen sind erhältlich, aber wegen der Probleme bei der internen Wärmeableitung wesentlich teurer. Im allgemeinen ist es zweckmäßiger, mehrere kleine Dioden in Serie zu schalten. Dabei ist darauf zu achten, daß die einzelnen Kühlkörper gegeneinander isoliert sind.

Die Energie-Übertragung zwischen Sender und Empfänger kann entweder direkt (gerichtete Strahlung) oder auf Umwegen über Reflexionen (diffuse Strahlung) erfolgen. Im 1. Fall vermindert sich die Bestrahlungsstärke am Empfänger quadratisch mit dem Abstand vom Sender. Im 2. Fall ist die Gesamtfläche der Raumwände und ihre Absorption für die Empfangs-Bestrahlungsstärke maßgebend. Der Sender muß die absorbierte Energie ständig ersetzen und die Mindest-Bestrahlungsstärke an den Raumwänden aufrechterhalten. In der Praxis liegt meist eine Mischung dieser beiden Extreme vor. Bei üblichen Wohnräumen kann man mit einer mittleren Wandabsorption von 30 bis 50 % rechnen.

Die Bestrahlungsstärke innerhalb des Raumes ist eher größer als die mittlere Bestrahlungsstärke an den Wänden.

In einem Raum mit der Oberfläche  $O$  wird an den Wänden die Energie

$$P_s = O (1 - \rho) E_e \quad (1)$$

vernichtet, wenn unter  $\rho$  der mittlere Reflexionsfaktor und unter  $E_e$  die Bestrahlungsstärke verstanden wird. Index  $e$  steht für „energetisch“, im Gegensatz zu  $v =$  „visuell“.

Die auf der Empfangsseite verwendeten Si-Dioden haben ihr spektrales Maximum bei 800 bis  $900 \text{ nm}$  (Bild 1), sie sind aber auch bei  $950 \text{ nm}$  noch gut zu verwenden. Es wird ein Quantenwirkungsgrad von ca. 65 % erreicht. Für praktische Zwecke kann man sich merken, daß  $1 \mu\text{W}$  Strahlungsleistung auf der aktiven Empfängerfläche einen Nutzstrom von rund  $0,5 \mu\text{A}$  ergibt, unabhängig von der Größe der Diode.

Beispiel:

Strahlungsstärke des Senders	4 mW/sr
Bestrahlungsstärke in 1 m Entfernung	4 nW/mm <sup>2</sup>
Gesamtleistung am Empfänger auf einer effektiven Diodenfläche von 8 mm <sup>2</sup>	32 nW
Dioden-Nutzstrom	16 nA

## 2.2. Einfluß des Umgebungslichtes

Bei allen IR-Übertragungsverfahren muß darauf geachtet werden, daß Störungen durch das Umgebungslicht möglichst gering gehalten werden. Es ist zu unterscheiden zwischen Störungen durch Gleichlicht und Störungen durch Lichtimpulse. Das Gleichlicht, welches auf die Fotodiode fällt, bewirkt eine Erhöhung des Rauschens, da der vom Licht erzeugte Fotogleichstrom durch einen Schrotstrom überlagert ist. Der Effektivwert  $i_s$  dieses Schrotstromes ist der Wurzel aus dem erzeugten Fotogleichstrom  $I_G$  und der Empfängerbandbreite  $\Delta f$  proportional, also

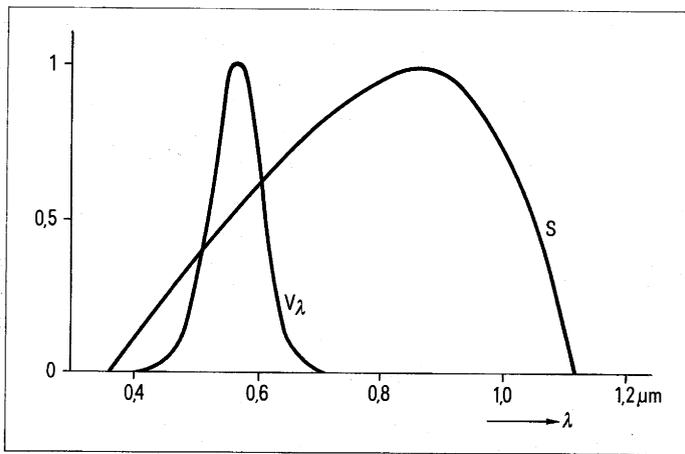
$$i_G = \sqrt{2 e I_G \Delta f} \quad (2)$$

oder, in einer für die Praxis geeigneteren Form:

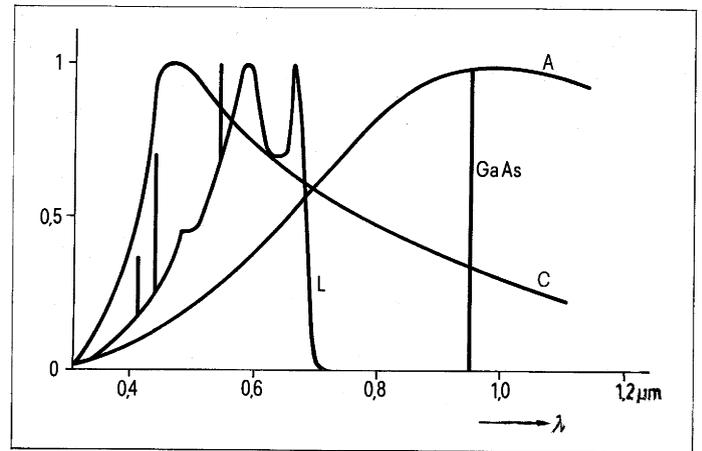
$$i_G / \text{pA} = 18 \cdot \sqrt{I_G / \mu\text{A} \cdot \Delta f / \text{kHz}} \quad (3)$$

Als Richtwert sei angegeben, daß ein Fotostrom von  $1 \mu\text{A}$  bei einer Bandbreite von 1 kHz einen Schrotstrom von ca.  $18 \text{ pA}$  erzeugt.

Der vom Normlicht A (Glühlicht mit der Farbtemperatur  $2856 \text{ K}$ ) hervorgerufene Foto-Diodengleichstrom beträgt:



**Bild 1**  
Relative spektrale Empfindlichkeit S  
der Silizium-Fotodiode BPW 34  
und Augenempfindlichkeitskurve  $V_\lambda$ .



**Bild 2**  
Relative spektrale Energieverteilungen  
A Glühlicht,  $T = 2958 \text{ K}$  (Normlicht A)  
C diffuses Tageslicht (Normlicht C)  
L Leuchtstoffröhrenlicht (Universal-Weiß)

$$I_{GA} = S \cdot E_v \quad (4)$$

S Empfindlichkeit der Fotodiode in A/Lux

$E_v$  Beleuchtungsstärke in Lux

Mit  $E_v = 1000 \text{ Lux}$ ,  $S = 50 \text{ nA/Lux}$  und  $\Delta f = 20 \text{ kHz}$  ergibt sich zum Beispiel ein effektiver Schrotstrom  $i_G$  von 570 pA.

Der Fotogleichstrom kann außerdem einen unerwünschten Spannungsabfall am Lastwiderstand der Fotodiode hervorrufen. Resonanzkreise am Eingang verhindern dies.

Eine Störung durch Lichtblitze kann entstehen, wenn steile Schaltflanken vorhanden sind, so daß Teile des Spektrums in den Empfangsbereich fallen. Solche Störungen können beispielsweise beim Einschalten von Leuchtstoffröhren entstehen. Es ist deshalb zweckmäßig, die zu übertragende Information einem Träger aufzumodulieren, dessen Frequenz genügend hoch über der niederfrequenten Störung liegt.

Aus den genannten Gründen ist man bestrebt, das Fremdlicht soweit als möglich von der Empfangsdiode fernzuhalten. Dies ist mit verschiedenen handelsüblichen Kantenfiltern, die den Bereich unter 800 bis 900 nm sperren, möglich, zum Beispiel Kodak Gelatine-Filter Nr. 87 C oder IR-Folien der Fa. Göttinger Farbfilter. Gut bewährt hat sich außerdem die Verwendung eines unbelichteten, aber entwickelten Farbfilmes, zum Beispiel Agfa CT 18. Mit derartigen Filtern können die Störungen durch Leuchtstofflampen fast völlig beseitigt und die Wirkung von Tageslicht stark vermindert werden. Glühllicht dagegen wird nur um knapp 50 %

geschwächt, weil das spektrale Maximum in der Gegend der Sender-Wellenlänge von 950 nm liegt (**Bild 2**). Man sollte deshalb den Akzeptanzwinkel der Fotodiode auf das unbedingt nötige Maß beschränken.

### 2.3. Einfluß der Lichtart und des Filters auf den Fotodioden-Gleichstrom

Drei Lichtarten werden näher betrachtet:

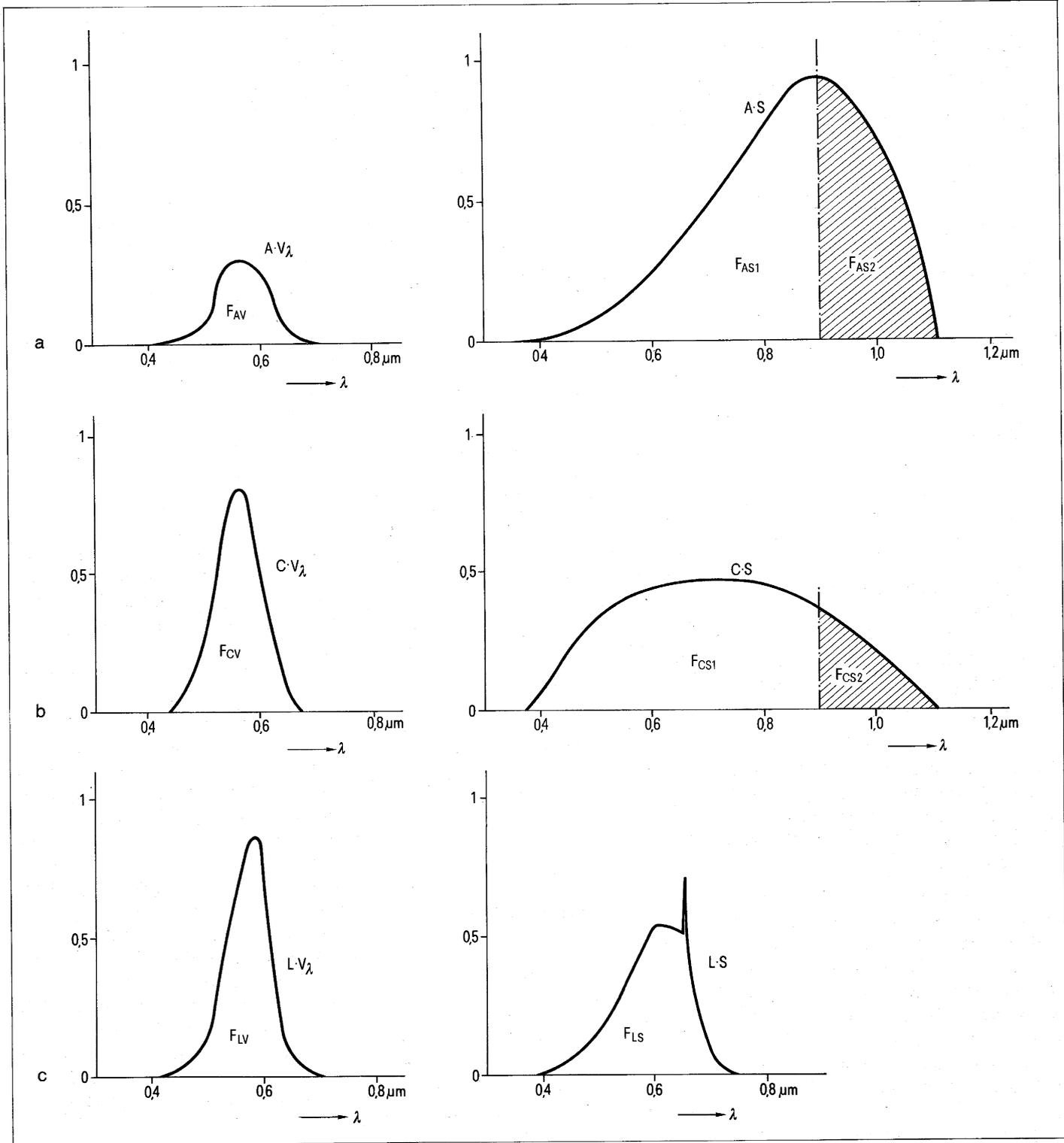
- Glühllicht
- natürliches Tageslicht
- Licht von Leuchtstoffröhren

Si-Dioden haben ihr spektrales Empfindlichkeitsmaximum bei ca. 800 nm (**Bild 1**). Sie bewerten also Licht im nahen Infrarot besonders stark. Für eine feste Beleuchtungsstärke (zum Beispiel 1000 Lux) liefert eine Fotodiode einen um so größeren Strom, je mehr Spektralanteil der Lampe im nahen Infrarot liegt. Auch die Strahlung von GaAs-Dioden wird mit gutem Wirkungsgrad in Strom umgewandelt. Lichtquellen mit überwiegend kürzeren Wellenlängen (kaltes Licht) werden schwächer bewertet. Geht man von einer konstanten Lux-Zahl aus und berechnet den auf Normlicht A bezogenen Fotostrom einer beliebigen Lichtquelle als Lichtfaktor k, so gilt näherungsweise:

Glühllicht (Normlicht A)	$k = 1$
Tageslicht (Normlicht C)	$k = 0,3$
Leuchtstoffröhrenlicht (Universal-Weiß)	$k = 0,12$

Die spektrale Energieverteilung dieser Lichtsorten ist in **Bild 2** wiedergegeben. Beim Lichtartfaktor k für Glühllicht ist der Einfluß der Farbtemperatur relativ gering, insbesondere für  $T < 3000 \text{ K}$ . Dies erklärt sich dadurch, daß die Spektralkurven im Bereich  $< 1000 \text{ nm}$  durch Gerade angenähert werden können, da die Maximas bei Wellenlängen  $> 1000 \text{ nm}$  liegen. Damit bleibt die vom Auge registrierte Helligkeit und der Fotodiodenstrom immer im gleichen Verhältnis zueinander. Am Verhältnis Lux/Fotostrom wird also in erster Näherung nichts geändert. Auch der Begriff „Tageslicht“ kann sehr weit gefaßt werden. Erfahrungsgemäß ist zum Beispiel der Unterschied zwischen direktem Sonnenlicht und Licht bei bewölktem Himmel bezüglich des Lichtartfaktors k gering. Bei Licht von Leuchtstoffröhren bestehen größere Unterschiede zwischen den einzelnen Typen. Hier wird deshalb immer das meistverwendete „Universal-Weiß“ zugrunde gelegt.

In **Bild 3** ist die Bewertung der drei genannten Lichtarten sowohl durch das Auge als auch durch eine Si-Fotodiode veranschaulicht. Auf der rechten Bildhälfte ist die Bewertung durch die Fotodiode, auf der linken Bildhälfte die durch das Auge dargestellt. Die Bewertungskurven sind durch Produktbildung aus spektraler Energieverteilung des betreffenden Lichtes (siehe **Bild 2**) und der spektralen Empfindlichkeitsverteilung von Auge bzw. Fotodiode (siehe **Bild 1**) ermittelt worden. Das Verhältnis der rechten zur linken Kurvenfläche innerhalb einer Zeile ist ein Maß für den zu erwartenden Fotostrom, wenn die in Lux gemessene Beleuchtungsstärke konstant gehalten wird. Für die



drei Lichtarten a, b, c ergeben sich folgende Flächenverhältnisse:

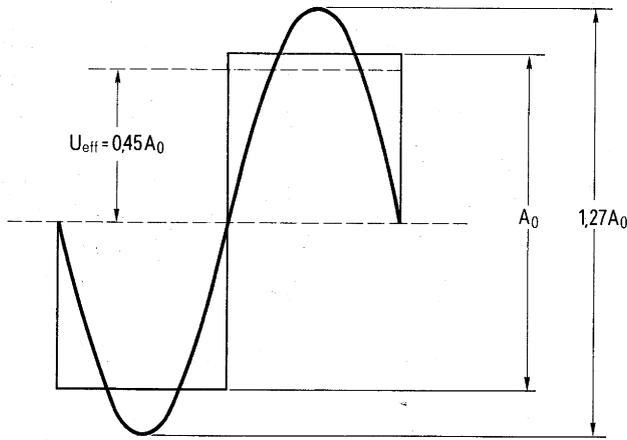
	normiert auf $V_A = 1$	
$V_A = \frac{F_{AS}}{F_{AV}} = 9,5$	1	
$V_C = \frac{F_{CS}}{F_{CV}} = 2,7$	0,28	
$V_L = \frac{F_{LS}}{F_{LV}} = 1,1$	0,12	

Diese Werte entsprechen bei Normierung den oben aufgeführten Lichtartfaktoren  $k$  und stimmen mit den experimentell gefundenen Werten gut überein.

Im Interesse eines großen Störabstandes muß man den Umlicht-Anteil im Fotostrom möglichst gering halten. Das Umgebungslicht kann man teilweise durch Filter aussperren, darf dabei jedoch das Nutzlicht, das bei GaAs-Dioden im Bereich zwischen 920 und 980 nm liegt, nicht wesentlich abschwächen.

Bei einem Kantenfilter mit einer Grenzwellenlänge von 900 nm werden nur die in **Bild 3** schraffiert eingezeichneten Lichtanteile durchgelassen. Das Filter bewirkt also eine Verringerung des vom Umgebungslicht stammenden Fotostromes um einen Faktor, der dem Flächenverhältnis des schraffierten Anteils zur

**Bild 3**  
 Spektrale Bewertung verschiedener Lichtquellen durch das Auge bzw. eine Silizium-Fotodiode (BPW 34)  
 a) Normlicht A  
 b) Normlicht C  
 c) Leuchtstoffröhrenlicht „Universal-Weiß“



**Bild 4**  
Rechteckimpuls und  
zugehöriger Grundwellenanteil

Gesamtfläche entspricht. Die Filterfaktoren  $\alpha_l$  (Index l bedeutet „bezogen auf die jeweilige Lichtart“, also l = A, C, L) ergeben sich aus **Bild 3 a** und **3 b** zu:

$$V'_A = \frac{F_{AS2}}{F_{AS1} + F_{AS2}} = 0,4 = \alpha_A$$

$$V'_C = \frac{F_{CS2}}{F_{CS1} + F_{CS2}} = 0,17 = \alpha_C$$

Bei Licht von Leuchtstoffröhren (**Bild 3 c**) würde man nach dieser Darstellung den Umlichteinfluß völlig ausschalten können. Praktische Versuche haben aber gezeigt, daß Leuchtstoffröhrenlicht auch noch spektrale Anteile im Bereich über 900 nm besitzt. Der Filterfaktor  $\alpha_L$  liegt, experimentell bestimmt, bei etwa 1/30. Bei älteren Leuchtstoffröhren kann er auch etwas höher sein.

Zusammengefaßt ergeben sich also bei Verwendung eines Kantenfilters mit Grenzwellenlänge 900 nm folgende Bewertungsfaktoren für die Schädlichkeit des Umgebungslichtes:

Bewertungsfaktor  $k_{\alpha_l}$ ,  
bezogen auf ungefiltertes  
Glühllicht (= 1)

Glühllicht	0,4
Tageslicht	0,05
Leuchtstoffröhrenlicht	0,004

Bezogen auf gleichen Störeinfluß kann man also bei Leuchtstoffröhrenlicht mit IR-Filter rund die 250fache, bei Tageslicht die 20fache Beleuchtungsstärke gegenüber ungefiltertem Glühllicht zulassen. Ein IR-Filter bei Glühllicht dagegen bringt nur eine Verbesserung um den Faktor 2,5.

## 2.4. Größe des Nutz-Fotodiodenstromes

Bei monochromatischem Licht, also auch bei Lumineszenzdioden, ist es zweckmäßig, für Empfindlichkeitsbetrachtungen das energetische Maßsystem zu benutzen, also nicht von der Beleuchtungsstärke  $E_v$  in Lux, sondern von der Bestrahlungsstärke  $E_e$  in  $W/m^2$  auszugehen. Man erhält dann eine sehr einfache Beziehung für den Nutz-Fotodiodenstrom (Signalstrom).

$$I_s = K A E_e \quad (5)$$

A ist die effektive Empfängerfläche,  $A E_e$  also die gesamte einfallende Nutzleistung  $P_e$ . K ist die energetische Empfindlichkeit von Si-Fotodioden. Für IR-Licht mit  $\lambda = 950$  nm hat K ziemlich genau den Wert 0,5, so daß man die einfache Näherungsformel erhält:

$$\text{Für } \lambda = 950 \text{ nm: } I_s \approx 0,5 P_e \quad (6)$$

Das bedeutet, die energetische Empfindlichkeit K der Fotodiode beträgt 0,5 A/W bzw. 0,5  $\mu A/\mu W$  oder auch 0,5 nA/nW.

Der allgemeine Ausdruck für die Größe B K lautet:

$$K = \frac{e}{h\nu} \cdot \eta_q \quad (7)$$

Für die Praxis vereinfacht:

$$K = 0,8 \frac{\lambda}{\mu m} \cdot \eta_q$$

Darin bedeuten:

e = Elementarladung =  $1,6 \cdot 10^{-19}$  As

h = Plancksches Wirkungsquantum =  $6,62 \cdot 10^{-34}$  Js

$\nu = \frac{c}{\lambda}$  = Lichtfrequenz

mit  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s,  $\lambda$  in m

$\eta_q$  = Quantenwirkungsgrad

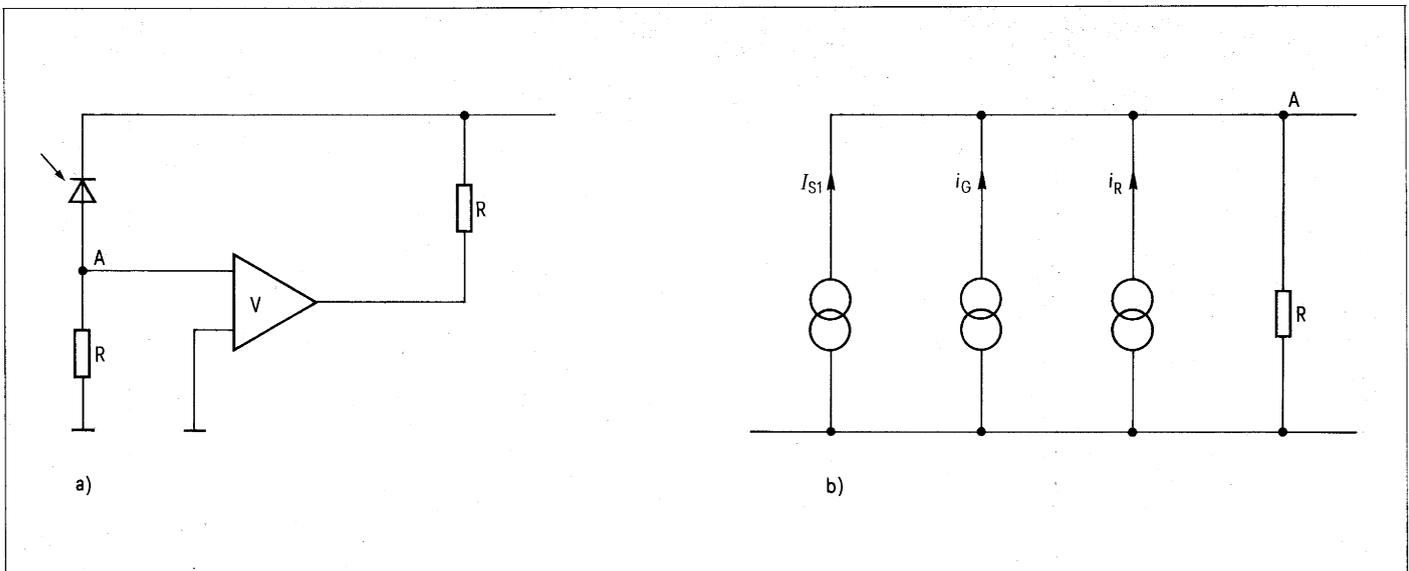
Mit den Werten  $\lambda = 950$  nm und  $\eta_q = 65\%$  erhält man die oben angegebene Beziehung (7).

Für den Fall einer rechteckmodulierten Strahlung interessiert der Effektivwert der Grundwelle. Zur Veranschaulichung dient **Bild 4**. Einem Rechtecksignal mit der Amplitude  $A_0$  ist eine Grundwelle mit dem  $\frac{4}{\pi}$ fachen Spitze-Spitze-Wert zugeordnet. Der Effektivwert ist um den Faktor  $2\sqrt{2}$  kleiner. Man erhält also für die Grundwelle eines rechteckförmigen Signalstromes mit der Amplitude  $A_0 = I_s$ :

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_s = 0,45 I_s \quad (8)$$

## 2.5. Betrachtungen zum Störabstand

In nicht zu dunklen Räumen überwiegt das vom Umlicht erzeugte Störsignal alle übrigen Rauschquellen. Bei sehr geringem Umgebungslicht kommt noch das Rauschen des Eingangswiderstandes R der Empfängerschaltung hinzu. Das Rauschen des Verstärkers selbst kann bei  $f_o = 100$  kHz meist vernachlässigt werden, ebenso das Rauschen des Dunkelstromes und des Signalstromes. Für das Signal-Rausch-Verhältnis



**Bild 5**  
Nutz- und Störströme am Eingang des Empfängers

- a) Prinzipschaltung  
b) Strom-Ersatzschaltbild

ergibt sich damit folgender, vereinfachter, Ausdruck:

$$\frac{S}{N} = \frac{I_{S1}^2}{i_G^2 + i_R^2} \quad (9)$$

$I_{S1}$  = Grundwellenanteil des Fotodiode-Signalstromes

$i_G$  = effektive Rauscheinströmung des Umgebungslichtes

$i_R$  = effektive Rauscheinströmung des Eingangswiderstandes R.

In **Bild 5** ist das Zusammenwirken von Nutz- und Störströmen skizziert.

Für  $i_R$  gilt die bekannte Beziehung:

$$i_R = \sqrt{\frac{4 k T_o \Delta f}{R}} \quad (10 a)$$

bzw. als zugeschnittene Größen-gleichung:

$$i_R / \text{pA} = 130 \sqrt{\frac{\Delta f / \text{kHz}}{R / \text{k}\Omega}} \quad (10 b)$$

Der vom Umgebungslicht stammende Rauschanteil  $i_G$  ergibt sich aus Gleichung (5). Hierzu muß jedoch der Stör-Gleichstrom  $I_G$  bekannt sein. Um auch verschiedene Lichtarten und den Einsatz von IR-Filtern zu berücksichtigen, wird die Gleichung (4), die zunächst nur für Normlicht A gilt, folgendermaßen erweitert:

$$I_G = s A k \alpha_1 E_v \quad (11)$$

Hierbei ist gleichzeitig die Empfindlichkeit S durch sA, also durch das Produkt aus spezifischer Empfindlichkeit s und Empfängerfläche A ersetzt worden. k und  $\alpha_1$  sind die in 2.3 besprochenen Lichtart- bzw. Filterfaktoren.

Bei Vernachlässigung des Widerstandsrauschens erhält man durch Einsetzen der Gleichungen (3), (5), (8) und (11) in (9) folgende vereinfachte Beziehung für das Signal-Rausch-Verhältnis:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{\pi^2 e} \cdot \frac{K^2 A E_c^2}{s k \alpha_1 E_v \Delta f} \quad (12)$$

Für die Praxis:

$$\frac{S}{N} = 6,2 \cdot 10^5$$

$$\frac{\frac{K^2}{\text{A/W}} \cdot \frac{A}{\text{mm}^2} \cdot \frac{E_c^2}{\text{nW/mm}^2}}{\frac{s}{\text{nA/Lux mm}^2} \cdot k \alpha_1 \frac{E_v}{\text{Lux}} \frac{\Delta f}{\text{kHz}}}$$

Es bedeuten:

- K Energetische Empfindlichkeit
- A Effektive Empfängerfläche
- $E_c$  Bestrahlungsstärke
- s spezifische Empfindlichkeit
- k Lichtartfaktor
- $\alpha_1$  Filterfaktor für die verwendete Lichtart
- $E_v$  Beleuchtungsstärke
- $\Delta f$  Empfängerbandbreite

Beispiel:

- K = 0,5 A/W
- $E_c$  = 4 nW/mm<sup>2</sup>
- A = 15 mm<sup>2</sup> für 2 Dioden BPW 34

$$s = 7 \frac{\text{nA}}{\text{Lux} \cdot \text{mm}^2} \quad (\text{Standardwert für Si-Fotodioden})$$

$$k \cdot \alpha_1 = 1 \quad (\text{Glühlicht ohne Filter})$$

$$E_v = 1000 \text{ Lux}$$

$$\Delta f = 20 \text{ kHz}$$

In Gleichung (12) erhält man mit diesen vorgegebenen Werten ein Signal-Rausch-Verhältnis  $\frac{S}{N} = 266$  und damit einen Störabstand von ca. 24 dB.

Für Tageslicht und IR-Filter  $\lambda_g = 900 \text{ nm}$ , also für einen Bewertungsfaktor  $k \alpha_1 = 0,05$  würde sich unter sonst gleichen Bedingungen ein um 13 dB höherer Störabstand ergeben.

Der durch das Umgebungslicht bedingte Diodenstrom beträgt nach Gleichung (11) 105  $\mu\text{A}$  für ungefiltertes Normlicht A und 5  $\mu\text{A}$  für Tageslicht mit Filter. Daraus ergeben sich Rauschströme  $i_G$  nach Gleichung (3) von 800 pA und 180 pA. Im Vergleich dazu ist der Rauschstrom  $i_R$  eines Eingangswiderstandes R von 500 k $\Omega$  mit 26 pA gemäß Gleichung (10 b) vernachlässigbar.

Für Fälle, in denen das Rauschen des Eingangswiderstandes R trotzdem stören sollte, kann man durch eine Gegenkopplung den Rauschanteil von R weiter verringern.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß der nach Gleichung (12) berechnete Störabstand nur für das Signal vor dem Demodulator gilt. Durch die FM-Modulation kann der Störabstand des NF-Signals deutlich verbessert werden, vor allem dann, wenn ein großer Frequenzhub zur Verfügung steht.

# 3. IR-Tonübertragung

## 3.1. Monoton für Fernsehempfänger

Nach der jetzt in der BRD beschlossenen Norm wird das Tonsignal einem IR-Lichtträger von 95 kHz nach dem FM-Übertragungsverfahren aufmoduliert. Als maximaler Frequenzhub werden  $\pm 50$  kHz zugelassen, um die einfache Möglichkeit des Heruntermischens aus der Ton-ZF nicht zu verbauen. Der mittlere Hub liegt dann für Normalaussteuerung bei 15 bis 20 kHz. Die Norm läßt jedoch auch schmalbandigere Systeme zu. Eine Preemphase von 50  $\mu$ s, wie bei Rundfunk und Fernsehen, wird empfohlen.

Zur Versorgung von normalen Wohnräumen ist eine mittlere IR-Strahlungsleistung von 50 bis 100 mW nötig. Das erfordert etwa 6 Sendedioden vom Typ LD 241 T.

### 3.1.1. Infrarot-Tonsender für niedrigen FM-Hub

Der Sender nach **Bild 6** eignet sich für einen FM-Hub bis  $\pm 10$  kHz und besteht aus einem spannungsgesteuerten Multivibrator und einer Leistungsstufe, die den Diodenstrom rechteckförmig moduliert. Um ein günstiges Verhältnis zwischen abgestrahlter Grundwellenleistung und zugeführter Gleichstromleistung zu erreichen, wählt man ein Tastverhältnis von etwa 0,3 (siehe hierzu auch **Bild 11**).

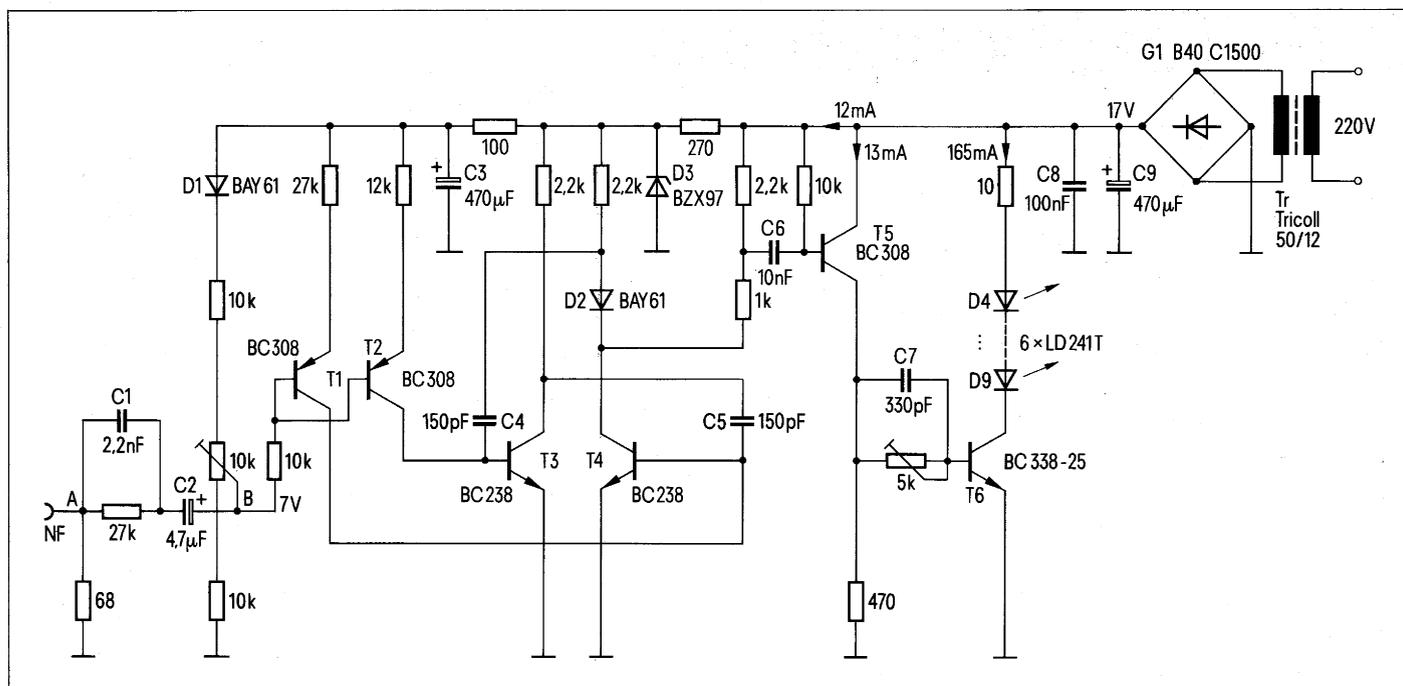
## Betriebsdaten des IR-Tonsenders Bild 6

Betriebsspannung	17 V
Gesamtstromverbrauch	180 mA
Sendedioden-Spitzenstrom	500 mA
Sendedioden-Gleichstrom	165 mA
Tastverhältnis	0,33
Trägerfrequenz $f_0$	80 bis 150 kHz, einstellbar
Modulationssteilheit bei Modulationsfrequenz 1 kHz und Trägerfrequenz 95 kHz	
bezogen auf Punkt A	4 kHz/V
bezogen auf Punkt B	20 kHz/V
IR-Puls-Gesamtstrahlungsleistung	300 mW
IR-Puls-Strahlungsstärke	100 mW/sr in Achsenrichtung
Zeitkonstante für Preemphase	50 $\mu$ s
max. Umgebungstemperatur	45 °C

### Beispiel:

Mit einem Dioden-Spitzenstrom von 0,5 A und einem Tastverhältnis von 0,33 erhält man einen Gleichstrom von 160 mA und eine Verlustleistung je Diode von  $\approx 250$  mW.

Eine rationelle und raumsparende Kühlung für nicht zu hohe Umgebungstemperaturen ist unter Verwendung doppelt kaschierter Leiterplatten möglich. **Bild 8** zeigt das Prinzip für eine Zeile von 6 Dioden. Die Diodengehäuse werden mittels Leitkleber mit den beiden leitenden Belägen verbunden. Der mittlere Wärmewiderstand  $R_{thGU}$  wurde zu 80 K/W (pro Diode) bestimmt. Damit ergeben sich bei einer Umgebungstemperatur von 40 °C und  $I_F$  160 mA eine Gehäusetemperatur von 60 °C und eine Sperrschichttemperatur von 94 °C.



**Stückliste zu Schaltung Bild 6**

**Bild 6**

Sender für Infrarot-Tonübertragung mit  
niedermem FM-Hub bis  $\pm 10$  kHz

G1	Brückengleichrichter B40 C1500	C66067-A1702-A2
T1, T2, T5	PNP-Siliziumtransistor BC 308 B	Q62702-C704
T3, T4	NPN-Siliziumtransistor BC 238	Q62702-C698
T6	NPN-Siliziumtransistor BC 338-25	Q62702-C314-V2
D1, D2	Siliziumdiode BAY 61	Q62702-A389
D3	Z-Diode BZX 97 C13	Q62702-Z1238
D4 bis D9	Lumineszenzdiode LD 241 T	Q62703-Q93-S1
C1	MKM-Kondensator 2,2 nF $\pm 10$ %	B32540-A3222-K 250 V-
C2	Tantal-Kondensator 4,7 $\mu$ F $\pm 20$ %	B45181-A4475-M 35 V-
C3	Elektrolyt-Kondensator 470 $\mu$ F +100 -10 % 16 V-	B41316-A4477-Z
C4, C5	Styroflex-Kondensator 150 pF $\pm 2,5$ %	B31310-A3151-H
C6	MKM-Kondensator 10 nF $\pm 5$ % 250 V-	B32540-A3103-J
C7	Styroflex-Kondensator 330 pF $\pm 2,5$ %	B31310-A3331-H
C8	Keramik-Kondensator 100 nF +50 -20 % 63 V-	B37449-A6104-S3
C9	Elektrolyt-Kondensator 470 $\mu$ F +100 -10 % 25 V-	B41316-A5477-Z
Tr	Trafo 12 V 50 VA	Typ Tricoll 50/12 Fa. Commerzstahl München

### 3.1.2. Infrarot-Tonsender mit hoher FM-Linearität

Für IR-Tonsysteme mit großem FM-Hub benötigt man Sender mit hoher FM-Linearität. Der in **Bild 7** dargestellte Sender ist mit einem VCO (Voltage controlled Oscillator) bestückt und arbeitet im Bereich 30 bis 250 kHz sehr frequenzlinear. Die NF-Eingangsspannung kann von Rundfunkgeräten oder Kassettenrecordern (Lautsprecherausgang) abgenommen werden.

#### Schaltungsfunktion

Die Eingangsspannung wird am Punkt A) über einen niederohmigen Spannungsteiler zugeführt. 2 Dioden  $D_1$  und  $D_2$  begrenzen den Hub auf ca.  $\pm 40$  kHz und vermeiden dadurch eine Übersteuerung des VCO bei niedrigen Trägerfrequenzen. Wird ein höherer Hub gewünscht, so können auch 2 Dioden in Serie geschaltet werden. Der Eingang ist relativ niederohmig ausgelegt, damit auch die Lautsprecherausgänge von Kassettenrecordern (Soll-Impedanz meist 8 Ohm) als NF-Quelle verwendet werden können. Die Stufe  $T_1$  dient zur Erzeugung des richtigen Gleichspannungspegels am Modulator-eingang Punkt 5 des VCO und zur Anhebung der hohen Frequenzen entsprechend einer Preemphase von  $50 \mu\text{s}$ .  $C_3$  soll Reste der Trägerfrequenz unterdrücken. Die Trägerfrequenz  $f_0$  wird durch  $C_6$  und das Gleichspannungspotential am Punkt 5 festgelegt. Dabei ist zu beachten, daß die Spannung am Punkt 5 nur zwischen 75 % und 100 % der an Punkt 8 liegenden Betriebsspannung betragen darf. Für die jetzt

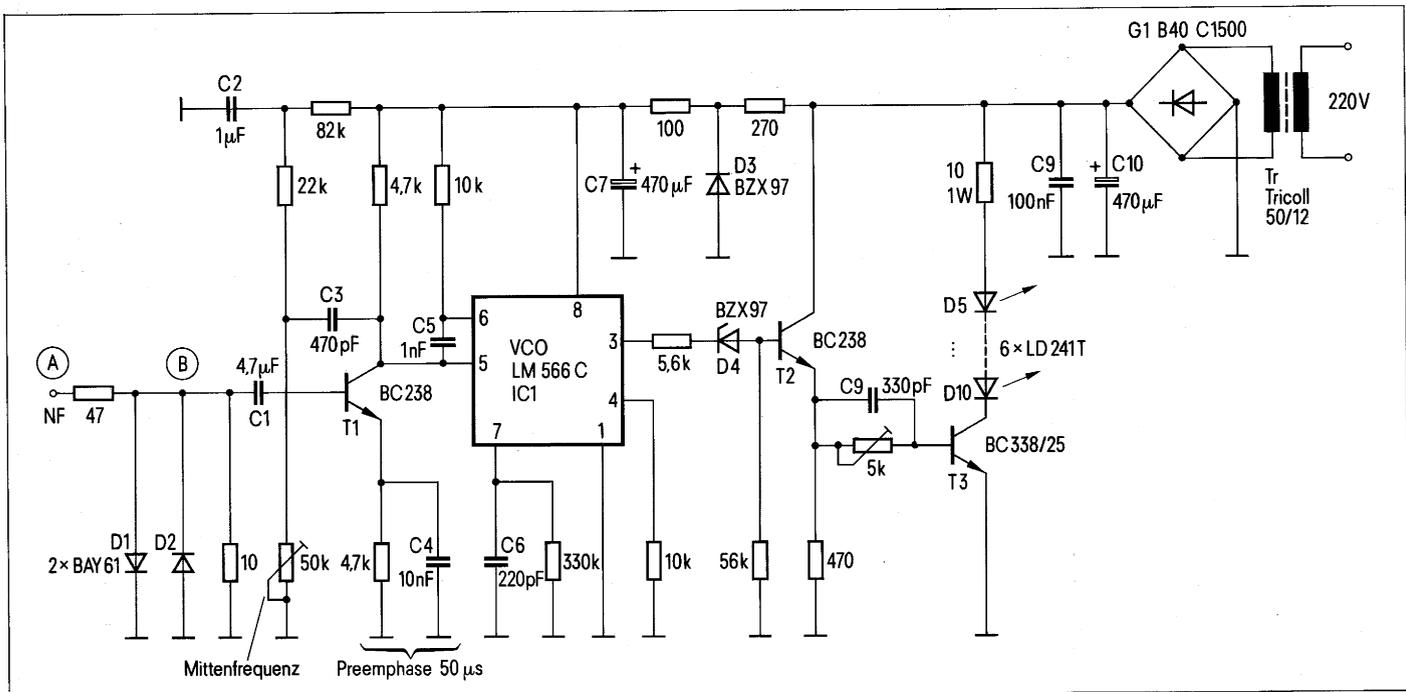
#### Betriebsdaten des IR-Tonsenders Bild 7

Betriebsspannung	17 V
Gesamtstromverbrauch	180 mA
Sendedioden-Spitzenstrom	500 mA
Sendedioden-Gleichstrom	165 mA
Tastverhältnis	0,33
Trägerfrequenz	30 bis 250 kHz, einstellbar
Modulationssteilheit	60 kHz/V, bezogen auf Punkt B und 1 kHz Modulationsfrequenz
IR-Puls-Gesamtstrahlungsleistung	300 mW
IR-Puls-Strahlungsstärke	100 mW/sr in Achsenrichtung
Eingangsspannung am Punkt A für $\pm 30$ kHz Hub	$6 V_{ss}$ bei 1 kHz Modulationsfrequenz
Zeitkonstante für Preemphase	$50 \mu\text{s}$
max. zul. Umgebungstemperatur	$45^\circ\text{C}$

genormte Trägerfrequenz von 95 kHz ist in der angegebenen Schaltung an Punkt 5 eine Spannung von ca. 10,5 V erforderlich. Die vom VCO an Punkt 3 abgegebene Rechteck-Wechselspannung bewegt sich zwischen den Pegeln +6 V und +12 V. Das Tastverhältnis liegt normalerweise bei 0,5. Es kann jedoch mit einem Widerstand (hier  $330 \text{ k}\Omega$ ) parallel zu  $C_6$  noch etwas verkleinert werden. Bei einem Tastverhältnis von rund 0,3 wird der günstigste Wirkungsgrad erreicht. Die abgestrahlte Grundwellenleistung ist in diesem Fall am größten, bezogen auf die zugeführte Gleichstromleistung.

Die Z-Diode  $D_4$  bewirkt, daß nur Spannungen über 5,6 V die Basis des Trei-

ber-Transistors  $T_2$  steuern können. Am Punkt 4 des VCO steht eine hier nicht benötigte Dreiecksspannung zur Verfügung. Der Transistor  $T_3$  arbeitet als Schalter für den durch die Lumineszenzdioden ( $D_5$  bis  $D_{10}$ ) fließenden Strom. Der Spitzenstrom liegt bei 500 mA, der mittlere Strom (entsprechend einem Tastverhältnis von 0,33) zwischen 160 und 170 mA.



Stückliste zu Schaltung Bild 7

G1	Brückengleichrichter B40 C1500	C66067-A1702-A2
IC 1	Voltage Controlled Oscillator	LM 566C von NSC
T1, T2	NPN-Siliziumtransistor BC 238	Q62702-C698
T3	NPN-Siliziumtransistor BC 338—25	Q62702-C314-V2
D1, D2	Siliziumdiode BAY 61	Q62702-A389
D3	Z-Diode BZX97 C13	Q62702-Z1238
D4	Z-Diode BZX97 C5V6	Q62702-Z1229
D5 bis D10	Lumineszenzdiode LD 241 T	Q62703-Q93-S1
C1	MKL-Kondensator 4,7 μF ± 20 % 25 V—	B32110-D3475-M
C2	MKM-Kondensator 1 μF ± 5 % 100 V—	B32541-A1105-J
C3	Styroflex-Kondensator 470 pF ± 2,5 %	B31310-A3471-H
C4	MKM-Kondensator 10 nF ± 5 % 250 V—	B32540-A3103-J
C5	Styroflex-Kondensator 1 nF ± 2,5 %	B31310-A3102-H
C6	Styroflex-Kondensator 220 pF ± 2,5 %	B31310-A3221-H
C7	Elektrolyt-Kondensator 470 μF +100 —10 % 16 V—	B41316-A4477-Z
C8	Styroflex-Kondensator 330 pF ± 2,5 %	B31310-A3331-H
C9	Keramik-Kondensator 100 nF +50 —20 % 63 V—	B37449-A6104-S3
C10	Elektrolyt-Kondensator 470 μF +100 —10 % 25 V—	B41012-A5477-T
Tr	Trafo 12 V 50 VA	Typ Tricoll 50/12 Fa. Commerzstahl München

Bild 7

Sender für Infrarot-Tonübertragung mit hoher FM-Linearität

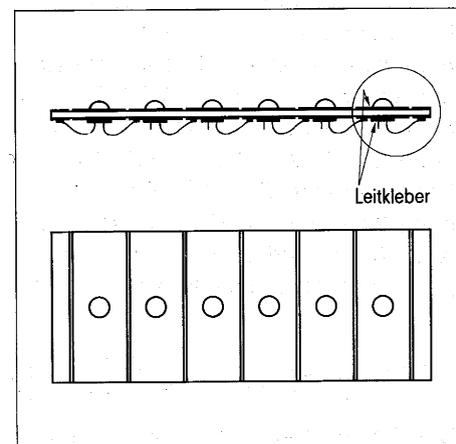
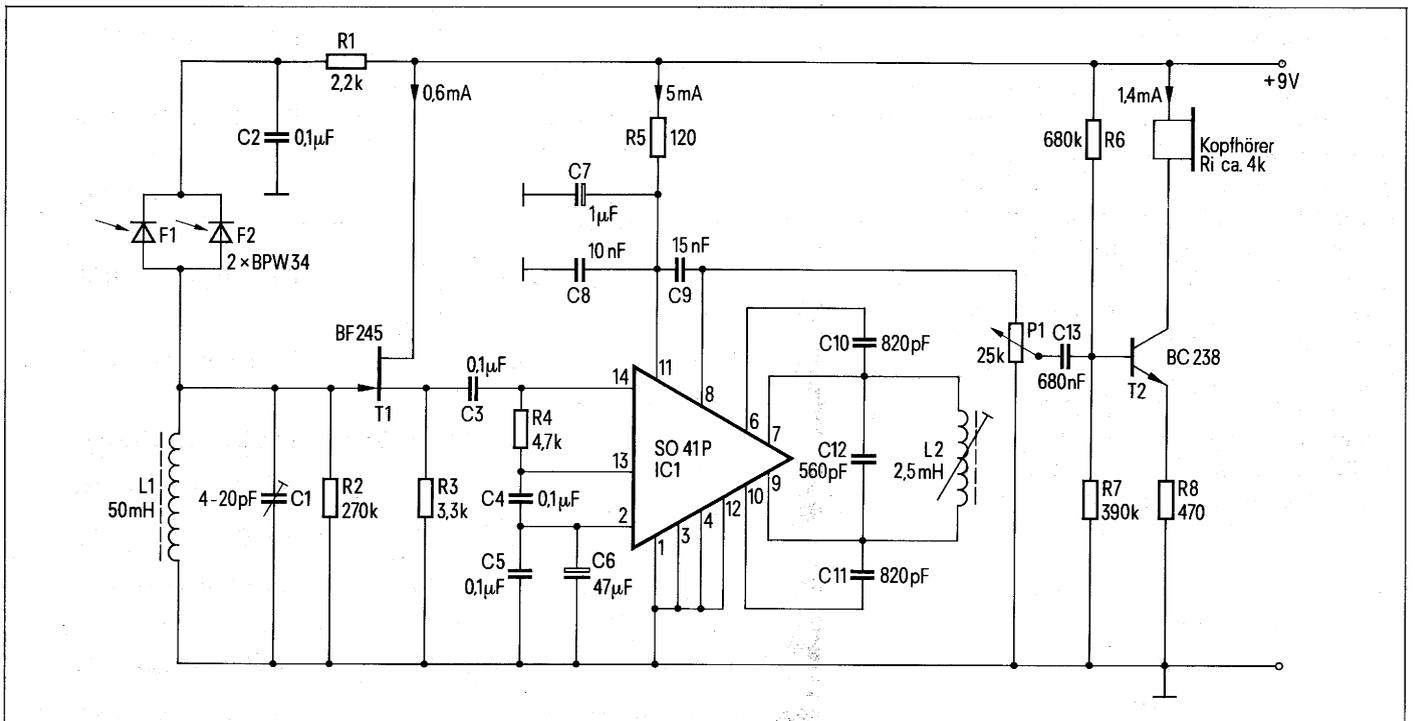


Bild 8

Kühlung einer Sechsfach-Diodenanordnung mittels doppelt kaschierter Leiterplatte

Für die Sendedioden D5 bis D10 empfiehlt sich eine Anordnung auf doppelt kaschierten Leiterplatten entsprechend Bild 8. Als Leitkleber eignet sich EPO-TEK H 310 der Firma Epoxy Technology Inc Watertown, Massachusetts. Der erreichbare Wärmewiderstand  $R_{th\ GU}$  pro Diode liegt bei etwa 80 K/W. Die Trägerplatte sollte senkrecht angeordnet werden, um eine gute Konvektion zu erreichen.



**Bild 9**  
IR-Empfänger für Schmalband-FM-Tonübertragung

### 3.1.3. Infrarot-Empfängerschaltungen mit dem IC S 041P

Empfängerschaltungen können schmalbandig (**Bild 9**) oder breitbandig (**Bild 10**) ausgelegt werden. Der Leistungsverbrauch ist mit 7 mA bei 9 V bei beiden Schaltungen gleich, ebenso die Mittenfrequenz 95 kHz.

Der Schmalband-Empfänger mit 30 Hz bis 7 kHz Bandbreite und niederem Frequenzhub von  $\pm 6$  kHz besitzt eine etwas höhere Empfindlichkeit und hat ohne Tonträger ein geringeres Hintergrundrauschen. Zur Verstärkung und Demodulation wird die integrierte Schaltung S 041P verwendet. Die Demodulation erfolgt nach dem Phasenvergleichsverfahren. Die Wirkungswei-

se dieses Verfahrens und die Dimensionierung des Phasenschieberkreises ist in Abschnitt 4 beschrieben.

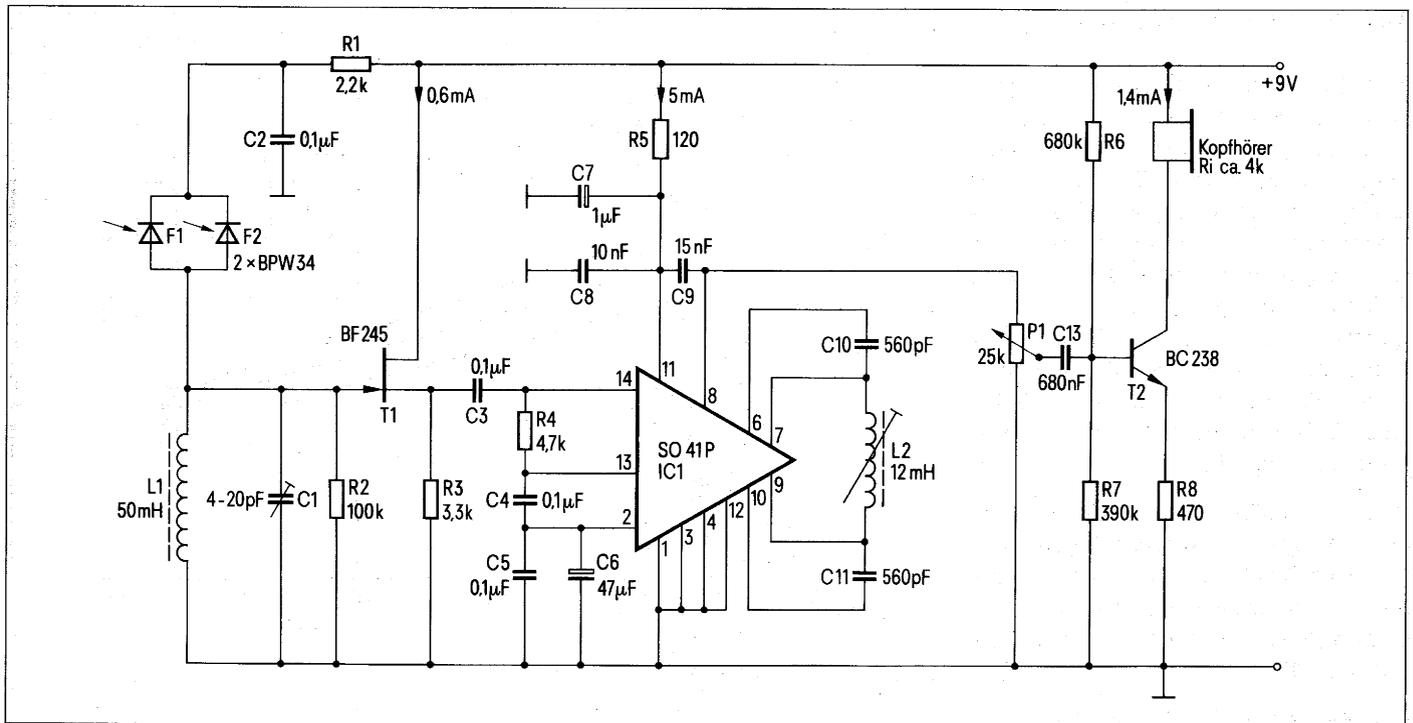
Der Breitband-Empfänger (**Bild 10**) hat eine Bandbreite von 30 Hz bis mindestens 12 kHz bei einem Frequenzhub von  $\pm 25$  kHz. Der Störspannungsabstand bei vollem Hub ist etwas besser als bei der Schmalbandversion. Für die Demodulation ist das Phasenvergleichsprinzip nicht mehr geeignet, weil hier bei Hübren  $L$  10 kHz, also bei großer Bandbreite, die Güte des Phasenschieberkreises sehr klein sein müßte, so daß das Signal nicht mehr ausreicht zur Durchsteuerung der Transistoren. Die Demodulation erfolgt hier über Impulse konstanter Breite, die über die Periodendauer integriert werden. Die

## Stückliste zu Schaltung Bild 9 IR-Schmalbandempfänger

F1, F2	Fotodiode BPW 34	Q62702-P73
IC1	Integrierte Schaltung S 041 P	Q67000-A529
T1	Feldeffekt-Transistor BF 245	
T2	NPN-Siliziumtransistor BC 238	Q62702-C698
C1	Trimmer 4 . . . 20 pF	
C2, C3, C5	Keramik-Kondensator 100 nF + 50 -20 % 63 V-	B37449-A6104-S3
C7	Elektrolyt-Kondensator 1 µF ± 20 % 35 V-	B45181-A4105-M000
C4	Kunststoff-Kondensator 100 nF ± 5 % 100 V-	B32540-A1104-J000
C8	Keramik-Kondensator 10 nF + 50 -20 % 63 V-	B37449-A6103-S3
C6	Elektrolyt-Kondensator 47 µF + 100 -10 % 16 V-	B41316-A4476-Z000
C9	MKM-Kondensator 15 nF ± 5 % 250 V-	B32540-A3153-J000
C10, C11	Styroflex-Kondensator 820 pF ± 2,5 % 25 V-	B31310-A3821-H000
C12	Styroflex-Kondensator 560 pF ± 2,5 % 25 V-	B31310-A3561-H000
C13	Kondensator MKM 680 nF ± 5 % 100 V-	B32540-A1684-J000
L1	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 φ × 7 Spulenkörper 450 Wdg CuL 0,08 φ Bügelhalterung Abgleichschraube	B65531-L0250-A028 B65532-A0000-R001 B65535-A0002-X000 B65539-A1002-X022
L2	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 φ × 7 Spulenkörper 100 Wdg CuL 0,1 φ Bügelhalterung Abgleichschraube	B65531-L0250-A028 B65532-A0000-R001 B65535-A0002-X000 B65539-A1002-X022
P1	Potentiometer 25 kΩ 0,25 W	
R1	Schichtwiderstand 2,2 k ± 10 %	
R2	Schichtwiderstand 270 k ± 10 %	
R3	Schichtwiderstand 3,3 k ± 10 %	
R4	Schichtwiderstand 4,7 k ± 10 %	
R5	Schichtwiderstand 120 Ohm ± 10 %	
R6	Schichtwiderstand 680 k ± 10 %	
R7	Schichtwiderstand 390 k ± 10 %	
R8	Schichtwiderstand 470 Ohm ± 5 %	

Unterschiede im Mittelwert ergeben den Pegel des NF-Signals.

Der erreichbare Störabstand hängt von einer Reihe Faktoren, zum Beispiel Raumgröße, Oberflächenbeschaffenheit, Senderleistung, Empfangsfläche der Dioden, Stärke und Art des Umlichtes ab. Ferner davon, ob die Übertragung mittels gerichteter oder diffuser Strahlung vorgenommen wird. Typische Werte des Störabstandes sind 40 bis 50 dB in einem Raum von 100 m<sup>2</sup> Oberfläche bei Tageslicht in 4 m Abstand vom Sender. Der Klirrfaktor bleibt für einen Übertragungsbereich von 40 Hz bis 10 kHz unter 3 %.



### Stückliste zu Schaltung Bild 10 IR-Breitbandempfänger

**Bild 10**  
IR-Empfänger für Breitband-FM-  
Tonübertragung

Schaltelemente wie in Stückliste zu Bild 9, ausgenommen folgende Positionen:

C10, C11	Styroflex-Kondensator 560 pF $\pm 2,5\%$ 25 V	B31310-A3561-H000
C12	entfällt	
L2	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 $\phi \times 7$ Spulenkörper 220 Wdg CuL 0,1 $\phi$ Bügelhalterung Abgleichschraube	B65531-L0250-A028 B65532-A0000-R001 B65535-A0002-X000 B65539-A1002-X022
R2	Schichtwiderstand 100 k $\pm 10\%$	

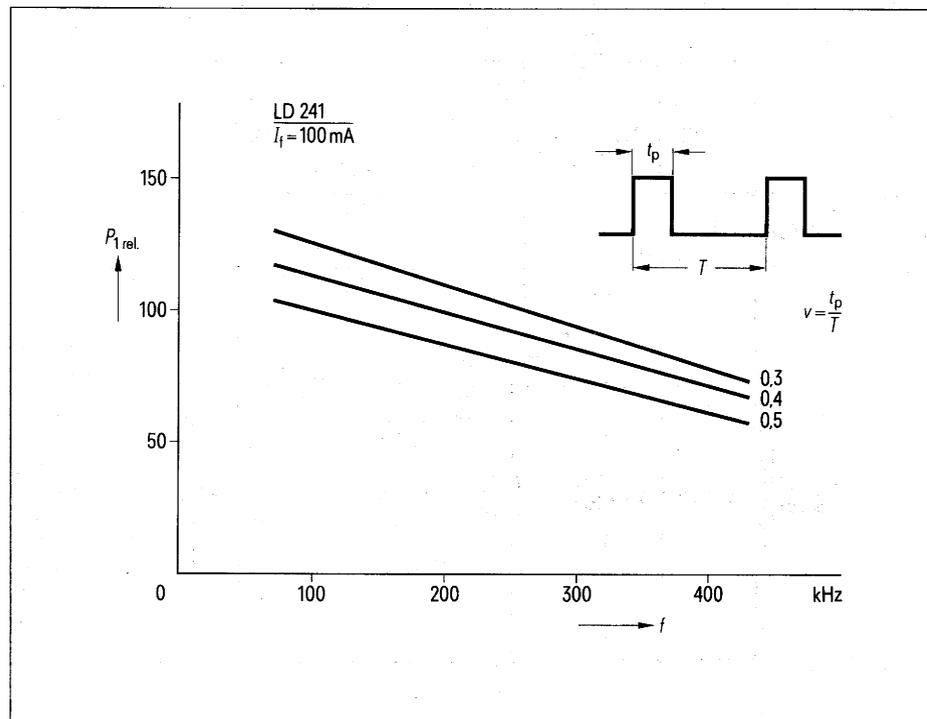
### 3.2. Stereoton-Übertragung

Nachdem großes Interesse besteht, auch Stereoton drahtlos auf Kopfhörer zu übertragen, wurden vom Zentralverband der deutschen Elektroindustrie (ZVEI) Untersuchungen über das zweckmäßigste Verfahren durchgeführt. Voraussichtlich wird es zu einer 2-Kanal-Übertragung mit Trägerfrequenzen von 95 und 250 kHz bei einem Frequenzhub von  $\pm 50$  kHz kommen. Wegen der 2 Kanäle und der erhöhten Qualitätsanforderung ist eine erhöhte Sendeleistung nötig.

Von R. Citta, Zenith Radio Corp, wurde ein FM-System vorgeschlagen, das zwischen 50 kHz und 550 kHz arbeitet und vorzugsweise für die drahtlose Übertragung zu den Lautsprechern gedacht ist (1).

Ein besonderes Problem ist die gegenseitige Beeinflussung der beiden Kanäle. Um den Anteil der störenden Oberwellen gering zu halten, wird man voraussichtlich die Sendedioden im A-Betrieb betreiben. Mit einem gewissen Verlust an Wirkungsgrad (ca. 20%) muß dabei gerechnet werden.

Ferner ist zu berücksichtigen, daß mit zunehmender Frequenz der Wirkungsgrad abfällt. **Bild 11** zeigt Kurven, die mit der Sendediode LD 241 T aufgenommen wurden.



**Bild 11**

Abhängigkeit der abgestrahlten IR-Grundwellenleistung  $P_1$  von der Frequenz bei Betrieb mit Rechteck-Wechselstrom und konstant gehaltenem mittlerem Diodenstrom  $I_f$ .

Tastverhältnis  $v = \frac{t_p}{T}$  als Parameter.

Ordinatenmaßstab:  $P_1$  für  $f = 100$  kHz und  $v = 0,5$  willkürlich gleich 100 gesetzt.

# 4. Phasenvergleichsverfahren

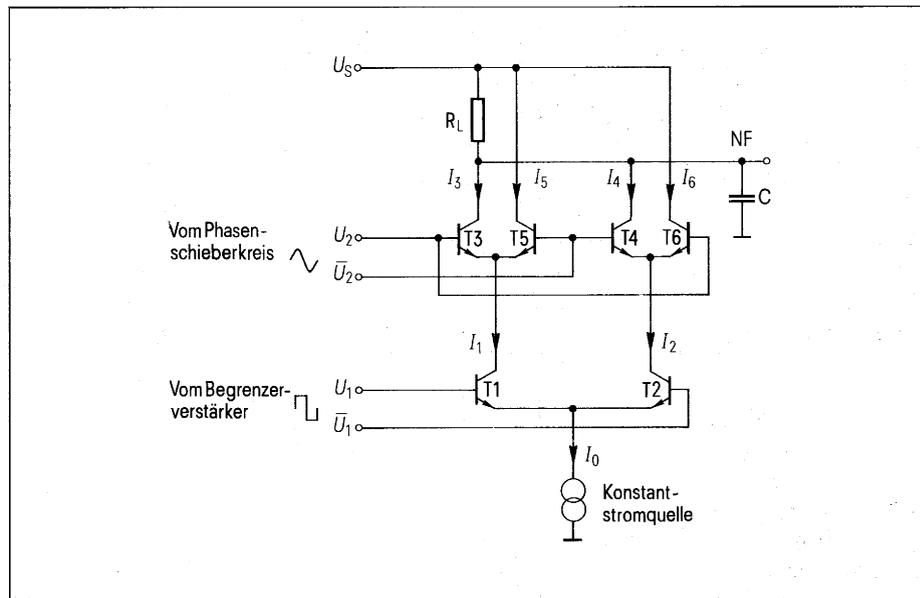
## 4.1. Wirkungsweise des Phasendetektors

oder  $T_2$  leitend ist.

Die Prinzipschaltung zeigt **Bild 12**. Der Strom  $I_0$  wird konstant gehalten. Zwischen den Basen der Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  liegt die Rechteckwechselfspannung  $U_1$  vom Ausgang des Begrenzerverstärkers. Sie verteilt den Strom  $I_0$  abwechselnd auf  $T_1$  und  $T_2$ . Die Ströme  $I_1$  und  $I_2$  sind somit gegenphasige Rechteckströme. Es gilt:  $I_1 + I_2 = I_0$ .

Zwischen den Basen der Transistoren  $T_3$  und  $T_5$  sowie  $T_4$  und  $T_6$  liegt die am Phasenschieberkreis erzeugte und gegenüber  $U_1$  im Ruhezustand um  $90^\circ$  verschobene Spannung  $U_2$ . Bei genügend großer Amplitude ist immer ein Transistorpaar ( $T_3, T_6$  oder  $T_4, T_5$ ) durchgeschaltet. Ein Strom kann jedoch nur dann fließen, wenn gleichzeitig auch der im Emittierzweig liegende Transistor  $T_1$  oder  $T_2$  leitend ist.

Die Verhältnisse sind in **Bild 13** verdeutlicht. Ausgangspunkt sind die gegenphasigen Ströme  $I_1$  und  $I_2$  in Zeile a und b. Sie sind phasengleich mit den Spannungen  $U_1$  und  $\bar{U}_1$ . Zunächst wird angenommen, der Phasenwinkel zwischen  $U_2$  und  $U_1$  betrage  $90^\circ$  (Zeile c).



Die zugehörigen Ströme  $I_3$  und  $I_4$  sind in den Zeilen c und d aufgezeichnet. Im Lastwiderstand  $R_L$  fließt der Summenstrom  $I_3 + I_4$ . Wie man sieht, ergibt sich ein mittlerer Strom durch  $R_L$  von  $\frac{I_0}{2}$ .

Die Frequenz ist doppelt so hoch wie die Grundfrequenz.

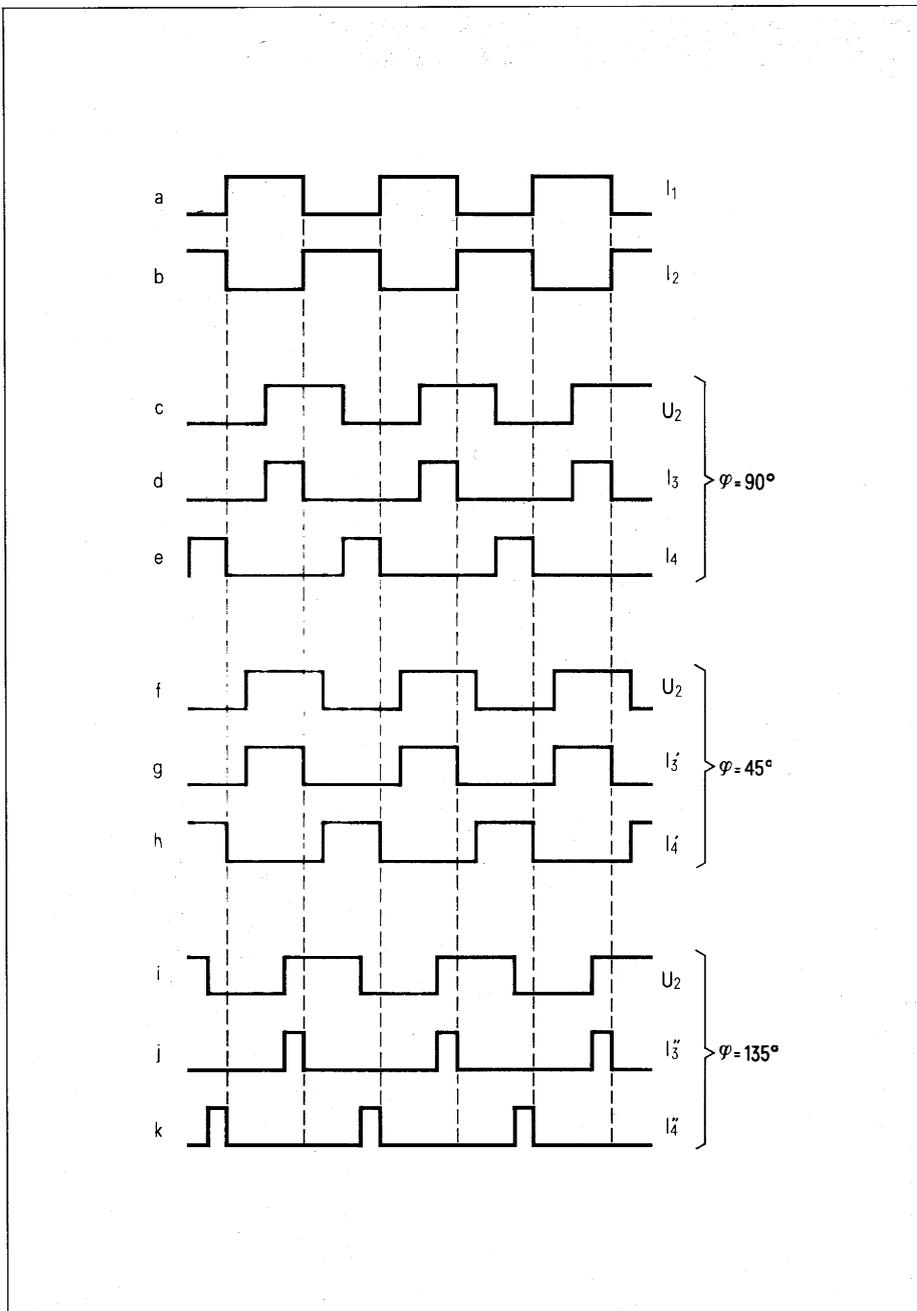
Beträgt die Phasenverschiebung zwischen  $U_1$  und  $U_2$   $45^\circ$  (Zeile f), so erhält man Ströme  $I_3'$  und  $I_4'$  entsprechend den Zeilen g und h. Der mittlere Strom durch  $R_L$ , also  $I_3' + I_4'$  ist damit  $0,75 I_0$ . Eine Phasenverschiebung zwischen  $U_2$  und  $U_1$  von  $135^\circ$  (Zeile i) führt zu relativ kurzen Stromimpulsen  $I_3''$  und  $I_4''$ , entsprechend den Zeilen j und k. Der Gleichstrommittelwert durch  $R_L$  geht auf  $0,25 I_0$  zurück. Die Ströme  $I_5$  und  $I_6$  verhalten sich analog, sie interessieren jedoch hier weniger, da nur der Strom durch  $R_L$  ausgewertet wird.

**Bild 12**  
Prinzip-Schaltung des Phasendetektors

Die Schaltung wandelt also eine Phasenmodulation in eine entsprechende Amplitudenmodulation um. Die hochfrequenten Stromimpulse müssen mit einer Kapazität  $C$  geglättet werden. Diese Kapazität soll  $\leq 47$  nF betragen, um die erzeugte Niederfrequenz nicht zu stark zu schwächen. Eine Schwächung der hohen Tonfrequenzen läßt sich jedoch nicht ganz vermeiden. Sie kann aber auf der Sendeseite durch eine Preemphase ausgeglichen werden.

**Bild 13**

Zur Funktionsweise des Phasendetektors  
Zeitlicher Verlauf der Ströme  $I_1, I_2, I_3, I_4$   
für die Phasenwinkel  $\varphi = 90^\circ, 45^\circ$  und  $135^\circ$   
zwischen den Spannungen  $U_1$  und  $U_2$   
von Bild 12



#### 4.2. Dimensionierung des Phasenschieberkreises

Die Grundsaltung eines solchen Kreises zeigt Bild 14. Im praktischen Fall ist die Kapazität  $C_1$  in zwei symmetrische Kapazitäten doppelten Wertes aufgeteilt. Dies ist aber für das Prinzip ohne Belang. Am Eingang liegt die vom Begrenzverstärker abgegebene Spannung  $U_1$ . Die Ausgangsspannung  $U_2$  wird den Schaltstufen  $T_3$  bis  $T_5$  in Bild 12

zugeführt. Zwischen  $U_1$  und  $U_2$  besteht folgende Beziehung:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j \frac{\omega \omega_0}{Q}} \quad (13)$$

Dies ist die Gleichung eines Hochpasses zweiten Grades, der sich in der Nähe der Resonanzfrequenz  $\omega_0$  ähnlich wie ein einfacher Resonanzkreis verhält. Zur Abkürzung wurde in Gleichung (13) eingeführt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L(C_1 + C_2)}} \quad (14)$$

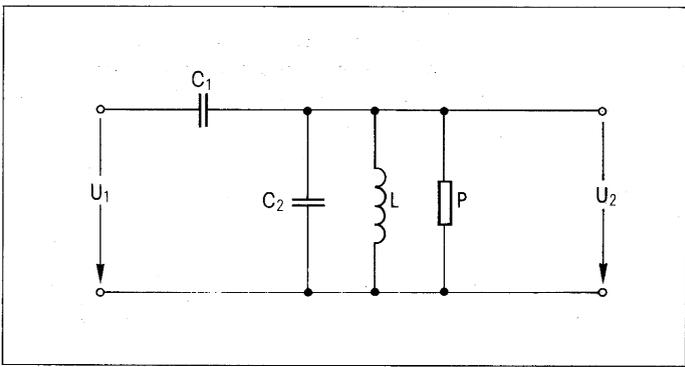
$$Q = R \cdot \omega_0 (C_1 + C_2) \quad (15)$$

Mit der normierten Verstimmung

$$\Omega = 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad Q = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \cdot Q \quad (16)$$

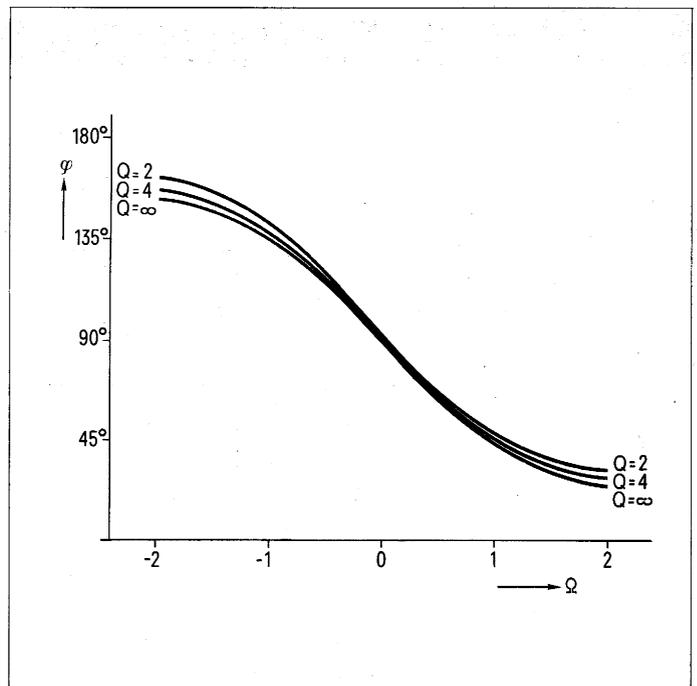
ergibt sich aus Gleichung (13) folgende Beziehung für den Phasenwinkel zwischen  $U_2$  und  $U_1$ :

$$\text{tg } \varphi = \frac{2 \Omega + 4 Q}{\Omega^2 + 4 Q \Omega} \quad (17)$$



**Bild 14**  
Grundschaltung des Phasenschieberkreises

**Bild 15**  
Phasenwinkel zwischen den Spannungen  $U_2$  und  $U_1$   
als Funktion der normierten Verstimmung  
Parameter: Kreisgüte  $Q = R \cdot \omega_0 \cdot (C_1 + C_2)$



Dieser Ausdruck gilt exakt für alle Werte von  $\Omega$  und  $Q$ . In **Bild 15** ist  $\varphi$  für 3 Parameter ( $Q = 2, 4$  und  $\infty$ ) als Funktion der normierten Verstimmung aufgetragen. Man sieht, daß der Einfluß der Kreisgüte  $Q$  relativ gering und die Phasenkurve im Bereich von  $90^\circ \pm 30^\circ$  für alle  $Q$  sehr linear ist. Dies entspricht einer normierten Verstimmung  $\Omega$  von  $\pm 0,6$ . Werden an die Verzerrungsfreiheit keine besonderen Forderungen gestellt, so kann man etwa  $90^\circ \pm 45^\circ$ , also  $\Omega = \pm 1$  zulassen.

Das Übertragungsverhältnis  $\left| \frac{U_2}{U_1} \right|$  läßt sich nicht so einfach darstellen wie der Phasenwinkel. Für  $\left| \frac{\Omega}{Q} \right| \ll 1$  gilt aber ähnlich wie bei einem einfachen Resonanzkreis:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad (18)$$

Das Übertragungsverhältnis bei der Mittelfrequenz  $\omega_0$  beträgt:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\omega_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} Q = R \omega_0 C_1 \quad (19)$$

Dieses Verhältnis entspricht genau demjenigen von Kreiswiderstand  $R$  zum kapazitiven Widerstand von  $C_1$  bei Mittelfrequenz. In der Praxis sollte dieses Verhältnis zwischen 1 und 2 liegen. Die Spannung  $U_2$  muß so groß sein, daß auch bei maximaler Verstimmung die Schalttransistoren  $T_3$  bis  $T_6$  in **Bild 12** noch schnell durchgeschaltet werden. Dies ist bei einer Sinus-Schwingung kritischer als bei einer Rechteck-Schwingung, weil die Steilheit im Nulldurchgang wesentlich kleiner ist. Ein zu hohes Übersetzungsverhältnis verbietet sich jedoch von selbst, da die Bedämpfung durch die Basisströme der Transistoren  $T_3$  bis  $T_6$  recht erheblich ist und die Eingangsseite bei hoher Belastung eine unsaubere Kurvenform annimmt. Man wird also bestrebt sein, den Kreis möglichst hochohmig zu dimensionieren, aber so breitbandig, daß der wesentliche Teil des FM-Spektrums innerhalb des linearen Teils der Phasen Kennlinie von **Bild 15**, also etwa innerhalb  $\Omega = \pm 1$  liegt. Von der integrierten Schaltung her ist bereits eine ausgangseitige Bedämpfung des Kreises durch die Transistoren vorhanden.

Für ein Spannungsverhältnis  $\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = 1$  bei  $\omega = \omega_0$  und den experimentell als günstig ermittelten Kapazitäten  $C_1 = 1,1$  nF und  $C_2 = 5,5$  nF, ergibt sich aus Gleichung (19) eine Güte  $Q = 6$  und ein Widerstand  $R = 1,45$  k $\Omega$ . Die daraus resultierende Bandbreite von 17 kHz erscheint zwar etwas knapp. Es hat sich aber gezeigt, daß damit trotzdem eine gute Tonqualität zu erreichen ist. Eine stärkere Bedämpfung des Kreises ist wegen Rückwirkungen auf die Eingangsseite nicht ratsam.

Am Ausgang des Phasenschieberkreises wurde eine Sinus-Spannung von ca. 500 mV<sub>ss</sub> gemessen. Das entspricht ziemlich genau dem Grundwellenanteil der am Eingang vorhandenen Rechteckwechselspannung von 400 mV<sub>ss</sub>. Die Spannungsübersetzung beträgt also 1.

# 5. IR-Fernsteuerung

Die Probleme der IR-Fernsteuerung werden nachfolgend am Beispiel der Fernbedienung von Fernsehgeräten aufgezeigt. Daneben gibt es aber auch andere Einsatzmöglichkeiten, wie die Steuerung von Beleuchtungsanlagen, von Werkzeugmaschinen und Modellen innerhalb geschlossener Räume. Aber auch im Freien ist eine Steuerung mit gebündeltem IR-Licht möglich.

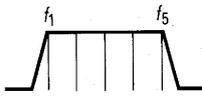
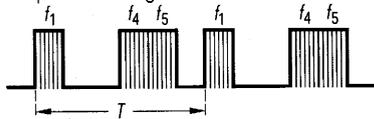
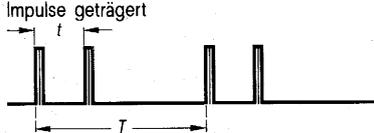
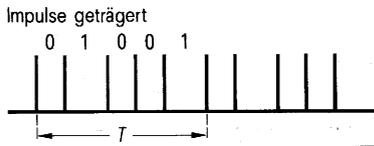
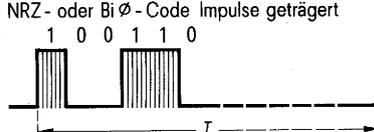
## 5.1. Fernbedienung von Fernsehgeräten

Es kann damit gerechnet werden, daß im Laufe der Zeit mehr und mehr Fernsehgeräte von Ultraschall auf Infrarot-Fernbedienung umgestellt werden. Die Vorteile der Infrarot-Fernbedienung sind vor allem: Keine Interferenzen durch Raum-Reflexionen, keine Störungen durch akustische Geräusche, wie z. B. Schlüsselklirren oder zeilenfrequente Schallabstrahlung von FS-Geräten, höhere Übertragungskapazität und, nicht zuletzt, ein geringerer Stromverbrauch im IR-Sender, wenn das System optimal für IR-Übertragung ausgelegt ist. Auch vom Preis her wird die IR-Technik interessant sein.

gelegt ist. Auch vom Preis her wird die IR-Technik interessant sein.

Wichtig für neue Konzepte einer IR-Fernbedienung ist, den senderseitigen Stromverbrauch auf ein Minimum zu beschränken. Dies ist um so besser erreichbar, je kürzer die eigentliche Übertragungszeit (Sendezeit) im Vergleich zur Periodendauer ist. Es kommt also darauf an, die Information in möglichst kurzer Zeit zu übertragen. Die Wiederholzeit (Periodendauer) ist mit 100 bis 200 ms im wesentlichen vorgegeben, da für Analogfunktionen, wie Lautstärke und Helligkeit eine bestimmte Mindestschrittzahl pro Sekunde notwendig ist.

**Bild 16**  
Übertragungssysteme für FS-Fernsteuersignale

Lfd. Nr.	Systemart		Zahl der Frequenzen	Frequenzbandbelegung	Zeitlicher Verlauf der Signale	Bemerkungen
1	Multifrequenz-Systeme	Vielkanal-System	15-30		konstante Frequenz 	Dauersignal mit der ausgewählten Kanalfrequenz
2		Frequenz-codiertes System	4-6		Frequenzcodierung 	Die Kombination der pro Zyklus ausgesandten Frequenzen bestimmt die Information. Zeitliche Reihenfolge gleichgültig.
3	Einzelfrequenz-Systeme	Doppelimpuls-System	1		Impulse geträgert 	Der Impulsabstand beinhaltet die gewählte Kanalzahl n: $t = n \cdot \Delta t$
4		Pulsabstands-codiertes System	1		Impulse geträgert 	Aus den aufeinanderfolgenden Impulsabständen ergibt sich das Code-Wort: kleiner Abstand $\rightarrow$ 0 großer Abstand $\rightarrow$ 1
5		Pulsamplituden-codiertes System	1		NRZ- oder Bi $\emptyset$ -Code Impulse geträgert 	Während eines kleinen Teils der Periode T wird das Code-Wort im NRZ- oder Biphasen-Code übertragen.

LEDs sind wegen ihren schnellen Schaltzeiten für derartige Pulsbetriebe sehr gut geeignet im Gegensatz zu den relativ trägen Ultraschall-Wandlern.

Eine moderne FS-Fernbedienung kann derzeit bis zu 30 Befehle und in naher Zukunft schon bis zu 60 Befehle übertragen. Davon entfallen 3 bis 4 auf Analogfunktionen.

**Bild 17**  
Ansteuerung der Sendedioden bei IR-Fernbedienung

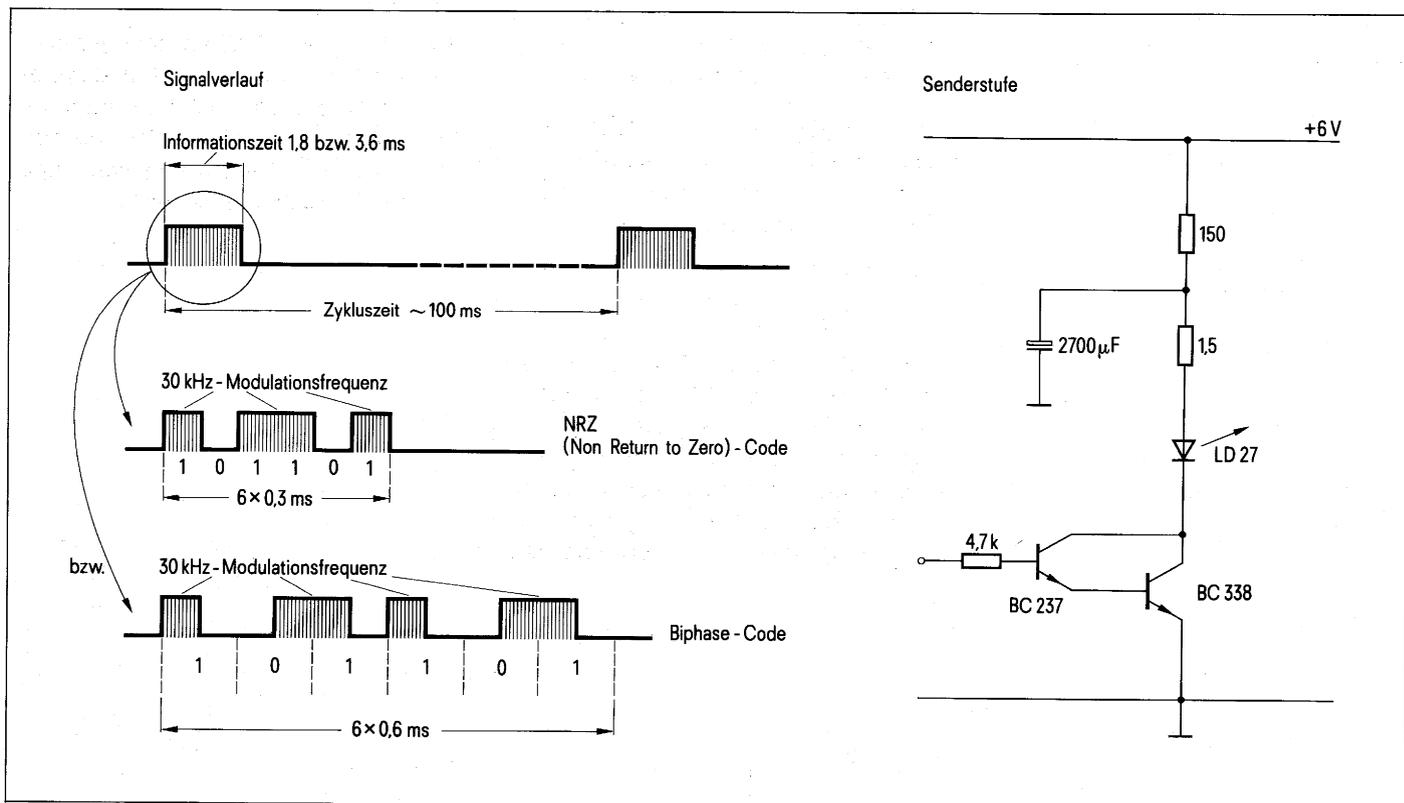
- a) Signalverlauf  
Pulsspitzenstrom 1 A, Mittelwert des Gleichstromes 10 mA
- b) Senderstufe

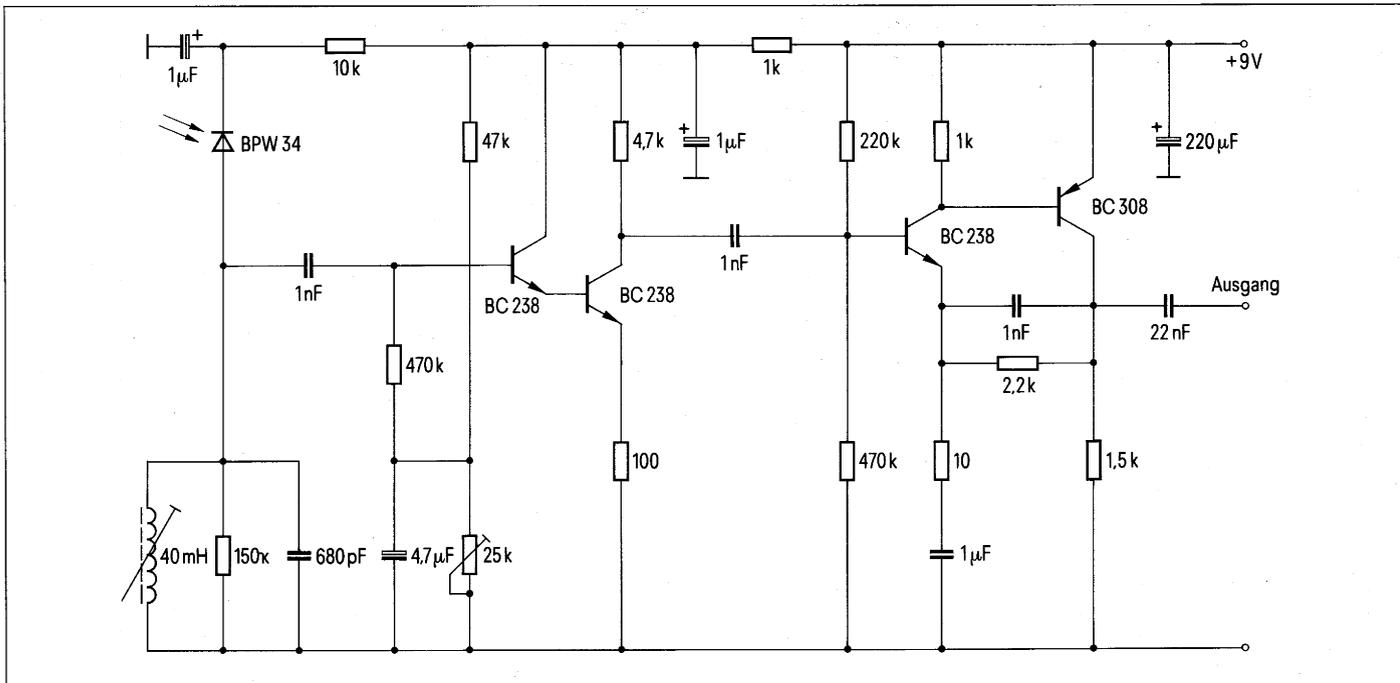
### 5.2. Welche Übertragungsart zeichnet sich für eine zukünftige IR-Fernbedienung ab?

Die heute eingeführten Ultraschall-Systeme sind für eine Übertragung mit Infrarot im Stromverbrauch nicht optimal. Die Sendezeit ist relativ lang gegenüber der Periodendauer.

Eine Auswahl möglicher Übertragungs-Prinzipien ist in **Bild 16** dargestellt. Man kann unterscheiden zwischen Verfahren, die mehrere Senderfrequenzen benötigen und solchen, die mit einer einzigen Frequenz auskommen. Ein weiteres Kriterium ist, ob die Information codiert oder nicht codiert über-

tragen wird. Allgemein läßt sich sagen, daß für IR-Übertragung Verfahren mit einer oder maximal 2 Trägerfrequenzen und mit Codierung vorzuziehen sind. Systeme mit nur einer Trägerfrequenz können besonders schmalbandig ausgelegt werden und haben deshalb den Vorteil, daß sie gegenüber Umgebungslicht (Gleichlichtauschen) und Störungen durch andere IR-Sender, z. B. Infrarot-Tonübertragung, unkritischer sind.





Für ein PCM-System nach Zeile 5 von **Bild 16** lassen sich mit sechs Bit-Befehlen (5 Informations-, 1 Startbit) folgende Richtwerte angeben:

Trägerfrequenz	30 kHz
Übertragungszeit pro Bit	500 µs
Zykluszeit	100 ms
Zahl der Befehle	30
Empfängerbandbreite	3 kHz
Mittlerer Stromverbrauch des Senders	10 mA
Spitzenstrom der Sendediode	ca. 1 A

Die effektive Sendezeit beträgt hier wegen der Modulation mit einem Rechteck-Träger weniger als 1 % der Zykluszeit. Dadurch ist es möglich, trotz geringen mittleren Stromverbrauchs mit hohen Sender-Pulsströmen (ca. 1 A) zu arbeiten. Der Spitzenstrom wird von einem Kondensator geliefert, um die Batterie des Senders nur mit geringen Strömen zu belasten. Mit einem derartigen System können auch unter ungünstigen Lichtbedingungen mit nur einer Sende- und Empfangsdiode Entfernungen von mindestens 10 m überbrückt werden. Ein genaues „Zielen“ mit dem Sender ist dabei nicht notwendig. Da die Sendediode im Mittel nur mit ca. 15 mW belastet wird, ist keine spezielle Kühlung erforderlich. Man kann deshalb den preisgünstigeren Plastik-Typ LD 27 verwenden.

Die hier gemachten Angaben sind nur als prinzipielles Beispiel zu verstehen, Einzelheiten müssen sich nach den verfügbaren Logik-Systemen richten.

Einen Schaltungsvorschlag für die Ansteuerung der Sendedioden sowie für den Empfangsverstärker zeigen die **Bilder 17 und 18**. Die Senderstufe kann direkt mit einem MOS-Schaltkreis betrieben werden. Der Empfänger hat einen auf 30 kHz abgestimmten Empfangskreis mit einem Resonanzwiderstand von ca. 100 kOhm und einer Spannungsverstärkung von rund 4000.

**Bild 18**  
Empfangsverstärker für IR-Fernbedienung

Die Verwendung einer zusätzlichen Optik ist weder beim Sender noch beim Empfänger nötig. Die Sendediode hat einen für diese Anwendung optimierten Öffnungskegel von  $\pm 35^\circ$ . Eine Empfängeroptik würde keinen großen Gewinn bringen, da die Einfallsrichtungen sehr unterschiedlich sein können. Besser ist es, den Akzeptanzwinkel der Fotodiode in horizontaler und vertikaler Richtung auf die unbedingt nötigen Werte, zum Beispiel horizontal  $\pm 45^\circ$ , vertikal  $\pm 15^\circ$ , einzuschränken, dadurch wird überflüssiges Gleichlicht vermieden.

Mit optimierten IR-Übertragungssystemen wird gegenüber Ultraschallsystemen der Stromverbrauch im Sender um 50 bis 75 % bei erhöhter Zuverlässigkeit verringert. Gleichzeitig wird eine erhöhte Störsicherheit erreicht.

# 6. Bauelemente für IR-Übertragung

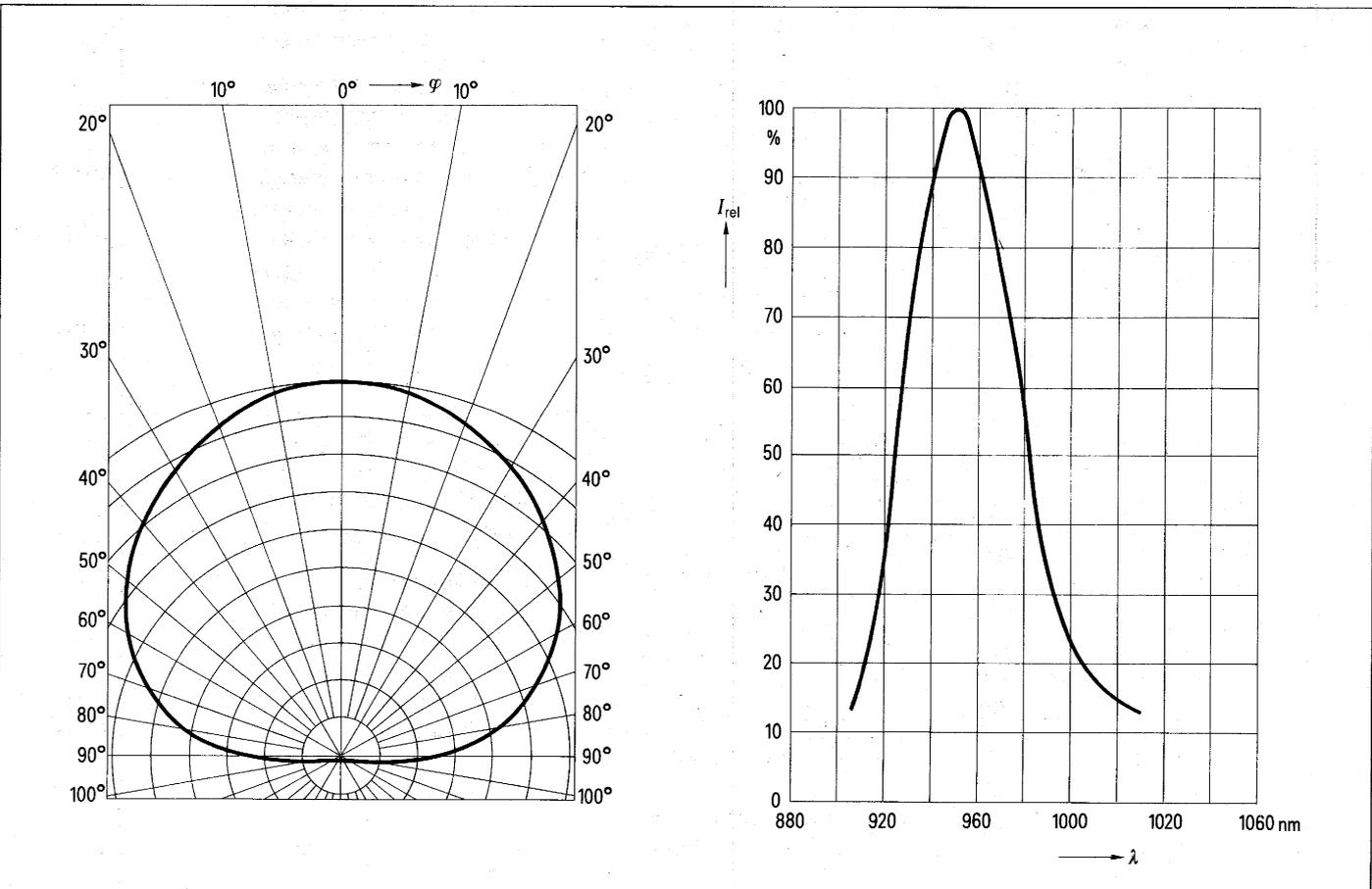
## 6.1. Sendedioden LD 241 T, LD 27 (Infrarotstrahler)

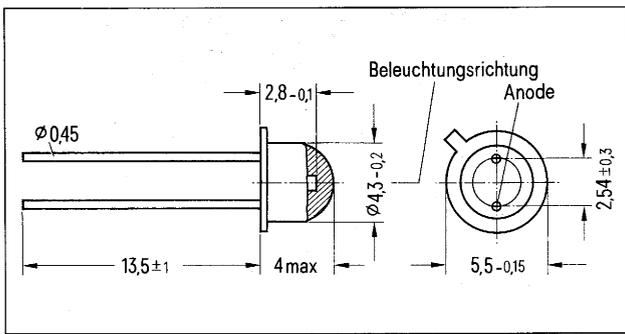
Als Sendediode für Tonübertragung eignet sich die GaAs-Lumineszenzdiode LD 241 T. Sie ist in einem Gehäuse ähnlich TO 18 eingebaut und für eine maximale Verlustleistung von 470 mW ausgelegt. Bei einem Flußstrom von 100 mA erhält man eine Strahlstärke in Achsenrichtung von 3 mW/sr. Da die Richtungsabhängigkeit der Strahlung

etwa nach dem Cosinusgesetz verläuft (Lambertscher Strahler), ist die insgesamt abgestrahlte Leistung ungefähr um den Faktor  $\pi$  größer als die Strahlungsleistung pro Raumwinkel in Achsenrichtung, also rund 10 mW. Der Halbwinkel für die Abnahme der Strahlungsstärke auf 50 % liegt bei  $60^\circ$ . Ein Durchlaßstrom bis 300 mA ist möglich, wenn eine gute Wärmeableitung gegeben ist. **Bild 8** gibt hierzu eine Einbauempfehlung. Die technischen Daten sind in Tabelle 1 zusammengestellt.

Für einen Betrieb mit nur kurzzeitiger Spitzenleistung und relativ geringer mittlerer Verlustleistung, zum Beispiel bei der Fernsteuerung, eignet sich auch die preisgünstigere Plastikausführung LD 27. Der Halbwinkel des Öffnungskegels liegt hier bei  $\pm 35^\circ$ . Durch die stärkere Bündelung ist auch die Strahlstärke in Achsenrichtung mit etwa 7 mW/sr bei  $I_F = 100$  mA größer als beim Typ LD 241 T.

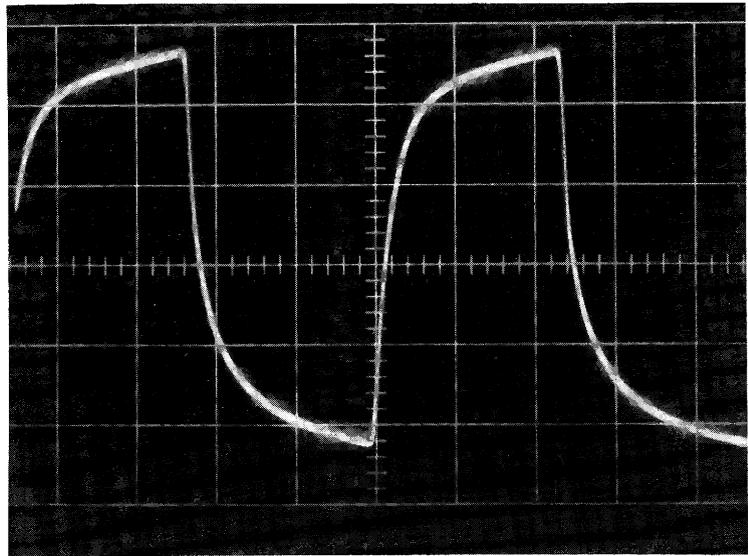
**Bild 20**  
Abstrahlcharakteristik und relative spektrale Emission der Lumineszenzdiode LD 241 T





**Bild 19**  
Einbaumaße der IR-Lumineszenzdiode LD 241

**Bild 21**  
Oszillogramm des abgestrahlten Lichtimpulses  
Zeit-Maßstab: 1 Skalenteil  $\cong 2 \mu\text{s}$   
Anstiegs- bzw. Abfallzeitkonstante ca.  $1 \mu\text{s}$

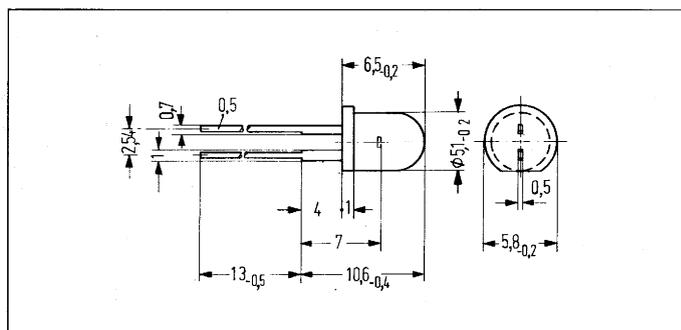


Der Strom durch Lumineszenzdioden ist in den Schaltungen **Bild 6, 7 und 17** sehr gut rechteckförmig, die abgestrahlte Leistung wegen der Trägheit der Dioden nur näherungsweise rechteckförmig. **Bild 21** zeigt ein mit einem breitbandigen Empfänger aufgenommenes Oszillogramm. Die Verschleifung der Impulse hat jedoch keinen nachteiligen Einfluß, da im Empfänger sowieso nur die Grundwelle benötigt wird.

**Tabelle 1 Sendediode LD 241 T**

**Grenzdaten**

Durchlaßstrom	$I_F$	300	mA
Stoßstrom ( $t \leq 1 \mu\text{s}$ )	$I_{FS}$	5000	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$	100	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_s$	-60 bis +100	$^{\circ}\text{C}$
Verlustleistung	$P_{\text{tot}}$	470	mW
Wärmewiderstand			
System umgebende Luft	$R_{\text{thJU}}$	450	K/W
System Gehäuse	$R_{\text{thG}}$	135	K/W
Kenndaten ( $T_u = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ )			
Wellenlänge der Strahlung bei $I_{\text{max}}$	$\lambda_{I_{\text{max}}}$	950	nm
Spektrale Bandbreite bei 50 % von $I_{\text{max}}$	$\Delta\lambda$	$\pm 20$	nm
Strahlstärke in Achsen- richtung bei $I_F = 100 \text{ mA}$	$I_e$	$3 (\geq 1,6)$	mW/sr
Strahlungsfluß $\phi_e$ (typ) gesamt	$\phi_e$	$\geq 8$	mW
Öffnungskegel (Halbwinkel) (Grenzen bei 50 % der Strahlstärke $I_e$ )	$\varphi$	60	Grad
Schaltzeiten ( $I_e$ von 10 % auf 90 %; $I_F = 100 \text{ mA}$ )	$t_r ; t_f$	1	$\mu\text{s}$
Kapazität ( $U_R = 0\text{V}$ )	$C_o$	40	pF
Durchlaßspannung ( $I_F = 100 \text{ mA}$ )	$U_F$	$1,35 (\leq 1,7)$	V
Durchlaßspannung ( $I_F = 1 \text{ A}$ )	$U_F$	$1,9 (\leq 2,3)$	V
Durchbruchspannung ( $I_R = 100 \mu\text{A}$ )	$U_{\text{BR}}$	$30 (\geq 4)$	V
Sperrstrom ( $U_R = 3 \text{ V}$ )	$I_R$	$0,01 (\leq 10)$	$\mu\text{A}$
Temperaturkoeffizient von $I_e$ bzw. $\phi_e$	TK	-0,55	%/K
Temperaturkoeffizient von $U_F$	TK	-1,5	mV/K
Temperaturkoeffizient von $\lambda_{\text{peak}}$	TK	0,3	nm/K
Halbwertszeit der Strahlstärke (typ) für $I_F = 100 \text{ mA}$		$10^5$	h



**Bild 22**  
Einbaumaße der Sendediode LD 27

**Tabelle 2** Sendediode LD 27

**Grenzdaten**

Sperrspannung	$U_R$	4	V
Durchlaßstrom	$I_F$	130	mA
Stoßstrom ( $t \leq 10 \mu s$ )	$i_{FS}$	2,5	A
Sperrschichttemperatur	$T_j$	100	°C
Lagertemperatur	$T_S$	-55 bis +100	°C
Verlustleistung ( $T_G = 40^\circ C$ )	$P_{tot}$	210	mW
Wärmewiderstand			
Sperrschicht umgebende Luft	$R_{thJU}$	350	K/W

**Kenndaten** ( $T_U = 25^\circ C$ )

Wellenlänge der Strahlung bei $I_{max}$	$\lambda_{peak}$	950	nm
Spektrale Bandbreite bei 50% von $I_{max}$	$\Delta\lambda$	$\pm 20$	nm
Öffnungskegel (Halbwinkel) (Grenzen bei 50% der Strahlstärke $I_e$ )	$\varphi$	35 ( $\geq 30$ )	Grad
Schaltzeiten			
$\Phi_e$ von 10% auf 90% ( $I_F = 100$ mA)	$t_r, t_f$	1	$\mu s$
Kapazität ( $U_R = 0$ V)	$C_o$	40	pF
Durchlaßspannung ( $I_F = 100$ mA)	$U_F$	1,5 ( $\leq 1,8$ )	V
Durchlaßspannung ( $I_R = 100 \mu A$ )	$U_{BR}$	30 ( $\geq 4$ )	V
Sperrstrom ( $U_R = 3$ V)	$I_R$	0,01 ( $\leq 10$ )	$\mu A$
Temperaturkoeffizient von $I_e$ bzw. $\Phi_e$	TK	-0,55	%/K
Temperaturkoeffizient von $U_F$	TK	-1,5	mV/K
Temperaturkoeffizient von $\lambda_{peak}$	TK	+0,3	nm/K
Halbwertszeit der Strahlstärke (Typ) für $I_F = 100$ mA		$10^5$	h
Strahlstärke $I_F = 100$ mA für Öffnungskegel $\varphi = 35^\circ$	$I_e$	5 ( $\geq 2,5$ )	mW/sr

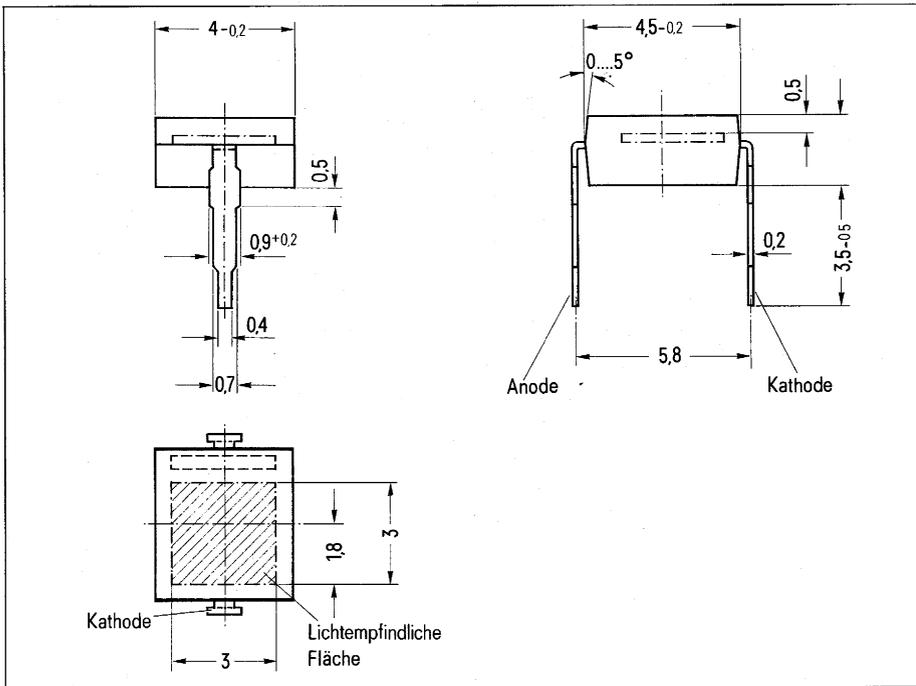
**6.2. Empfangsdiode BPW 34**

Als Empfangsdiode sowohl für Tonübertragung als auch für Fernbedienung gut geeignet ist die Si-PIN-Fotodiode BPW 34 in Planartechnik. Ein transparentes Kunststoffgehäuse (Bild 19) mit Lötspießen im Rastmaß 5,08 mm (2/10 Zoll) ermöglicht eine einfache Montage. Die technischen Daten sind in Tabelle 3 zusammengestellt.

**6.3. FM-Demodulator für IR-Empfänger**

Zur Demodulation empfiehlt sich die integrierte Schaltung S041 P. Siehe Tabelle 4.

Zwei aus dem Signal abgeleitete Wechselspannungen werden in ihrer Phase miteinander verglichen. Die eine Wechselspannung ist das direkt vom Ausgang des Begrenzerverstärkers abgenommene Signal, die andere Wechselspannung wird daraus über einen Phasenschiebekreis gewonnen. Bei Mittenfrequenz muß zwischen den beiden Wechselspannungen eine Phasendifferenz von  $90^\circ$  bestehen. In diesem Falle nimmt der Laststrom am Ausgang des Demodulators seinen Mittelwert an. Bei einer Abweichung der Sendefrequenz nach oben oder unten verschiebt sich auch die Phase proportional dazu und bewirkt entsprechende Änderungen im Ausgangsstrom.



**Bild 23**  
Einbaumaße der Empfangsdiode BPW 34

**Tabelle 3** Empfangsdiode BPW 34

**Grenzdaten**

Sperrspannung	$U_R$	32	V
Betriebs- und Lagertemperatur	$T_S$	-30 bis +90	°C
Löttemperatur			
2 mm vom Gehäuseboden entfernt ( $t \leq 3$ s)	$T_L$	230	°C
Verlustleistung ( $T_U = 25$ °C)	$P_{tot}$	150	mW

**Kenndaten** ( $T_U = 25$  °C)

Fotoempfindlichkeit <sup>1)</sup> ( $U_R = 5$ V)	$S$	70 ( $\geq 50$ )	nA/lx
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit	$\lambda_{S\ max}$	850	nm
Quantenausbeute (Elektronen pro Photon) ( $\lambda = 850$ nm)	$\eta$	0,88	$\frac{\text{Elektronen}}{\text{Photon}}$
Spektrale Fotoempfindlichkeit ( $\lambda = 850$ nm)	$S$	0,60	A/W
Leerlaufspannung ( $E_v = 100$ lx) <sup>1)</sup>	$U_L$	285	mV
Leerlaufspannung ( $E_v = 1000$ lx) <sup>1)</sup>	$U_L$	365	mV
Kurzschlußstrom ( $E_v = 100$ lx) <sup>1)</sup>	$I_K$	6,5	$\mu$ A
Anstiegs- und Abfallzeit des Fotostromes von 10 % auf 90 % und von 5 % auf 10 % des Endwertes			
( $R_L = 1$ k $\Omega$ , $U_R = 0$ V; $\lambda = 950$ nm)	$t_r ; t_f$	125	ns
( $R_L = 1$ k $\Omega$ , $U_R = 10$ V; $\lambda = 950$ nm)	$t_r ; t_f$	50	ns
Temperaturkoeffizient für $U_L$	$TK$	-2,6	mV/K
Temperaturkoeffizient für $I_K$ bzw. $I$	$TK$	0,18	%/K
Kapazität			
( $U_R = 0$ V; $f = 1$ MHz; $E = 0$ )	$C_0$	72	pF
( $U_R = 3$ V; $f = 1$ MHz; $E = 0$ )	$C_3$	25 ( $\leq 40$ )	pF
Bestrahlungsempfindliche Fläche	$A$	7,6	mm <sup>2</sup>
Dunkelstrom ( $U_R = 10$ V)	$I_R$	2 ( $\leq 30$ )	nA
Rauschäquivalente Strahlungsleistung ( $U_R = 10$ V)	$NEP$	$4,2 \times 10^{-14}$	$\frac{W}{\sqrt{Hz}}$
Nachweisgrenze	$D^*$	$6,6 \times 10^{12}$	$\frac{cm \sqrt{Hz}}{W}$

Bestellnummer

Q62702-P73

<sup>1)</sup> Die angegebene Fotoempfindlichkeit und die Beleuchtungsstärken beziehen sich auf die ungefilterte Strahlung einer Wolfram-Fadenlampe mit einer Farbtemperatur von 2856 K (Normlicht A nach DIN 5030 und IEC 306-1).

Tabelle 4

FM-ZF-Verstärker mit Demodulator S 041 P

Kenndaten ( $T_U = 25\text{ °C}$ ;  $U_{\text{Batt}} = 12\text{ V}$ )

		min	typ	max	
Gesamtstromaufnahme	$I_{\text{Batt}}$	4,0	5,4	6,8	mA
ZF-Spannungsverstärker ( $f = 10,7\text{ MHz}$ )	$V_U$		68		dB
ZF-Ausgangsspannung für Begrenzung je Ausgang	$V_{\text{qss}}$		130		mV
NF-Ausgangsspannung ( $f = 10,7\text{ MHz}$ , $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$ , $U_i = 10\text{ mV}$ , $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$ , $Q \approx 35$ )	$\dot{U}_{\text{NF eff}}$	100	170		mV
Klirrfaktor ( $f = 10,7\text{ MHz}$ , $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$ , $U_i = 10\text{ mV}$ , $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$ , $Q \approx 35$ )	$k$		0,55	1,0	%
Änderung der NF-Ausgangsspannung ( $U_{\text{Batt}} = 15\text{ V} \rightarrow 4\text{ V}$ , $f = 10,7\text{ MHz}$ , $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$ , $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$ )	$\Delta U_{\text{NF}}$		1,5		dB
Eingangsspannung für Begrenzung ( $f = 10,7\text{ MHz}$ , $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$ , $U_i = 10\text{ mV}$ , $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$ , $Q \approx 35$ )	$U_{\text{Begr}}$		30	60	$\mu\text{V}$
Eingangsimpedanz ( $f = 10,7\text{ MHz}$ )	$Z_i$		20/2		k $\Omega$ /pF
Eingangsimpedanz ( $f = 445\text{ kHz}$ )	$Z_i$		50/4		k $\Omega$ /pF
Ausgangswiderstand (Anschluß 9)	$R_q$	3,5	5	8,5	k $\Omega$
Spannungsabfall an NF-Arbeitswiderstand	$U_{11-8}$		1,5		V
AM-Unterdrückung ( $U_i = 10\text{ mV}$ , $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$ , $m = 30\%$ , $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$ )	$a_{\text{AM}}$		60		dB

Bestellnummer: Q67000-A529

# 7. Ausblick

Für die beiden hier behandelten IR-Anwendungsarten Tonübertragung und Fernsteuerung ist ein möglichst günstiges Nutz-Stör-Verhältnis besonders wichtig. Für die Verbesserung des Nutz-Stör-Verhältnisses kommen folgende Maßnahmen in Frage:

- Verwendung von Linsensystemen,
- Anwendung optischer Filter,
- Erhöhung der Puls-Spitzenleistung,
- Hubvergrößerung bei FM-Verfahren,
- Pre- und Deemphase bei Tonübertragung.

Wenn die Störung nicht nur vom Eigenrauschen oder vom Umgebungslicht, sondern von anderen IR-Quellen (IR-Tonsender, IR-Fernsteuerung, Licht- oder Modellsteuerung) herrührt, kommen zusätzlich in Betracht:

- Elektrische Selektionsmittel, zum Beispiel Bandfiltereingang,
- Unterschiedliche Sende-Wellenlängen für verschiedene IR-Geräte.

Die möglichen Maßnahmen sind von Anwendungsfall zu Anwendungsfall verschieden. So haben Linsensysteme nur dort einen Vorteil, wo überwiegend mit gerichteter Strahlung gearbeitet wird, vor allem bei Fernsteueranwendungen. Mit Kugellinsen von 10 mm Durchmesser läßt sich zum Beispiel das Nutzsignal um den Faktor 3 bis 4 erhöhen, wenn der Akzeptanzwinkel unter  $\pm 30^\circ$  bleibt. Bei Tonübertragung

dagegen schränkt eine Linse vor der Empfangsdiode die Bewegungsfreiheit des Benutzers stärker ein. Eine Linse bringt hier nur dann einen wesentlichen Gewinn, wenn der Benutzer sein Gerät auf den Sender hin ausrichtet. Auf der Tonsenderseite kann es jedoch vorteilhaft sein, die abgestrahlte Leistung mit Hilfe einer Zylinderlinse in vertikaler Richtung zu bündeln und damit auf einen kleineren Abstrahlwinkel zu komprimieren.

Optische Filter, wie sie zum Beispiel von den Firmen Göttinger Farbfilter oder Kodak angeboten werden, sind für Tages- und Leuchtstoffröhrenlicht äußerst vorteilhaft. Nur bei Glühlicht ist ihre Wirkung, wie schon angedeutet, recht bescheiden. Sehr gut eignen sich auch unbelichtete, aber entwickelte Farbfilm als IR-Filter.

Hohe Plus-Spitzenleistungen sind bei den Sendedioden LD27 und LD241 T möglich, wenn die Einzelimpulse nicht zu lang und die mittlere Verlustleistung so niedrig bleibt, daß die Sperrschicht-Temperatur von  $100^\circ\text{C}$  nicht überschritten wird. Bei Pulsdauern bis 1 ms sind Spitzenströme von 1 bis 2 A möglich. Dies ist besonders für den Einsatz in Fernsteuersendern wichtig. Bei Dauerstrichbetrieben, wie sie z. B. für Tonübertragung in Frage kommen, können mit dem Typ LD 241 T Spitzenströme von rund 500 mA bei einem Tastverhältnis von 1 : 3 eingestellt werden. Bei diesem Tastverhältnis ist das Verhältnis von abgestrahlter Grundwellenleistung zur zugeführten Gleichstromleistung um rund 25 % größer als bei einem Tastverhältnis von 1 : 2. Eine weitere Verringerung des Tastverhältnisses würde zwar den Wirkungsgrad

noch geringfügig verbessern, bringt aber zusätzliche Schwierigkeiten bei der Ansteuerung. Im übrigen ist eine Erhöhung der Sendeleistung nur durch eine größere Anzahl von Dioden zu realisieren.

Während man bei der Tonübertragung nur im Dauerstrich sendet und deshalb nicht den vollen Spitzenstrom ausnutzen kann, ist es bei der Fernsteuerung zweckmäßig, mit kurzen hohen Impulsen die Information zu übertragen und anschließend durch eine Pause den Mittelwert des Stromes klein zu halten. Die mittlere Verlustleistung bleibt in den meisten Fällen, insbesondere bei niedriger Wiederholungsrate, so klein, daß keine Kühlmaßnahmen erforderlich sind. Je höher die Spitzenamplituden gemacht werden können, desto besser der Störabstand.

Bei FM-Übertragung ist eine Verbesserung des Störabstandes durch einen größeren FM-Hub möglich. Allerdings ist damit auch eine größere Eingangsbandbreite gekoppelt, die u. U. zum Verzicht auf einen Eingangskreis und zu einer Verringerung der Empfindlichkeit führen kann. Der Vorteil eines größeren Hubes geht also teilweise wieder verloren, insbesondere dann, wenn der relative Frequenzhub  $\frac{\Delta \Omega}{\omega_0}$  groß ist.

Ein besonderes Problem sind Störungen durch andere IR-LED-Strahler, z. B. die Störung einer IR-Fernsteuerung durch eine IR-Tonübertragungsanlage. Hier kann durch gute Selektion der Übertragungskanäle Abhilfe geschaffen werden. Bandfilterkreise im Verstärkereingang oder auch eine Frequenzumsetzung mit nachgeschalteten Filtern sind möglich. Ein in Zukunft vielleicht gangbarer Weg besteht darin, LEDs mit unterschiedlicher Wellenlänge für verschiedene in einem Raum vorkommende Übertragungsstrecken einzusetzen. Das Problem der Kanaltrennung würde damit auf das optische Gebiet verlagert, wo scharfkantige Filter verfügbar sind.

# 8. Verzeichnis der verwendeten Symbole und Literatur

$P_s$	vom IR-Sender abgegebene Strahlungsstärke in W	$s$	Spezifische visuelle Empfindlichkeit der Fotodiode in $\frac{A}{\text{Lux} \cdot \text{m}^2}$
$P_e$	vom Empfänger aufgenommene Strahlungsleistung in W	$E_v$	Beleuchtungsstärke am Empfänger in Lux
$O$	Innere Oberfläche eines mit diffuser IR-Strahlung erfüllten Raumes in $\text{m}^2$	$A$	Effektive Empfängerfläche in $\text{m}^2$
$\rho$	mittlerer Wand-Reflexionsfaktor für IR-Strahlung 950 nm	$I_s$	Nutz-Fotodiodenstrom (Signalstrom) in A
$E_e$	Nutz-Bestrahlungsstärke am Empfänger in $\text{W}/\text{m}^2$	$I_{s1}$	Effektivwert der Grundwelle des Fotodioden-Signalstromes in A
$I_s$	Strahlungsstärke des IR-Senders in $\text{W}/\text{sr}$	$K$	Energetische Empfindlichkeit der Fotodiode in $\text{A}/\text{W}$
$r$	Abstand Sender—Empfänger in m	$\eta$	Quantenwirkungsgrad der Fotodiode
$I_G$	Fotodiodengleichstrom, bedingt durch das Umgebungslicht in A	$\frac{S}{N}$	Signal-Rausch-Verhältnis
$I_{GA}$	$I_G$ für ungefiltertes Normlicht A	$e$	Elementarladung = $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$
$i_G$	Effektivwert des $I_G$ überlagerten Schrotstromes in A	$h$	Plancksches Wirkungsquantum = $6,62 \cdot 10^{-34} \text{ Ws}^2$
$i_R$	Effektivwert des Rausch-Kurzschlußstromes eines ohmschen Widerstandes R in A	$\nu$	Lichtfrequenz in Hz
$S$	Visuelle Empfindlichkeit der Fotodiode in $\text{A}/\text{Lux}$	$\lambda$	Lichtwellenlänge in m
		$\Delta f$	Effektive Empfängerbandbreite in Hz
		$kT_o$	Verfügbare Rauschenergie eines Widerstandes bei Zimmertemperatur = $4 \cdot 10^{-21} \text{ Ws}$
		$R$	Eingangswiderstand in $\Omega$
		$k$	Lichtartfaktor
		$\alpha_1$	Filterfaktor für die Lichtart I
		$b$	Bandbreite in Hz
		$\Delta\Omega$	Frequenzhub in Hz
		$\omega_N$	Niederfrequente Modulationsfrequenz in Hz
		$\omega_o$	Mittelfrequenz in Hz
		$Q$	Kreisgüte
		$\Omega$	Normierte Verstimmung
		$\varphi$	Phasenwinkel zwischen $U_2$ und $U_1$

## Literatur

- (1) Richard Citta „An infra-red wireless speaker system utilizing a super-wideband FM-carrier.“  
Zenith Radio Corp. Chicago, Illinois.
- (2) Siemens Datenbuch 1975/76 Optoelektronik Halbleiter  
Bestell-Nr. B33/1304  
Siemens Aktiengesellschaft ZVW 85  
Postfach 1500, 8510 Fürth i. Bay.

## Zweigniederlassungen in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

**1000 Berlin 61**  
Schöneberger Straße 2-4  
Postanschrift:  
1000 Berlin 11, Postfach  
Tel. 255-1, Telex 1 83 766

**2800 Bremen 1**  
Contrescarpe 12  
Postfach 127  
Tel. 3 64-1  
Telex 2 45 451

**4600 Dortmund 1**  
Märkische Straße 8-14  
Postfach 658  
Tel. 5 48-1  
Telex 8 22 312

**4000 Düsseldorf 1**  
Lahnweg 10  
Postfach 1115  
Tel. 30 30-1  
Telex 8 581 301

**4300 Essen 1**  
Kruppstraße 16  
Postfach 22  
Tel. 20 13-1  
Telex 8 57 437

**6000 Frankfurt (Main) 1**  
Gutleutstraße 31  
Postfach 41 83  
Tel. 2 62-1  
Telex 4 14 131

**2000 Hamburg 1**  
Lindenplatz 2  
Tel. 2 82-1  
Telex 21 62 721

**3000 Hannover 1**  
Am Maschpark 1  
Postfach 53 29  
Tel. 1 99-1  
Telex 9 22 333

**5000 Köln 1**  
Franz-Geuer-Str. 10  
Postfach 10 16 88  
Tel. 5 76-1  
Telex 8 881 005

**6800 Mannheim 1**  
N 7.18  
Postfach 20 24  
Tel. 2 96-1  
Telex 4 62 261

**8000 München 80**  
Richard-Strauss-Straße 76  
Postanschrift:  
8000 München 2  
Postfach 20 21 09  
Tel. 92 21-1  
Telex 5 29 421

**8500 Nürnberg 1**  
Von-der-Tann-Straße 30  
Postfach 24 29  
Tel. 6 54-1  
Telex 6 22 251

**6600 Saarbrücken 3**  
Martin-Luther-Straße 25  
Postfach 359  
Tel. 30 08-1  
Telex 4 421 431

**7000 Stuttgart 1**  
Geschwister-Scholl-Straße 24  
Postfach 120  
Tel. 20 76-1  
Telex 7 23 941

## Siemens-Landesgesellschaften und -Vertretungen

### Europa

**Belgien**  
Siemens Société Anonyme  
Chaussée de Charleroi 116  
**B-1060 Bruxelles**  
Tel. 5 37 31 00, Telex 21 347

**Bulgarien**  
RUEN  
Technisches Beratungsbüro  
der Siemens AG  
uliza Nikolai Gogol 5/  
Boulevard Lenin  
**BG-1504 Sofia 4**  
Tel. 45 70 82, Telex 22 763

**Dänemark**  
Siemens Aktieselskab  
Borupvang 3  
**DK-2750 Ballerup**  
Tel. 65 65 65, Telex 35 313

**Finnland**  
Siemens Osakeyhtiö  
Mikonkatu 8  
**SF-00101 Helsinki 10**  
(PL 8)  
Tel. 107 14, Telex 12 465

**Frankreich**  
Siemens S.A.  
B.P. 109  
**F-93203 Saint-Denis CEDEX 1**  
Tel. 8 20 61 20, Tx. 62 853

**Griechenland**  
Siemens Hellas E.A.E.  
Voullis 7  
**Athen 125** (P.O.B. 601)  
Tel. 32 93-1, Telex 216 291

**Großbritannien**  
Siemens Ltd.  
Great West House,  
Great West Road  
**Brentford TW8 9DG**  
Tel. 5 68 91 33, Telex 23 176

**Irland**  
Siemens Ltd.  
8, Raglan Road  
**Dublin 4**  
Tel. 68 47 27, Telex 5341

**Island**  
Smith & Norland H/F  
Nóatún 4,  
**Reykjavik** (P.O.B. 519)  
Tel. 3 83 20, Telex 20 555

**Italien**  
Siemens Elettra S.p.A.  
Via Vittor Pisani, 20  
**I-20124 Milano**  
(Casella Postale 4183)  
Tel. 62 48, Telex 36 261

**Jugoslawien**  
Generalexport  
Masarikova 5/XV  
**YU-11000 Beograd**  
(YU-1101 Beograd  
Poštanski fah 223)  
Tel. 6 84-866, Telex 11 287

**Luxemburg**  
Siemens Société Anonyme  
Rue Glesener 17  
**Luxembourg** (P.B. 1701)  
Tel. 49 711-1, Telex 3430

**Niederlande**  
Siemens Nederland N.V.  
Prinses Beatrixlaan 26  
**Den Haag 2077**  
(Postbus 1068)  
Tel. 78 27 82, Telex 31 373

**Norwegen**  
Siemens A/S  
Østre Aker Vei 90  
**N-050 Oslo 5**  
(Postboks 10, Veitvet)  
Tel. 15 30 90, Telex 18 477

**Österreich**  
Siemens Aktiengesellschaft  
Österreich  
**A-1030 Wien**  
Apostelgasse 12  
(A-1031 Wien, Postfach 326)  
Tel. 72 93-0, Telex 11 866

**Polen**  
PHZ Transactor S.A.  
**PL-00-950 Warszawa**  
(P.O.B. 30)  
Tel. 49 72 62, Telex 813 288

**Portugal**  
Siemens S.A.R.L.  
Av. Almirante Reis, 65  
**Lisboa-1** (Apartado 1380)  
Tel. 53 88 05, Telex 12 563

**Rumänien**  
Siemens Birou  
de consultatii tehnice  
Str. Jules Michelet 15-17  
par. abt. 5  
**R-7 Bucuresti 1**  
Tel. 15 18 25, Telex 11 473

**Schweden**  
Siemens AB  
Norra Stationsgatan 63-65  
**Stockholm**  
(Fack, S-10435 Stockholm 23)  
Tel. 22 96 80, Telex 1880/81

**Schweiz**  
Siemens-Albis AG  
**CH-8001 Zürich**  
(CH-8021 Zürich,  
Postfach 605)  
Löwenstraße 35  
Tel. 23 03 52, Telex 52 131

**Spanien**  
Siemens S.A.  
Orense, 2  
**Madrid-20** (Apartado 155)  
Tel. 4 55 25 00, Telex 27 769

**Tschechoslowakei**  
EFEKTIM  
Vertretung ausländischer  
Gesellschaften in der CSSR  
Václavské náměstí 1  
**CS-11000 Praha 1**  
(P.O.B. 457)  
Tel. 25 84 17, Telex 122 389

**Türkei**  
Simko Ticaret ve Sanayi A.S.  
Meclisi Mebusan Cad. 55/35  
**Istanbul** (Findikli)  
(P.K. 64 Tophane)  
Tel. 45 20 90, Telex 22 290

**Ungarn**  
INTERCOOPERATION AG  
Siemens-Kooperations-  
abteilung  
Böszörményi út 9-11  
**H-1126 Budapest**  
(P.O.B. 1525)  
Tel. 15 49 70, Telex 224 133

**Union der Sozialistischen  
Sowjetrepubliken**  
Siemens Büro  
Kalantschjevskaja Str. 21/40,  
Hotel Leningradskajac  
Zimmer 301  
**SU-Moskau**  
Tel. 2 23 52 57, Telex 7413

### Afrika

**Ägypten**  
Siemens Resident Engineers  
P.O.B. 775, Zamalek  
**Cairo/Egypt**  
Tel. 3 56 61, Telex 321

**Algerien**  
Siemens Algérie S.A.R.L.  
3, Viaduc du Duc des Cars  
**Alger** (B.P. 224, Alger-Gare)  
Tel. 63 95 47, Telex 52 817

**Äthiopien**  
Siemens Ethiopia Ltd.  
Ras Bitwoded Makonen  
Building  
**Addis Ababa** (P.O.B. 5505)  
Tel. 15 15 99, Telex 21 052

**Libyen**  
Assem Azzabi, Tariq Building  
1, September Street  
**Tripoli** (P.O.B. 2583)  
Tel. 4 15 34

**Marokko**  
SETEL  
Société Electrotechnique  
et de Télécommunications S.A.  
Rue Lafuente  
**Casablanca**  
Tel. 26 13 82/84, Telex 21 914

**Südafrika**  
Siemens (Proprietary) Limited  
Siemens House  
Corner Wolmarans and Biccard  
Streets, Braamfontein  
**Johannesburg 2000**  
(P.O.B. 4583)  
Tel. 7 25 25 00, Telex 587 721

**Sudan**  
National Electrical &  
Commercial Company (NECC)  
**Khartoum** (P.O.B. 1202)  
Tel. 8 08 18, Telex 642

**Tunesien**  
Sitelec S.A. Société  
d'Importation  
et de Travaux d'Electricité  
26, Avenue Farhat Hached  
**Tunis**  
Tel. 24 28 60, Telex 12 326

**Zaire**  
Siemens Zaire S.P.R.L.  
1222, Avenue Tombalbaye,  
**Kinshasa 1** (B.P. 9897)  
Tel. 2 26 08, Telex 377

### Amerika

**Argentinien**  
Siemens S.A.  
Av. Presidente  
Julio A. Roca 530  
**Buenos Aires**  
(Casilla Correo Central 1232)  
Tel. 30 04 11, Telex 121 812

**Bolivien**  
Sociedad Comercial  
e Industrial Hansa Ltda.  
**La Paz** (Cajón Postal 1402)  
Tel. 5 44 25, Telex 5261

**Brasilien**  
Siemens S.A.  
Rua Cel. Bento Bicudo, 111  
**BR-05069 Sao Paulo**  
(Caixa Postal 1375),  
Sao Paulo 1, SP)  
Tel. 2 60 26 11, Telex 11-23681

**Chile**  
Gildemeister S.A.C.  
Division Siemens  
Casilla 99-D  
**Santiago de Chile**  
Tel. 8 25 23, Telex sgo 392

**Kanada**  
Siemens Canada Limited  
7300 Trans-Canada Highway  
**Pointe Claire**, P.Q. H9R 1C7  
(P.O.B. 7300, Pointe Claire,  
P.Q. H9R 4R6)  
Tel. 695-7300, Telex 5 267 300

**Kolumbien**  
Siemens S.A.  
Carrera 65, No. 11-83  
**Bogotá**  
(Apartado Aéreo 80150)  
Tel. 614077, Telex 44 750

**Mexiko**  
Siemens S.A.  
Poniente 116, No. 590  
**Mexico 15, D.F.**  
(Apartado Postal 15064)  
Tel. 5 67 07 22, Telex 17 72 700

**Uruguay**  
Conatel S.A.  
Ejido 1690  
**Montevideo**  
(Casilla de Correo 1371)  
Tel. 91 73 31, Telex 934

**Venezuela**  
Siemens S.A.  
Apartado 3616  
**Caracas 101**  
Tel. 34 85 31, Telex 25 131

**Vereinigte Staaten  
von Amerika**  
Siemens Corporation  
186 Wood Avenue South  
**Iselin, New Jersey 08830**  
Tel. 4 94-1000  
Telex WU 84-4491, 84-4492

### Asien

**Afghanistan**  
Siemens Afghanistan Ltd.  
Alaudin, Karte 3  
**Kabul** (P.O.B. 7)  
Tel. 4 14 60

**Bangladesh**  
Siemens Bangladesh Ltd.  
74, Dilkusha Commercial Area  
**Dacca** (P.O.B. 33)  
Tel. 24 43 81, Telex 824

**Burma**  
Siemens Resident Engineer  
No. 8 Attia Road  
**Rangoon** (P.O.B. 1427)  
Tel. 3 25 08, Telex 2009

**Hongkong**  
Jebsen & Co., Ltd.  
Prince's Building, 23rd floor  
**Hong Kong** (P.O.B. 97)  
Tel. 5 22 51 11, Telex 73221

**Indien**  
Siemens India Ltd.  
Head Office  
134-A, Dr. Annie Besant Road,  
World  
**Bombay 400018** (P.O.B. 6597)  
Tel. 37 99 06, Telex 112 373

**Indonesien**  
P.T. Siemens Indonesia  
Kebon Sirih 4  
**Jakarta** (P.O.B. 2469)  
Tel. 5 10 51, Telex 46 222

**Irak**  
Samhiry Bros. Co. (W.L.L.)  
Abu Nawas Street  
**Baghdad** (P.O.B. 300)  
Tel. 9 00 21, Telex 2 255

**Iran**  
Siemens Sherkate  
Sahami (Khass)  
Kh. Takhte-Djamshid 32  
Siemenshaus  
**Teheran 15**  
Tel. 6141, Telex 212 351

**Israel**  
Transselectio Company Ltd.  
72/76 Harakevet Street  
**Tel Aviv** (P.O.B. 2385)  
Tel. 3 18 44, Telex 33 513

**Japan**  
Nippon Siemens K.K.  
Furukawa Sogo Building,  
6-1, Marunouchi, 2-chome  
Tokyoda-ku  
**Tokyo 100**  
(Central P.O. Box 1144  
Tokyo 100-91)  
Tel. 2 14 02 11, Telex 22 808

**Jemen**  
Tihama Tractors  
& Engineering Co. Ltd.  
**Sana'a** (P.O.B. 49)  
Tel. 24 62, Telex 217

**Korea (Republic)**  
Siemens Electrical  
Engineering Co., Ltd.  
C.P.O. Box 3001  
**Seoul**  
Tel. 24 15 58, Telex 2329

**Kuwait**  
Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.  
& Partners  
**Kuwait, Arabia** (P.O.B. 3204)  
Tel. 42 33 36, Telex 2 131

**Libanon**  
Ets. F.A. Kettaneh S.A.  
(Kettaneh Frères)  
Rue du Port  
**Byrouth** (P.O.B. 110242)  
Tel. 22 11 80, Telex 20 614

**Malaysia**  
Guthrie Eng. (Malaysia) Sdn. Bhd.  
Electrical & Communications  
Division  
17, Jalan Semangat  
**Petaling Jaya/Selangor**  
(P.O.B. 30)  
Tel. 77 33 44, Telex 37 573

**Pakistan**  
Siemens Pakistan  
Engineering Co. Ltd.  
ILACO House,  
Abdullah Haroon Road  
**Karachi** (P.O.B. 7158, Karachi 3)  
Tel. 51 60 61, Telex 820

**Philippinen**  
Engineering Equipment, Inc.  
Machinery Division,  
Siemens Department  
P.O.B. 7160 Airmail Exchange Office  
**Manila International Airport**  
Tel. 85 40 11/19, Telex ECC 3695

**Saudi-Arabien**  
E.A. Juffali & Bros.  
Head Office  
**Jeddah** (P.O.B. 1049)  
Tel. 2 22 22, Telex 40 130

**Singapur**  
Guthrie Engineering (Singapore)  
Pte. Ltd.  
Electrical  
& Communications Division  
41, Sixth Avenue,  
Bukit Timah Road  
**Singapore 10**  
(P.O.B. 495, Singapore 1)  
Tel. 66 25 55, Telex 21 681

**Syrien**  
Syrian Import  
Export & Distribution  
Co., S.A.S. SIEDCO  
Port Said Street  
**Damas** (P.O.B. 363)  
Tel. 1 34 31/33

**Taiwan**  
Delta Engineering Ltd.  
42, Hsu Chang Street,  
8th floor  
**Taipei** (P.O.B. 58497)  
Tel. 3 61 02 55, Telex 21 826

**Thailand**  
B. Grimm & Co. R.O.P.  
1643/4, Petchburi Road  
(Extension)  
**Bangkok 10** (P.O.B. 66)  
Tel. 52 40 81, Telex 2614

### Australien und Ozeanien

**Australien**  
Siemens Industries Ltd.  
544 Church Street, Richmond  
**Melbourne**, Victoria 3121  
Tel. 4 29 7111, Telex 30 425

**Neuseeland**  
Siemens Liaison Office  
175 The Terrace  
**Wellington 1** (P.O.Box 4145,  
G.P.O. Wellington)  
Tel. 4 63 65, Telex 31233



**SIEMENS**

**Technische Mitteilung  
aus dem Bereich Bauelemente**

**Ausgabe 1978/79**

**Schaltnetzteile 2**

**Bauelemente und deren Auswahl-  
und Einsatzkriterien**

**Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente**

Redaktion: W. Ackermann

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT  
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum  
Balanstraße 73, 8000 München 80

# Schaltnetzteile 2

## Bauelemente und deren Auswahl- und Einsatzkriterien

Ing. (grad.) O-Ing. Wolfgang Ackermann  
 Ing. (grad.) O-Ing. Walter Hirschmann  
 Dipl.-Ing. Klaus-Peter Schieschke  
 Siemens Aktiengesellschaft  
 Bereich Bauelemente München

O-Ing. Hans-Peter Kaiserswerth  
 Siemens Aktiengesellschaft  
 Bereich Bauelemente Regensburg

<b>1.</b>	<b>Einleitung</b>	<b>3</b>
<b>2.</b>	<b>Halbleiterbauelemente</b>	<b>4</b>
2.1	Dioden und Gleichrichtersätze für Eingangsgleichrichtung	4
2.2	Schnelle Dioden für Ausgangsgleichrichtung, Rücklauf und Schutzschaltungen	8
2.3	Z-Dioden für Referenzzwecke	11
2.4	Leistungs-Transistoren	13
2.4.1	Bemessungshinweise zur Transistorauswahl	14
2.4.2	SOAR-Diagramm und Ausfallmechanismen	16
2.4.3	Gesamt-Verlustleistung	18
2.4.4	Inverser Betrieb	20
2.5	Frequenz-Thyristoren	20
2.6	Infrarot emittierende Dioden (IRED) und Fototransistoren	23
2.7	Optoelektronische Koppellemente	25
2.8	Integrierte Schaltungen für Steuer- und Regelkreise und für Schutzbeschaltungen	25
2.8.1	Steuer- und Regelprinzip in getakteten Stromversorgungen	25
2.8.2	Kenn- und Grenzwerte von integrierten Schaltungen für Steuer- und Regelkreise	26
2.8.3	Anforderungen an einen Steuerschaltkreis für getaktete Stromversorgungen	28
2.8.4	Regelung und Nachregelung	29
2.8.5	Phasenanschnittsteuerung von Thyristoren, Transistoren und Triacs	30

<b>3.</b>	<b>Passive Bauelemente</b>	32
3.1	SIFERRIT-Werkstoffe	32
3.2	SIFERRIT-Kernformen	32
3.2.1	EC-Kerne, Mittelschenkel mit rundem Querschnitt	35
3.2.2	E- und EF-Kerne, Mittelschenkel mit rechteckigem Querschnitt	39
3.2.3	PM-Kerne (Power-Modul)	40
3.2.4	RM-Kerne	40
3.2.5	CC-Kerne (Cap-Cup-Core)	43
3.2.6	UI- und UU-Kerne mit rechteckigem Querschnitt	44
3.3	Transformatoren und Speicherdrosseln mit Kernen aus SIFERRIT-N27	45
3.3.1	Optimierung	45
3.3.2	Bemessungs- und Konstruktionskriterien	46
3.4	Aluminium-Elektrolytkondensatoren	51
3.4.1	Eingangskondensator	51
3.4.2	Ausgangskondensator	55
3.5	Kondensatoren für Kopplung, Bedämpfung, Kommutierung, Integrierung und Differenzierung sowie für Schwingkreise und Zeitglieder	60
<b>4.</b>	<b>Funk-Entstörbauelemente</b>	66
4.1	Prinzipschaltungen für die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen	66
4.2	Begriffsbestimmungen	67
4.3	Entstörbauelemente für Leiterplattentechnik	69
4.4	Entstörbauelemente für Verdrahtungstechnik	76
<b>5.</b>	<b>Literatur</b>	80

# 1. Einleitung

Die Bauelemente in Schaltnetzteilen (SNT) lassen sich in folgende Funktionsgruppen unterteilen:

- Gleichrichterioden am Eingang und Ausgang
- Dioden für Rücklauf-, Invers- und Referenzzwecke
- Leistungstransistoren bzw. Frequenzthyristoren zur Taktung
- Übertrager und Speicherdrosseln mit Ferritkernen zur Spannungswandlung und Energiespeicherung
- Optokoppler zur Übertragung des Regelsignals
- Elektrolytkondensatoren zur Siebung der Eingangsspannung sowie zur Glättung und Stabilisierung der Ausgangsspannung
- Kunststoffkondensatoren für Schwingkreise und Zeitglieder, zur Kopplung, Integrierung und Kommutierung
- Funk-Entstörmittel auf der Primär- und Sekundärseite.

In den nachfolgenden Abschnitten sind geeignete Bauelemente für Schaltnetzteile aus dem SIEMENS-Lieferspektrum zusammengestellt und in den Einsatzkriterien erläutert. Die Tabellen geben einen Überblick der wichtigsten Daten. Weitere Angaben, z.B. Kennlinien, Grenzwerte, Einbaumaße, Anschlußbelegung etc. sind den einschlägigen SIEMENS-Datenbüchern zu entnehmen (siehe Abschnitt 5 Literatur).

# 2. Halbleiterbauelemente

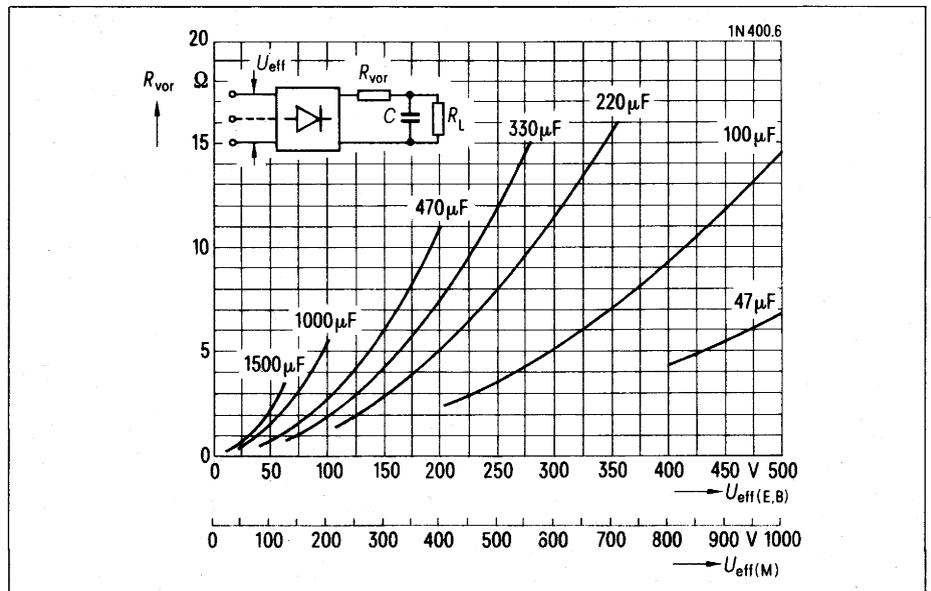
## 2.1 Dioden und Gleichrichtersätze für Eingangsgleichrichtung

Bei Betrieb von Schaltnetzteilen am Wechsel- oder Drehstromnetz liegt der Eingangsgleichrichter direkt, d. h. ohne vorgeschalteten, angepaßten Transformator an der Netzspannung von 110 ... 125 V oder 220 ... 250 V oder 380 V. Der Gleichrichter kann daher nur als Einphasen- oder Dreiphasen-Brückenschaltung aufgebaut werden. Nur diese beiden Schaltungen erfüllen die Wechselstrom- bzw. Drehstrombedingung

$$\int_0^{2\pi} i dt = 0 \quad \text{bzw.} \quad \sum i_L = 0$$

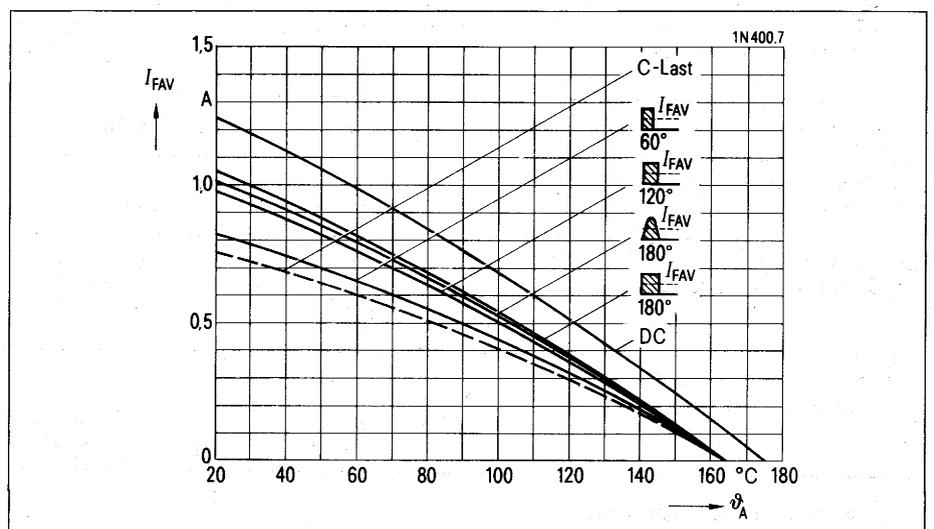
Im Leistungsbereich bis ca. 1 kW ist die Einphasen-Brückenschaltung zu bevorzugen. Die normierten Zahlenwerte der Einphasen- und der Drehstrom-Brücke sind in **Tabelle 1** zusammengestellt. Die Einzeig- und die Mittelpunktschaltung sind nur zum Vergleich aufgeführt. Sie haben aus dem eingangs erwähnten Grund keine praktische Bedeutung. Die gleichgerichtete Spannung  $U_d$  muß durch eine Kapazität geglättet werden. Bei Drehstrom-Brückenschaltungen ist der Glättungsaufwand geringer. Für die Glättung geeignete Elektrolytkondensatoren sind im Abschnitt 3.4 aufgeführt.

Die Sperrspannung  $U_{RRM}$  des Gleichrichters sollte in Höhe der 1,7fachen Netz-Scheitelspannung gewählt werden. Kleingleichrichtersätze ersparen den Aufbau der Brückenschaltung aus Einzeldioden und sind preislich günstiger als vergleichbare Brückenschaltungen aus Einzeldioden.



**Bild 1** Notwendiger Vorwiderstand  $R_{VOR}$  bei C-Last in Abhängigkeit von der Anschlußspannung  $U_{eff}$

**Bild 2** Grenzgleichströme  $I_{FAV}$  bei freiem Aufbau, in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $\vartheta_A$   
Netzbetrieb 40 bis 1000 Hz  
Parameter: Stromform



$U_d$	arithmetischer Mittelwert der gleichgerichteten Spannung
$U_v$	Versorgungsspannung (Effektivwert)
$w$	Welligkeit
$I_{FAV}$	Diodenstrom bzw. Zweigstrom (arithmetischer Mittelwert)
$I_{FRMS}$	Diodenstrom bzw. Zweigstrom (Effektivwert)
$I_d$	Gleichstrom
$I_v$	ventilseitiger Leiterstrom (Effektivwert)
$U_{Br(pp)}$	überlagerte Wechselspannung Spitze/Spitze
$U_{Br(eff)}$	überlagerte Wechselspannung Effektivwert

Die Diagramme **Bild 1** und **Bild 2** sind als Beispiele für die Belastbarkeit der Gleichrichter dem Datenbuch Silizium-Gleichrichterdioden [1] entnommen. Der Vorwiderstand liegt vor dem Glättungskondensator und schützt den Gleichrichter, indem er den Einschaltstrom begrenzt. Wird für das SNT ein besonders hoher Wirkungsgrad angestrebt, so ist der Gleichrichter in seinen Stoßstrom- bzw.  $I^2t$ -Werten nach dem maximalen Einschaltstrom auszuwählen. Der Vorwiderstand kann dann entfallen. Dabei ist zu berücksichtigen, daß Elektrolytkondensatoren nach längerer spannungsloser Lagerung (>1 Jahr bei >40°C) kurzzeitig erhöhte Einschaltströme aufweisen.

**Tabelle 1**

Grundschaltungen für Eingangsgleichrichtung und deren Anwendungskriterien

		Einzweig	Mittelpunkt	Einphasen-Brücke <sup>1)</sup>	Drehstrom-Brücke
Spannungsverhältnisse	$U_d : U_v$ $U_v : U_d$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} : 1 = 0,45$ 2,22	$2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} : 1 = 0,45$ $2 \times 1,11$	$2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} : 1 = 0,9$ 1,11	$3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} : 1 = 1,35$ 0,74
Zweigsperrspannung (Scheitelwert)	$\sqrt{2} U_v : U_d$	$\pi : 1 = 3,14$	$\pi : 1 = 3,14$	$\frac{\pi}{2} : 1 = 1,57$	$\frac{\pi}{3} : 1 = 1,05$
Welligkeit $U_{Br(eff)} : U_d$	$w \%$	121	48,2	48,2	4,2
Brummanteil	$B_r = U_{Br(pp)} : U_d \%$	318	155	155	14
Grundfrequenz der überlagerten Wechselspannung	$f_w$ Hz	50	100	100	300
	Pulszahl	1	2	2	6
Gleichstrom der Schaltung als Vielfaches des Gleichstromes der E-Schaltung	$I_d : I_{FAV(E)}$	1	2	2	ca. 2,8
Gleichstrom als Vielfaches des Zweigstrommittelwertes	$I_d : I_{FAV}$	1	2	2	3
Leiterstrom	$I_v : I_d$	$\frac{\pi}{2} = 1,57$	$\frac{\pi}{4} = 0,78$	$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2} = 1,11$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,82$
Zweigstrom-Mittelwert	$I_{FAV} : I_c$	1	0,5	0,5	0,33
Zweigstrom-Effektivwert	$I_{FRMS} : I_c$	$1,57 = \frac{\pi}{2}$	$0,78 = \frac{\pi}{4}$	$0,78 = \frac{\pi}{4}$	$0,57 = \frac{1}{\sqrt{3}}$
Stromform und Stromflußwinkel im Zweig					
Form der gleichgerichteten Spannung					

<sup>1)</sup> alle Werte für ohmsche Belastung

In den **Tabellen 2 und 3** sind die für SNT geeigneten Gleichrichtersätze in Brückenschaltung sowie Gleichrichterioden für Dauergrenzströme  $I_{FAV(1)}$  bis zu 35 A zusammengestellt. Ein nachgestelltes A in der Typenbezeichnung der Gleichrichterioden steht für Avalanche-Charakteristik.

**Tabelle 2**

Silizium-Kleingleichrichtersätze

Typ	Norm-bezeichnung	Periodische Spitzenspernung		Empfohlene Anschluß-spernung		Dauergleichstrom $I_{DAV}$ bei $\vartheta_A = 25^\circ\text{C}$				Stoßstromgrenzwert $I_{FSM}$ (Sinushalbwellen 10 ms)		Grenzlastintegral $\int i^2 dt$ im Zeitbereich 1...5 ms		Sperrstrom $I_R$ bei period. Spitzenspernung $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ [mA]
		$U_{RRM}$ [V]	$U_{RMS}$ [V]	Freier Aufbau W-Last [A]	C-Last [A]	Chassismontage W-Last [A]	C-Last [A]	$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ [A]	$\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$ [A]	$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ [A <sup>2</sup> s]	$\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$ [A <sup>2</sup> s]			
<b>B1220-B125C</b> <b>B1240-B250C</b> <b>B1280-B500C</b>	1000/700 1000/700 1000/700	300 600 1000	125 250 500	1,0	0,8	1,5	1,2	50	40	8,5	5	0,01		
<b>C2520-B125C</b> <b>C2540-B250C</b>	1500/1000 1500/1000	300 600	125 250	1,4	1,15	2,1	1,7	100	80 <sup>2)</sup>	34	20	0,025		
<b>B1320-B125C</b> <b>B1340-B250C</b> <b>B1380-B500C</b>	2300/1400 2300/1400 2300/1400	300 600 1000	125 250 500	2,2	1,6	3,2	2,3	50	40	8,5	5	0,01		
<b>C2120-B125C</b> <b>C2140-B250C</b> <b>C2180-B500C</b>	3000/1800 3000/1800 3000/1800	300 600 1000	125 250 500	2,8	2,2	3,8	3,0	100	80	34	20	0,01		
<b>C2340-B250C</b>	3000/1800	600	250	2,8	2,2	3,8	3,0	100	80	34	20	0,01		
<b>C2220-B125C</b>	3700/2200	300	125	3,2	2,6	4,8	3,7	100	80	34	20	0,025		
<b>E2220-B125C</b> <b>E2240-B250C</b>	5000/3300 5000/3300	300 600	125 250	4,7	3,9	6,0	5,0	250	200	250	160	0,06		
<b>E2620-B125C</b> <b>E2640-B250C</b>	5000/3300 5000/3300	300 600	125 250	4,7	3,9	6,0	5,0	250	200	250	160	0,06		
<b>E3820-B125C</b> <b>E3840-B250C</b>	5000/3300 5000/3300	300 600	125 250	4,7	3,9	6,0	5,0	250	200	250	160	0,06		
<b>E49-B125/110-30</b> <b>E49-B250/225-30</b> <b>E49-B380/340-30</b> <b>E49-B500/450-30</b> <b>E49A-B380/340-30</b> <b>E49A-B500/450-30</b>		300 700 1100 1500 Durchbruchspannung <sup>1)</sup> 1200 bis 2000 1650 bis 2400	125 250 380 500	11,5	-	22,5 <sup>3)</sup>	-	375	280	540	300	0,20		

<sup>1)</sup> Durchbruchspannung  $U_{BR}$  bei  $I_R = 4 \text{ mA}$  und  $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$

<sup>2)</sup> Sperrschichttemperatur  $\vartheta_j = 160^\circ\text{C}$

**Tabelle 3**

**Diode für Eingangsgleichrichtung**

Kennwerte Typ	Einheit V	$U_{RRM}$ V	$U_{RMS}$ V	$I_{FAV}$ bei ( $\vartheta_A$ ) A (°C)	$I_{FRMS}$ A	$I_{dAV}$ in Schaltung (Widerstandslast)			$I_{FSM}$ A	$\int i^2 dt$ $t = 10 \text{ ms}$ A <sup>2</sup> s	$\vartheta_{jmax}$ °C	$R_{thJA}$ K/W
						E A	M/B A	DB A				
1N 4004 ... 4007		400 ... 1000	200 ... 500	1 (25)	2	0,87	1,75	2,5	50	10	175	120
SSi B0120 ... B0180		300 ... 1000	125 ... 500	1,4 (25)	3,8	1,25	2,5	3,5	50	8,5	180	81
SSi B0520 ... B0580		300 ... 1000	125 ... 500	1,1 (25)	2,8	0,95	1,9	2,7	50	8,5	150	87
SSi B3620 ... B3680		300 ... 1000	125 ... 500	1,15 (25)	2,8	1	2	2,8	50	10	175	95
SSi C0820 ... C0880		300 ... 1000	125 ... 500	1,9 (25)	7,5	1,6	3,2	4,6	100	34	180	79
SSi C1120 ... C1180		300 ... 1000	125 ... 500	2,2 (25)	7,5	1,9	3,8	5,5	100	34	180	64
SSi C1220 ... C1280		300 ... 1000	125 ... 500	3,4 (25)	7,5	3	6	8,7	100	34	180	37
SSi C1320 ... C1380		300 ... 1000	125 ... 500	4 (120 $\vartheta_c$ )	7,5	4	8	11,5	100	34	150	6
SSi C1720 ... C1780		300 ... 1000	125 ... 500	1,45 (25)	3,8	1,2	2,4	3,5	100	34	150	87
SSi C2060A ... C2080A		900 ... 1200	380 ... 500	4 (117 $\vartheta_c$ )	7,5	3,8	7,6	11	75	22	150	6
SSi C9960A ... C9980A		1100 ... 1400	380 ... 500	2 (25)	4,8	1,7	3,4	5	75	16	150	54
SSi D0440 ... D0480		650 ... 1400	250 ... 500	10 (103 $\vartheta_c$ )	19	6,5	13	19	150	75	160	4,5
SSi D0440A ... D0480A												
SSi D9960A ... D9980A		1100 ... 1400	380 ... 500	5 (130 $\vartheta_c$ )	9,5	4,7	9,4	13,5	180	100	150	3,3
SSi E1120 ... E1140		300 ... 700	125 ... 250	35 (145 $\vartheta_c$ )	55	5,6	11,2	16	375	540	175	0,7

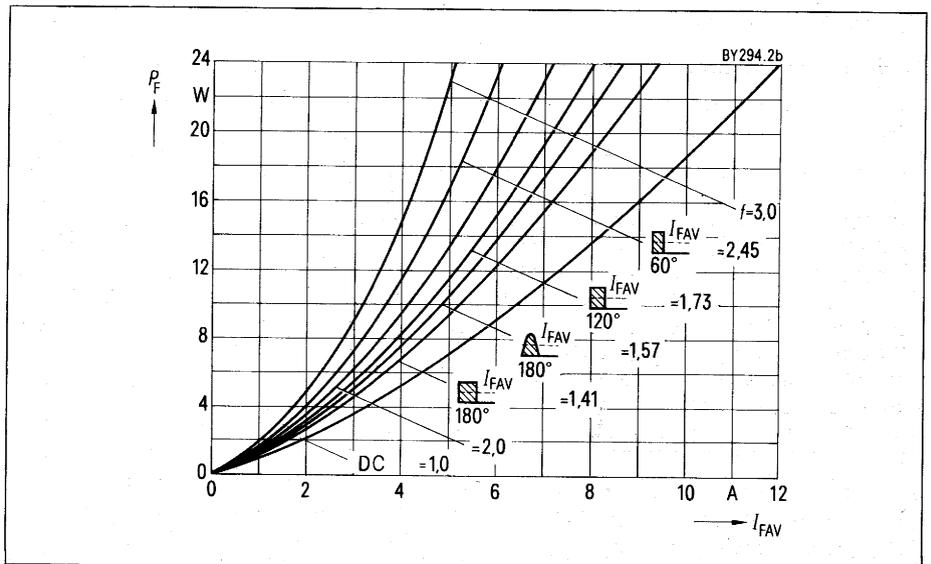
- $U_{RRM}$  höchste periodische Spitzensperrspannung
- $U_{RMS}$  empfohlene Anschlußspannung
- $I_{FAV}$  Dauergrenzstrom bei Umgebungstemperatur  $\vartheta_A$  bzw. Gehäusetemperatur  $\vartheta_c$
- $I_{FRMS}$  Grenzeffektivstrom
- $I_{dAV}$  Dauergleichstrom
- $I_{FSM}$  Stoßstrom
- $\int i^2 dt$  Grenzlastintegral
- $\vartheta_j$  Sperrschichttemperatur
- $R_{thJA}$  Wärmewiderstand

## 2.2 Schnelle Dioden für Ausgangs- gleichrichtung, Rücklauf und Schutzbeschaltungen

**Tabelle 4** enthält Dioden für die Gleichrichtung von Wechselspannungen von 5 bis 30 kHz und 50 bis 1000 V. Im Dauerstrom  $I_{FAV}$  geht das Spektrum von 0,38 bis 25 A. Die Baureihe 1N 3889 ... 3893 (12 A) ist JAN-, JANTX- und JANTXV-qualifiziert. Einbaumaße siehe **Bild 7**.

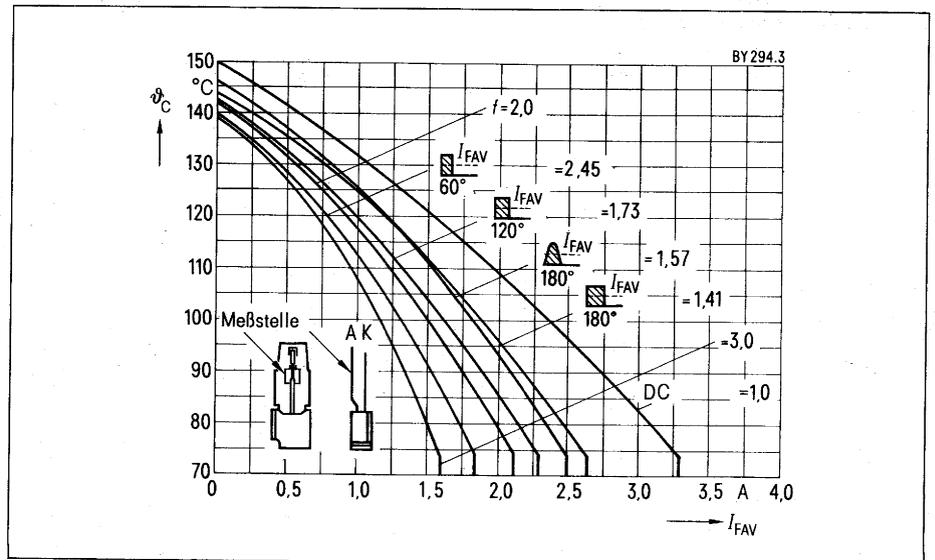
Weitere technische Daten, z. B. die Durchlaßverlustkennlinien, die zulässige Gehäusetemperatur, die Dauerstromgrenzströme in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, den Vorwiderstand bei C-Last, enthält das SIEMENS-Datenbuch Silizium-Gleichrichterdiode [1] und der SIEMENS-bauteile report, Heft 3, Juni 1977. Für die Diode BY 294 als Beispiel sind die Diagramme in den **Bildern 3 bis 6** gezeigt.

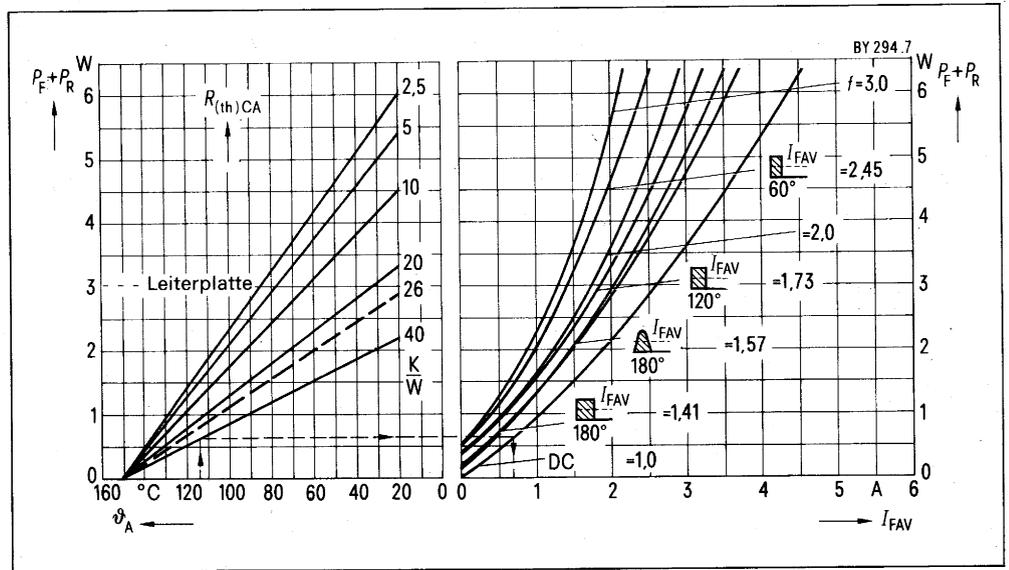
Normale Gleichrichterdiode sind für den hier in Betracht kommenden Frequenzbereich 5 bis 50 kHz wegen ihrer zu langen Erholzeit (Recovery-Time) nicht geeignet. Die Ausräumung der Fremdträger in der Sperrschicht – hauptsächlich durch Wiedervereinigung der Träger mit entgegengesetzten Ladungen unter Benützung von Rekombinationszentren – dauert im Vergleich zur Periode der Schwingung zu lange. Schnelle Dioden haben zusätzliche Rekombinationszentren eindotiert, z. B. Gold, oder sind in Ionen-Implantations-Technik hergestellt, die es gestattet, den Verlauf der Sperrschicht günstiger zu gestalten.



**Bild 3** Durchlaßverlustkennlinien  
Parameter: Formfaktor  $f$

**Bild 4** Zulässige Gehäusetemperatur  $\vartheta_c$  in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom  
Netzbetrieb 40 bis 1000 Hz,  $U_{RRM} = 300$  V  
Parameter: Formfaktor  $f$





**Bild 5** Dauergrenzströme  $I_{FAV}$  in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $\vartheta_A$  und unterschiedlichen Kühlbedingungen,  $U_{RRM} = 600\text{ V}$

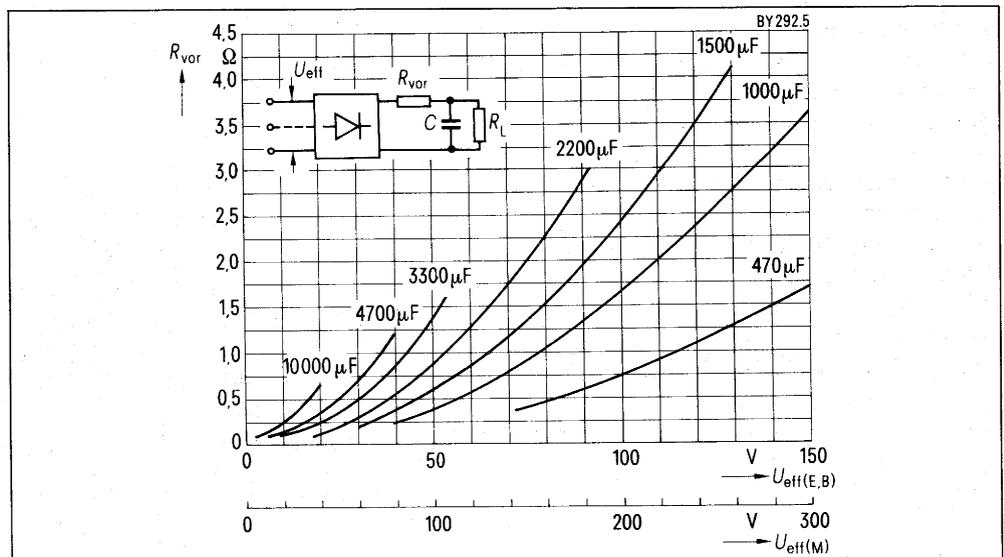
**Tabelle 4**

Schnelle Dioden für Ausgangsgleichrichtung, Rücklauf und Schutzbeschaltungen

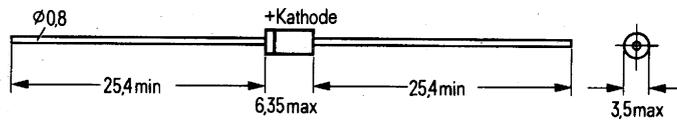
Typ	$I_{FAV}$ A	$U_{RRM}$ V	$I_{FRMS}$ A	$I_{FSM}$ A	$I_R$ mA bei $\vartheta_j$ °C	$U_F$ V	$t_{rr}$ ns	$Q_{rr}$ nAs	$\vartheta_j$ °C	$R_{thJA}$ K/W	$C_{Null}$ pF	$f$ kHz
BY 289	0,38	150 ... 1000	3,8	20	0,4/100	1,4	300	100	100	92	40	20
BY 295	0,75	150 ... 600	3,8	40	1 /150	1,2	150	50	150	95	30	20
BY 291	1,1	75 ... 600	3,8	60	1 /150	1,3	150	50	150	87	40	20
BY 292	1,3	75 ... 300	3,8	80	1 /150	1,1	150	50	150	87	70	20
BY 258	1,6	100 ... 800	6	60	1 /150	1,25	150	50	150	57	40	20
BY 294	2,5	75 ... 600	6	60	1 /150	1,3	150	50	150	45	40	20
BY 300	3	400 ... 700	7,5	60	1 /150	1,3	150	50	150	37	40	20
1N 3879 ... 3883	6	50 ... 400	15	75	1 /100	1,2	200	—	150	26	—	30
1N 3889 ... 3893	12	50 ... 400	30	150	1 /100	1,2	200	—	150	26	—	30
SSi E39, E40	25	150	39	375	10 /175	1,12	—	7	175	0,7	—	20

- $I_{FAV}$  Dauergrenzstrom bei  $f = 40 \dots 1000\text{ Hz}$ ,  $\vartheta_A = 25^\circ\text{C}$
- $U_{RRM}$  Höchste periodische Spitzenspannung
- $I_{FRMS}$  Grenzeffektivstrom
- $I_{FSM}$  Stoßstrom
- $I_R$  Sperrstrom
- $U_F$  Durchlaßspannung
- $t_{rr}$  Sperrverzögerungszeit
- $Q_{rr}$  Sperrverzögerungsladung
- $\vartheta_j$  Sperrschichttemperatur
- $R_{thJA}$  Gesamtwärmewiderstand
- $C_{Null}$  Nullkapazität
- $f$  obere Betriebsfrequenz

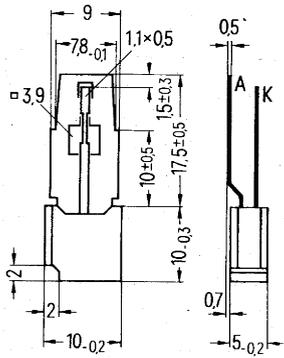
**Bild 6** Notwendiger Vorwiderstand  $R_{VOR}$  bei C-Last in Abhängigkeit von der Anschlußspannung  $U_{eff}$



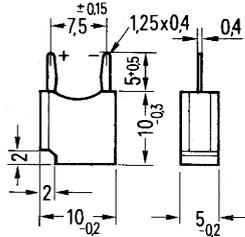
**Bild 7** Einbaumaße der schnellen Dioden



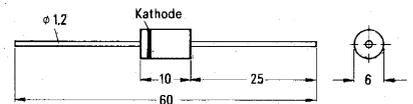
BY 295



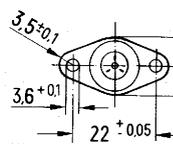
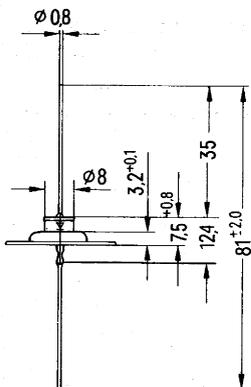
BY 294



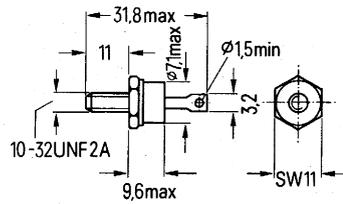
BY 289  
BY 291  
BY 292



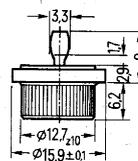
BY 258



BY 300



1N3879 ... 3883  
1N3889 ... 3893



SSi E39  
(Kathode = Gehäuse)

SSi E40  
(Anode = Gehäuse)

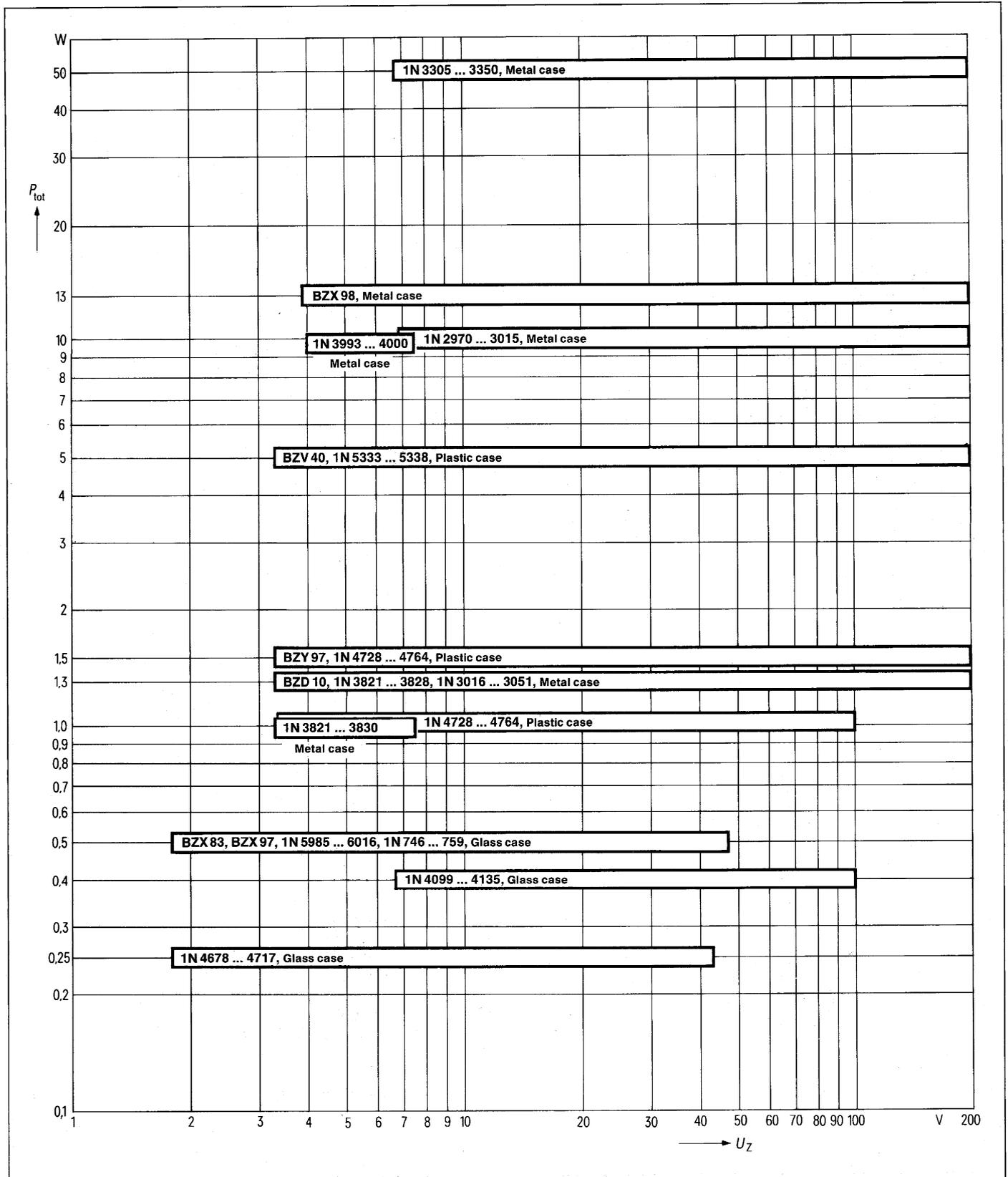
### 2.3 Z-Dioden

In Schaltnetzteilen werden Z-Dioden zur Gewinnung von Referenzspannungen und stabilisierten Spannungen eingesetzt. Diese Anwendungen sind vorwiegend im Steuerteil und in Nachregelkreisen. Im Diagramm **Bild 8** sind die

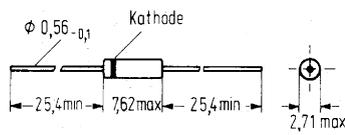
wichtigsten SIEMENS-Z-Dioden nach Spannungs- und Leistungsklassen geordnet, angegeben. Der Leistungsbe- reich geht von  $P_{\text{tot}} = 0,25$  bis 50 W, der Spannungsbereich von  $U_Z = 0,5$  bis 200 V. **Bild 9** enthält die Einbaumaße dieser Dioden.

Spezielle hochkonstante Referenzdioden sind in Literatur [3] enthalten.

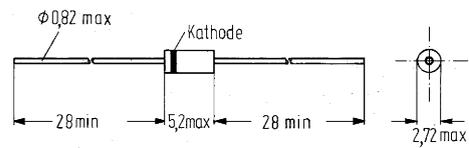
**Bild 8** Z-Dioden, Spannungs- und Leistungsgruppen



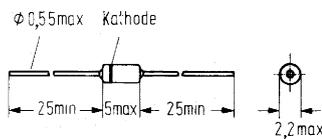
**Bild 9** Einbaumaße von Z-Dioden



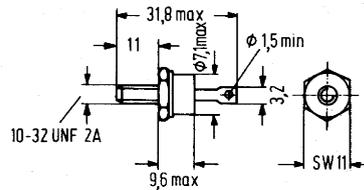
Glasgehäuse Do-7  
1N4099...4135  
1N4678...4717



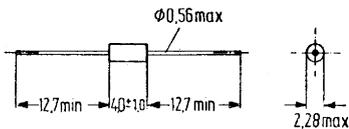
Kunststoffgehäuse Do-41  
BZY 97



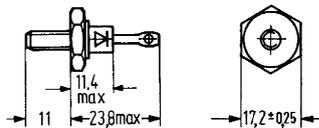
Glasgehäuse Do-35  
BZX 83  
BZX 97



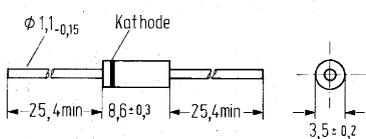
Metallgehäuse Do-4  
1N3993...4000  
1N2970...3015



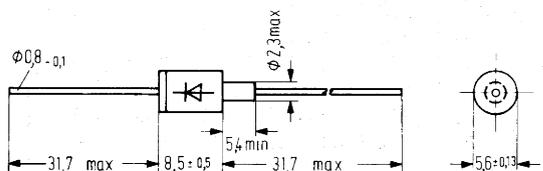
Kunststoffgehäuse  
1N4728...4764



Metallgehäuse Do-5  
BZX 98, metrisches Gewinde  
1N3305...3350, US-Gewinde



Kunststoffgehäuse  
BZV 40



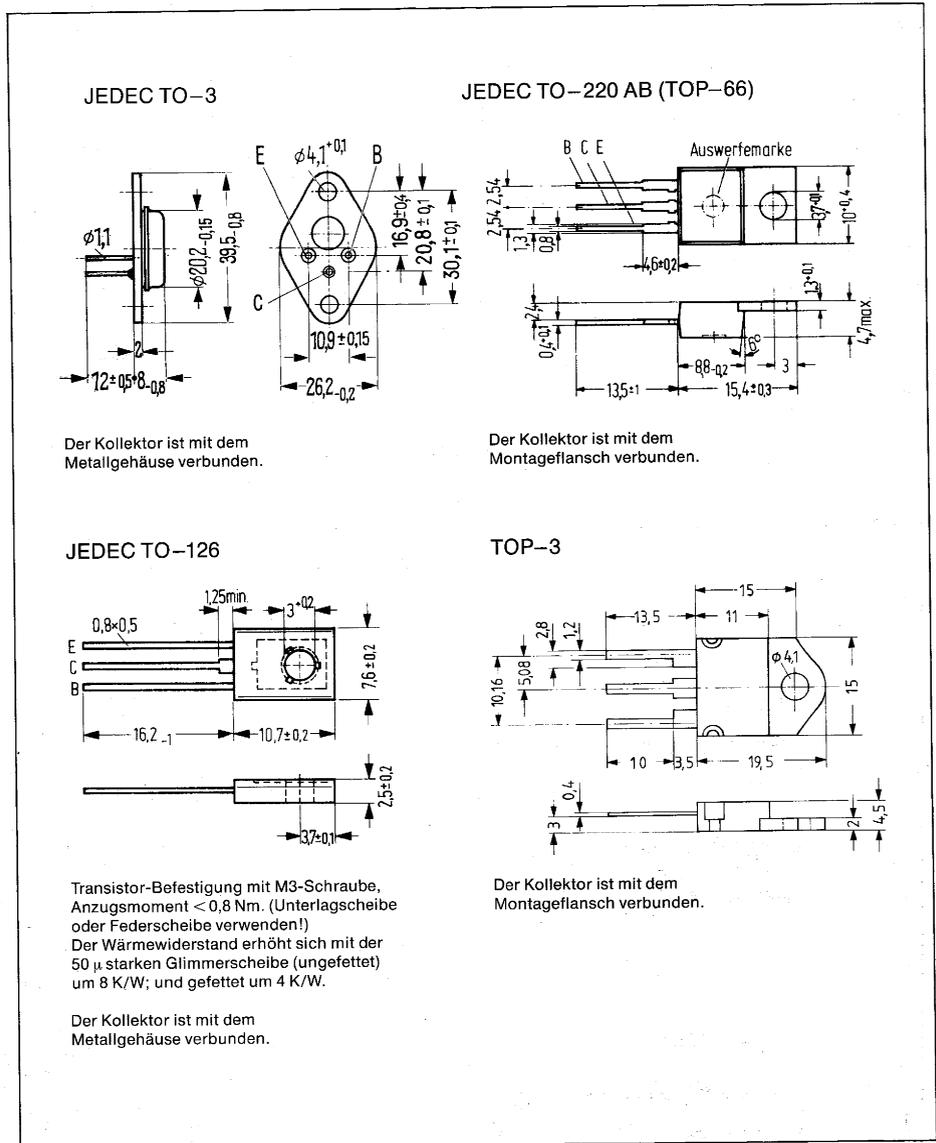
Metallgehäuse Do-13  
1N3821...3830  
BZD 10

## 2.4 Leistungs-Transistoren

In **Tabelle 5** sind die wichtigsten Daten schneller Schalttransistoren für Arbeitsfrequenzen in getakteten Stromversorgungen bis 100 kHz zusammengefaßt. Die Kollektor-Emitter-Spannungen  $U_{CES}$  umfassen den Bereich 100 bis 1500 V, die Kollektorströme  $I_C$  den Bereich 0,5 bis 15 A. Die Anstiegszeiten  $t_r$  und die Fallzeiten  $t_f$  betragen je nach Typ 0,4 bis 5  $\mu$ s, die Speicherzeiten  $t_s < 5 \mu$ s. Die Einbaumaße sind in **Bild 10** angegeben.

Literatur [4].

$U_{CEO}$	Kollektor-Emitter-Spannung
$U_{CES}$	Kollektor-Emitter-Spitzenspannung
$U_{CESat}$	Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
$I_C$	Kollektorstrom
$I_{CM}$	Kollektorspitzenstrom ( $t < 2$ ms)
$I_B$	Basisstrom
$P_{tot}$	Zulässige Gesamtverlustleistung
$B$	Stromverstärkung
$f_T$	Transitfrequenz
$t_r$	Anstiegszeit
$t_s$	Speicherzeit
$t_f$	Fallzeit
$T_j$	Sperrschichttemperatur
$R_{thjg}$	Wärmewiderstand Kollektor-sperrschicht-Transistorgehäuse



**Bild 10** Einbaumaße von Leistungstransistoren

**Tabelle 5**

Kenn- und Grenzdaten schneller NPN-Leistungstransistoren für Schalteranwendung

Typ	$U_{CEO}$ V	$U_{CES}$ V	$U_{CESat}(I_C)$ V (A)	$I_C$ A	$I_{CM}$ A	$I_B$ A	$P_{tot}$ W	$B(I_C)$ (A)	$f_T(I_C)$ MHz (A)	$t_r$ $\mu$ s	$t_s$ $\mu$ s	$t_f$ $\mu$ s	$T_j$ $^{\circ}$ C	$R_{thjg}$ K/W	Ge- häu- se
BUX 80	400	800	$< 1,5$ (5)	10	15	4	115	$> 30$ (1,2)	6 (0,2)	$< 0,5$	$\approx 3$	$< 0,8$	150	1,1	TO-3
BUX 82	400	800	$< 1,5$ (2,5)	6	8	2	75	$> 30$ (0,6)	6 (0,2)	$< 0,5$	$\approx 3$	$< 1$	150	1,65	TO-3
BUX 84	400	800	$< 1,5$ (0,3)	2	3	1	40	$> 50$ (0,1)	20 (0,2)	$< 0,4$	$\approx 3,5$	$< 0,5$	150	2,5	TO-220
BUX 86	400	800	$< 1,5$ (0,25)	0,5	1	0,3	20	$> 50$ (0,05)	20 (0,5)	$< 0,5$	$\approx 3,5$	$< 0,5$	150	5	TO-126
BUW 57	125	150	$< 1,5$ (18)	15	20	4	120	$> 10$ (18)	20 (0,5)	$< 1$	$\approx 2$	$< 0,5$	150	1,25	TO-3
BUW 73	200	300	$< 1,5$ (12)	15	20	4	120	$> 10$ (12)	20 (0,5)	$< 1$	$\approx 2$	$< 0,5$	150	1,25	TO-3
BUY 55	125	150	$< 1,5$ (7)	7	10	2	60	$> 8$ (7)	20 (0,2)	$< 1$	$\approx 1,2$	$< 1$	175	1,7	TO-3
BUY 72	200	280	$< 1,5$ (7)	7	10	2	60	$> 8$ (7)	20 (0,2)	$< 1$	$\approx 1,2$	$< 1$	175	1,7	TO-3
BU 326A	900	400	$< 5$ (5)	6	8	2	50	$> 4$ (4)	6 (0,2)	$< 0,5$	$\approx 3$	$< 1$	150	2	TO-3
BU 426A	900	400	$< 5$ (5)	6	8	2	50	$> 4$ (4)	6 (0,2)	$< 0,5$	$\approx 3$	$< 1$	150	2	TOP-3
BU 626A	1000	400	$< 3,3$ (2,5)	10	15	4	100	$> 8$ (4)	6 (0,2)	$< 0,5$	$\approx 3$	$< 1$	175	1,5	TO-3
BU 208A	700	1500	$< 5$ (4,5)	5	7,5	2,5	12	$> 2$ (4,5)	1 (0,1)	$< 0,7$	$\approx 1$	$< 0,7$	115	1,6	TO-3
2N 3055	60	100	$< 1,1$ (4)	15	20	7	115	$> 20$ (4)	0,8 (1)	$< 5$	$\approx 5$	$< 5$	200	1,5	TO-3

### 2.4.1 Bemessungshinweise zur Transistorauswahl

Bevorzugter Taktfrequenzbereich 15 bis 35 kHz.

#### Berechnung der maximal auftretenden Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CES}$

Da die Basisansteuerung des Schalttransistors eine niedere Impedanz hat, insbesondere bei Verwendung eines Treibertransformators, kann von der Kollektor-Emitter-Spannung bei kurzgeschlossener Emitter-Basisstrecke ausgegangen werden. Die maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung, die der Transistor beherrschen muß, ist:

$$U_{CES} = 2 \sqrt{2} U_E \cdot 1,1 \cdot 1,1 \quad (1)$$

$U_E$  Effektivwert der Eingangsspannung des SNT;

1,1 Faktoren für 10 % Überspannung und 10 % Sicherheitszuschlag gegen kurzzeitiges Überschwingen.

Für 220 V Netzspannung errechnet sich somit

$$U_{CES} = 3,42 \cdot 220 = 755 \text{ V; empfohlen wird ein Transistor mit}$$

$$U_{CES} = 800 \text{ V.}$$

Zur Bedämpfung von Spannungsspitzen und Überschwingern, die durch Streuinduktivitäten von Transformatoren, Drosseln und Schaltungskapazitäten entstehen, sind parallel zur Kollektor-Emitterstrecke R-, C- und D-Glieder vorzusehen. Bei Überschreiten der Sperrspannung entsteht im Chip des Transistors am Ort seiner kleinsten Sperrfähigkeit, d. h. an seiner schwächsten Stelle, ein Durchbruch erster Art.

#### Ermittlung des Kollektorstromes

Der Kollektorstrom  $I_C$  errechnet sich aus der zu übertragenden Leistung  $N$ , der gleichgerichteten Eingangsspannung (Netzspannung)  $U_E$ , dem Tastverhältnis  $v$  und der Kurvenform des Stromes (dreieck- oder rechteckförmig) wie folgt:

$$\text{Für Rechteckform } I_C = \frac{P}{U_E \cdot v} \quad (2)$$

$$\text{für Dreieckform } I_C = \frac{2P}{U_E \cdot v} \quad (3)$$

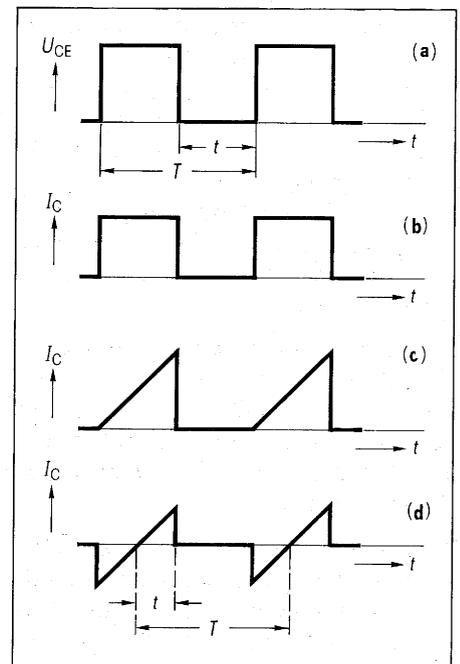
Bei Dreieckform mit Inversanteil liegt  $I_C$  entsprechend höher. In **Bild 11** ist der Stromverlauf  $I_C$  für Rechteck- und Dreieckform dargestellt.

Der Emitterstrom ist auch von der Basisansteuerung abhängig. Die Stromverstärkung  $B$  geht mit steigendem Kollektorstrom zurück. Bei zu großem Kollektorstrom kann der zur vollen Ansteuerung nötige Basisstrom von der Ansteuerung nicht mehr aufgebracht werden. Die Folge ist ein Ansteigen der Kollektor-Emitter-Spannung, und ein Anstieg der Verluste  $P_{zul}$  im Transistor (Gl. 4).

$$P_{zul} = \bar{I}_C U_{CESat} \cdot v; v = \frac{t}{T} \quad (4)$$

$\bar{I}_C$  Mittelwert des Kollektorstromes  
 $v$  Tastverhältnis

Die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung  $U_{CESat}$  muß daher klein bleiben. Steigen die Verluste über den zulässigen Wert, so tritt innerhalb des Halbleiterkristalls örtlich eine höhere Stromdichte auf, die zu einer starken lokalen



**Bild 11** Stromverlauf  $I_C$  für Rechteck- und Dreieckform

(a) Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CES}$  bei nachstehenden Stromkurven (b), (c), (d)  
(b)  $I_C$  für Rechteckform, Tastverhältnis 1:2  
(c)  $I_C$  für Dreieckform, Tastverhältnis 1:2  
(d)  $I_C$  für Dreieckform, Tastverhältnis 1:2, Inversanteil 1:4

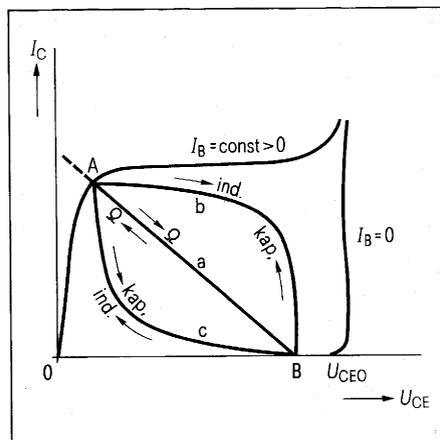
Erwärmung („hot spot“) führt. Die Überhitzung im „hot spot“ beträgt gegenüber dem übrigen Kristall mehrere 100K und führt schließlich zu einem Kurzschluß zwischen Kollektor und Emitter (Durchbruch zweiter Art).

Um eine Überlastung des Transistors während des Umschaltvorganges zu überprüfen, wird das (gegebenenfalls multiplizierte) Zeit-Oszillogramm der Kollektorspannung und des Kollektorstromes herangezogen oder es wird die Schaltkennlinie, d. h. der Kollektorstrom als Funktion der Kollektorspannung während des Schaltvorganges ( $U_C$ - $I_C$ -Kennlinie) betrachtet.

Die Schaltkennlinie wird durch die im Kollektorkreis vorhandene Impedanz beeinflusst. In **Bild 12** sind die typischen Schaltkennlinien bei induktiver Last, bei rein ohmscher Belastung und bei kapazitiver Belastung gezeigt.

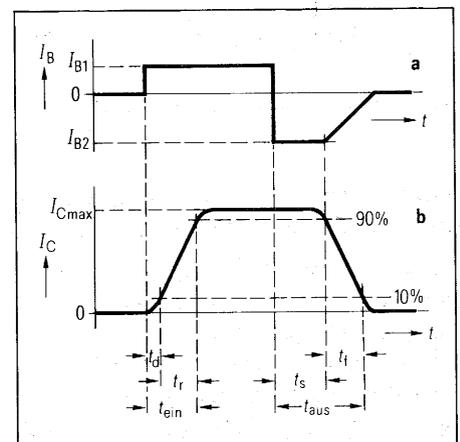
Zwischen den stationären Zuständen – gesperrt bzw. durchgesteuert – durchläuft der Transistor innerhalb der Einschalt- bzw. Ausschaltzeit (0,5 bis 1  $\mu$ s) die zugeordnete Schaltkennlinie.

Für die schnelle Abschaltung des Leistungstransistors ist eine schnelle Ausräumung der Basis von Fremdträgern erforderlich. Dazu muß ein kurzer, starker Ausräumstrom fließen (**Bild 13**). Wählt man für den Basisausräumstrom  $I_{B2}$  etwa den doppelten Wert des Basisausräumstromes  $I_{B1}$  (**Bild 13**), so lassen sich die Anstiegszeiten  $t_r$  und die Fallzeiten  $t_f$  der in **Tabelle 5** aufgeführten Leistungstransistoren auf etwa die halben Tabellenwerte drücken.



**Bild 12** Schaltkennlinienfeld

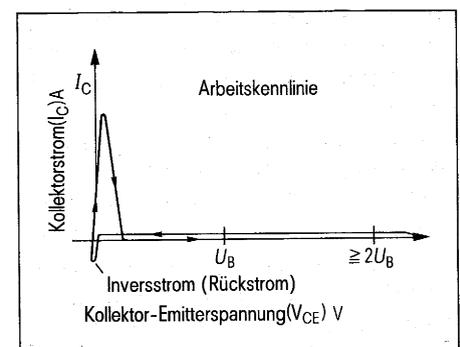
- a Ohmsche Last
- b Induktive Last (Abschalten A  $\rightarrow$  B)  
Kapazitive Last (Einschalten B  $\rightarrow$  A)
- c Induktive Last (Einschalten B  $\rightarrow$  A)  
Kapazitive Last (Abschalten A  $\rightarrow$  B)



**Bild 13** Schaltverhalten von Transistoren

- a Eingangssignal, Basiseinschaltstrom  $I_{B1}$   
Basisausräumstrom  $I_{B2}$
- b Ausgangssignal, Kollektorstrom  $I_C$
- $t_d$  = Verzögerungszeit (delay time)
- $t_r$  = Anstiegszeit (rise time)
- $t_s$  = Speicherzeit (storage time)
- $t_f$  = Fallzeit (fall time)
- $t_{ein} = t_d + t_r$  = Einschaltzeit
- $t_{aus} = t_s + t_f$  = Ausschaltzeit

**Bild 13a** Verlustarme Schaltkennlinie eines Transistors durch einen Schwingkreis im Kollektorkreis



### 2.4.2 SOAR-Diagramm und Ausfallmechanismen

Die erlaubten Betriebsdaten eines Transistors sind in seinem SOAR-Diagramm festgelegt (safe operation area). Die maximal zulässige Verlustleistung  $P_{tot}$  liegt auf einer Grenzkurve, deren Teilstücke durch unterschiedliche Ausfallmechanismen bedingt sind, vergleiche **Bild 14**.

**Teilstück AB:**  $I_C = \text{konstant}$ , Begrenzung durch den maximalen Kollektorstrom.

Der zugelassene Dauerstrom  $I_C$  bzw. Spitzenstrom  $I_{Cm}$  ist durch den mechanischen Aufbau begrenzt, z.B. durch den Kontaktdraht. Eine Eingrenzung wird darüber hinaus vom Halbleiterhersteller auch eingeführt, wenn die Kenn- und Grenzdaten den Betrieb bei größeren Strömen unzuweckmäßig machen.

**Teilstück BC:**  $P_{tot} = \text{konstant}$ , Begrenzung durch die maximale Sperrschichttemperatur  $T_{Jmax}$ .

$T_J$  ist bei den meisten dreifachdiffundierten Transistoren auf  $150^\circ\text{C}$  begrenzt. Bei kurzzeitiger Überschreitung wird der Transistor nicht unbedingt zerstört. Entscheidend für diese Einschränkung ist vielmehr, daß bei  $T_{Jmax}$  auch die übrigen Grenzdaten entsprechend den Angaben **Tabelle 5** eingehalten werden.

Wegen der Temperaturabhängigkeit der elektrischen Kenndaten, z.B. der Stromverstärkung, der Schaltzeiten und der Sperrströme, besteht außerdem die Gefahr einer thermischen Instabilität in der Schaltung. Zu berücksichtigen ist ferner, daß die mittlere Lebensdauer eines Transistors mit steigender Temperatur abnimmt, z.B. durch Instabilität der Sperrspannungen oder durch Lotermüdung.

**Teilstück CD:**  $P_{tot} = f(U_{CE})$ , Begrenzung durch den zweiten Durchbruch für  $U_{CE} < U_{CE0}$ .

Mit zunehmender Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  wird  $P_{tot}$  im aktiven Arbeitsbereich durch den zweiten Durchbruch herabgesetzt (forward second breakdown), in dem sich der Kollektorstrom auf kleine Kristallgebiete konzentriert (hot spots). Der Betrieb wird instabil und  $U_{CE}$  bricht meistens irreversibel zusammen. Vergleiche **Bild 15**, **Kurve a**.

Ursache der Stromeinschnürung ist die elektrisch-thermische Wechselwirkung zwischen einer minimalen lokalen Stromdichteanhebung am Emitter und der Kollektorsperrschicht, in der die Verlustleistung örtlich ansteigt. Sie hat eine Temperaturerhöhung zur Folge, die über die Absenkung der Basis-Emitter-Flußspannung positiv auf die Injektionsstromdichte zurückgekoppelt wird. Der Prozeß kann auch von einer erhöhten örtlichen Temperatur ausgehen, die z.B. an einem Lunker im Lot zwischen Transistorchip und Bodenplatte entsteht.

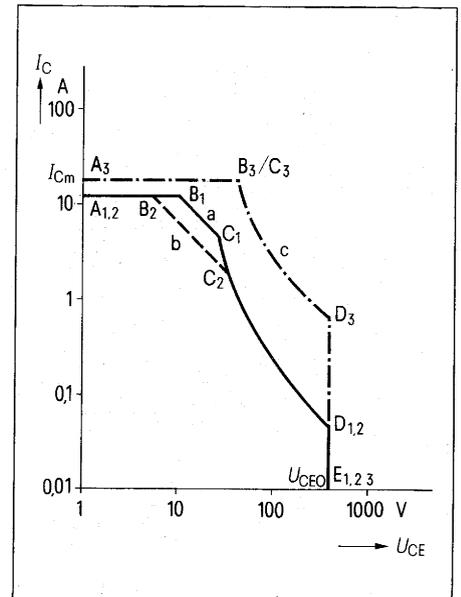
Oberhalb von  $250^\circ\text{C}$  wird die Mitkoppelung durch thermisch erzeugte Ladungsträger vergrößert. Schließlich kommt es zu einer Störstellenwanderung und Ausbildung eines Schmelzkanals zwischen Kollektor und Emitter.

Die Abnahme der zulässigen Verlustleistung mit steigender Spannung hat folgende Gründe:

- Geringerer Strom bedeutet weniger Stromgegenkopplung über die im Transistor vom Halbleiterhersteller eingebauten Serienwiderstände.
- Mit steigendem  $U_{CE}$  nimmt die Basisweite ab. Emitter und Kollektor sind enger miteinander verkoppelt.

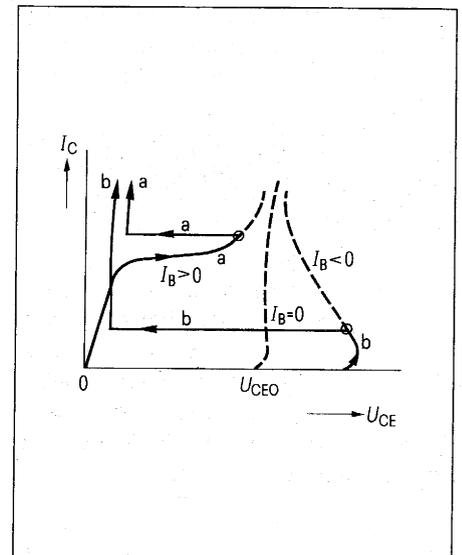
**Bild 14** SOAR-Diagramm eines dreifachdiffundierten Transistors

- a Statischer Betrieb bei  $25^\circ\text{C}$  (Kurvengzug  $A_1, B_1, C_1, D_1, E_1$ )
- b Statischer Betrieb bei  $100^\circ\text{C}$  (Kurvengzug  $A_2, B_2, C_2, D_2, E_2$ )
- c Impulsbetrieb mit Impulsdauer  $t_p = 100 \mu\text{s}$ , Taktverhältnis = 0 Taktverhältnis (Einzelimpuls) bei  $25^\circ\text{C}$
- v (Kurvengzug  $A_3, B_3, C_3, D_3, E_3$ )

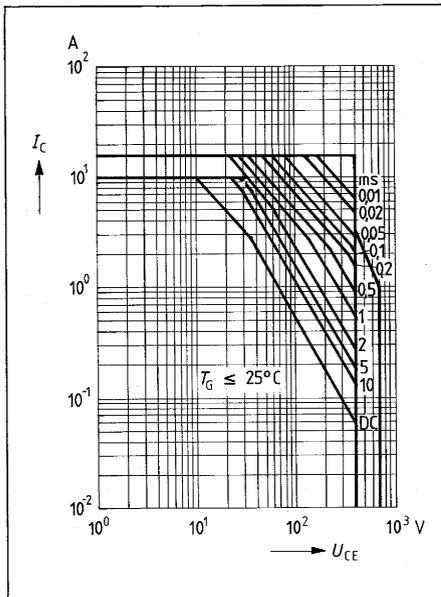


**Bild 15** Strom-Spannungsverläufe im zweiten Durchbruch

- a Im aktiven Bereich  $U_{CE} < U_{CE0}$ ,  $I_B > 0$
- b Im Sperrbereich,  $U_{CE} > U_{CE0}$ ,  $I_B < 0$

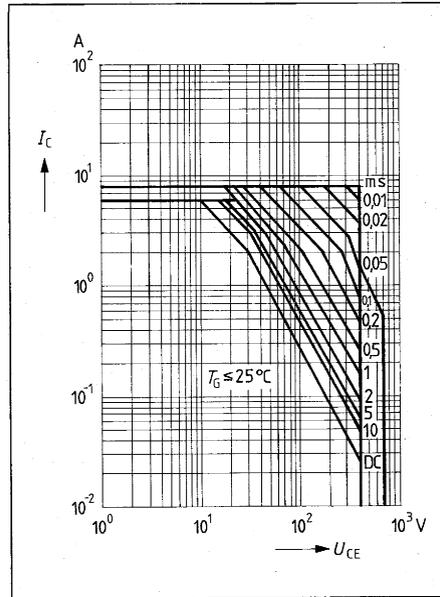


BUX 80



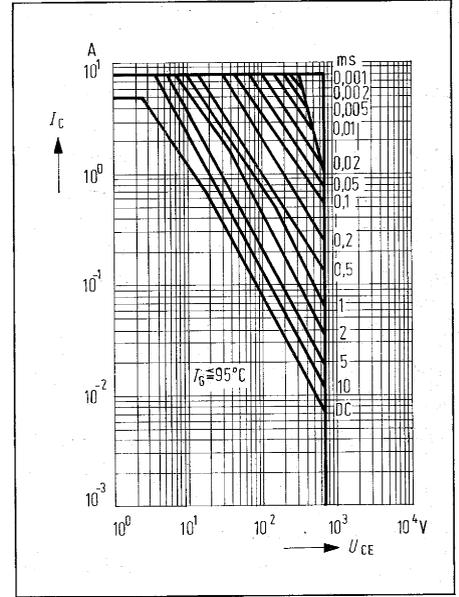
**Bild 16** zulässiger Betriebsbereich  
 $I_C = f(U_{CE})$ ;  $T_G \leq 25^\circ\text{C}$  für BUX 80

BUX 82



**Bild 17** zulässiger Betriebsbereich  
 $I_C = f(U_{CE})$ ;  $T_G \leq 25^\circ\text{C}$  für BUX 82

BU 208



**Bild 18** Zulässiger Betriebsbereich  
 $I_C = f(U_{CE})$ ;  $T_G \leq 95^\circ\text{C}$ ;  $v = 0,01$  für BU 208

Auch Transistoren mit höherer Grenzfrequenz haben wegen ihrer dünneren Basis meistens eine kleinere Belastbarkeit.

**Teilstück DE:**  $U_{CE} = \text{konstant}$ , **Begrenzung durch den zweiten Durchbruch** für  $U_{CE} \geq U_{CEO}$ .

Bei Spannungen oberhalb von  $U_{CEO}$  besteht durch den Einfluß der Lawinmultiplikation ein zusätzlicher Mechanismus, der zu einer Stromeinschnürung, einer Instabilität und zum zweiten Durchbruch bei gesperrtem Transistoreingang führt, siehe **Bild 15, Kurve b** (reverse second breakdown).

Die Mindestfeldstärke zur Ausbildung einer Trägerlawine wird in der Transistorsperrschicht oft nur in einem kleinen Gebiet erreicht. Ein Stromdurchbruch, in dem sich Lawinenstoßprozesse und Emitter-Injektionsstromdichten wechselseitig verstärken, ist von vorneherein lokal begrenzt. Ein negativer Basisstrom spannt über den lateralen Spannungsabfall in der Basis den stromführenden Emitterfleck gegen den Basiskontakt in Flußrichtung vor und schnürt den Stromkanal in einer besonders kurzen Zeit ( $< 1 \mu\text{s}$ ) zusammen.

Aus diesem Grunde verträgt ein Transistor im Durchbruchbetrieb um so weniger Leistung, je negativer die Basis bzw. je kleiner der Basiswiderstand ist. Der gleiche Mechanismus, der die Durchbruchspannungen  $U_{CES}$ ,  $U_{CEV}$  oder  $U_{CER}$  gegen  $U_{CEO}$  erhöht, begünstigt andererseits den zweiten Durchbruch. Die Spannungserhöhung darf nicht ausgenutzt werden. Das SOAR-Diagramm endet bei fließendem Kollektorstrom mit  $U_{CEO}$ . Auch kurzzeitige Spannungsspitzen dürfen nicht über den Durchbruch eines Transistors geklammert werden.

Die **Bilder 16, 17 und 18** zeigen die SOAR-Diagramme für die Transistoren BUX 80, BUX 82 und BU 208A.

### 2.4.3 Gesamt-Verlustleistung

Die zulässige Gesamt-Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$  setzt sich zusammen aus der Kollektor-Verlustleistung und der Basis-Verlustleistung:

$$P_{\text{tot}} = I_C \cdot U_{CE} + I_B \cdot U_{BE} \quad (5)$$

Die Basis-Verlustleistung kann meistens vernachlässigt werden, d. h.

$$P_{\text{tot}} \approx I_C \cdot U_{CE} \quad (6)$$

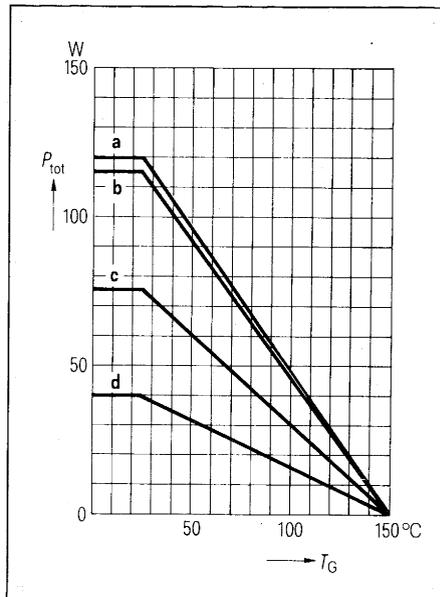
$P_{\text{tot}}$  abhängig von der Gehäuse-temperatur  $T_G$

Die Werte für  $P_{\text{tot}}$  sind in **Tabelle 5** als Grenzwerte angegeben, bezogen auf eine Gehäusetemperatur  $T_G$  von 25°C bzw. 75°C bzw. 95°C, je nach Transistortyp. Für andere Gehäusetemperaturen muß  $P_{\text{tot}}$  anhand der Diagramme **Bild 19**, **20**, **21**, **22** umgerechnet werden. Bei Veränderung von  $T_G$  tritt im SOAR-Diagramm **Bild 14** eine Parallelverschiebung der Geraden BC ein. Im Bereich des zweiten Durchbruchs, Kurve CD ist die Sperrschichttemperatur  $T_j$  kleiner als die Werte in **Tabelle 5** und  $P_{\text{tot}}$  ist in erster Näherung unabhängig von  $T_G$ .

$P_{\text{tot}}$  abhängig von der Spannung  $U_{CE}$

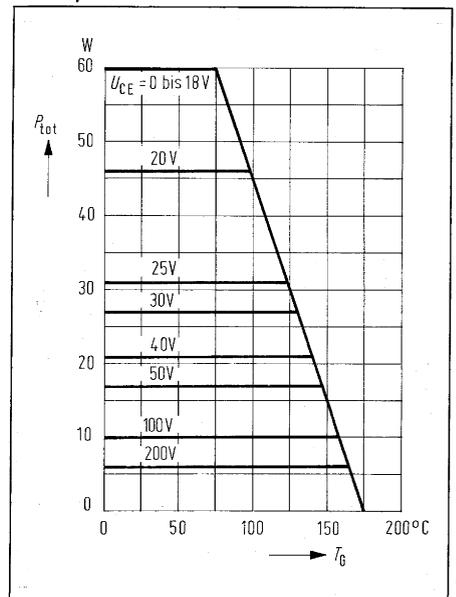
Im Bereich der Grenze BC (**Bild 14**) ist  $P_{\text{tot}}$  unabhängig von  $U_{CE}$ . Im Bereich der Grenzkurve CD dagegen muß  $P_{\text{tot}}$  wegen des zweiten Durchbruchs mit steigender Spannung  $U_{CE}$  reduziert werden. Der Reduktionsfaktor  $k_U$  ist den einschlägigen Diagrammen im Datenbuch [4] zu entnehmen.

BUW 57, 73, BUX 80, 82, 84



**Bild 19** Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung  $P_{\text{tot}} = f(T_G)$   
 Kurve a BUW 57, 73  
 Kurve b BUX 80  
 Kurve c BUX 82  
 Kurve d BUX 84

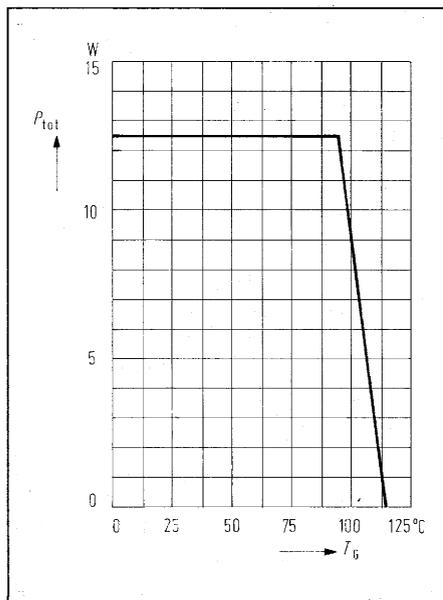
BUY 55, 72



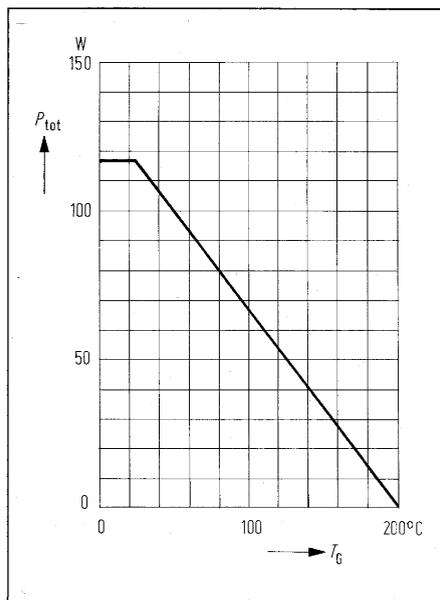
**Bild 20** Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung  $P_{\text{tot}} = f(T_G)$ ;  $U_{CE} = \text{Parameter}$  für BUY 55, 72

BU 208

2N 3055



**Bild 21** Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung  $P_{tot} = f(T_G)$  für BU 208



**Bild 22** Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung  $P_{tot} = f(T_G)$  für 2 N 3055

**$P_{tot}$  bei Impulsbelastung**

Bei impulsförmiger Belastung kann wegen der thermischen Trägheit des Systems Siliziumchip/Bodenplatte eine Erhöhung von  $P_{tot}$  zugelassen werden. Die Aufheiz- und Abkühlkonstanten der in **Tabelle 5** aufgeführten Transistoren im TO-3-Gehäuse liegen im Millisekundenbereich. Die Erhöhung von  $P_{tot}$  ist im Datenbuch bzw. in den Datenblättern unterschiedlich dargestellt:

- durch Pulsärmewiderstand  $Z_{thJG} = f(t)$ ; Parameter  $v$ ;

$$v \quad \text{Tastverhältnis} = \frac{t}{T};$$

$$t \quad \text{Impulsdauer};$$

$$T \quad \text{Periodendauer}$$

$$P_{totM} = \frac{T_{jmax} - T_G}{Z_{thJG}}; \quad (7)$$

dabei  $T_G > T_{breakpoint}$  (siehe **Bild 19, 20, 21, 22**)

- $P_{totM}$  Amplitude der noch zulässigen rechteckförmigen Puls-Verlustleistung
- $T_{jmax}$  maximale Sperrschichttemperatur jeweils am Ende der Impulse
- $T_G$  Gehäusetemperatur

- durch Faktor  $m = f(t)$ ;  $v$  Tastverhältnis als Parameter;  $m \geq 1$ ;

$$P_{totM} = m \cdot P_{tot} \quad (8)$$

Ein Schwingkreis im Kollektorkreis ergibt bei geeigneter Steuerung der Ein- und Ausschaltzeitpunkte eine optimale, verlustarme Schaltkennlinie (**Bild 13a**).

Wird der Transistor nicht im Schaltbetrieb sondern im linearen Bereich seiner Kennlinie betrieben, so ist anstelle der Sättigungsspannung die Arbeits-Kollektorspannung einzusetzen. Damit wird die Verlustleistung bedeutend größer. Ein solcher Betrieb ist bei Schaltnetzteilen möglich, wenn das Tastverhältnis klein ist und für den Schalttransistor ein genügend großer Wärme-Ableitkörper verwendet wird. Das Schaltnetzteil stellt dann einen Generator mit großem Innenwiderstand (Stromgenerator) dar. Die übertragbaren Leistungen sind dabei aber wesentlich geringer als bei Durchschaltung bis in die Sättigungsgerade.

Die mittlere Verlustleistung an einem Transistor (oder sonstigen Halbleiter) ermittelt man in Fällen mit ungewöhnlichen Spannungs- und Stromkurvenformen wie folgt:

- Es wird die Endtemperatur des Halbleiters am Gehäuse und betriebsmäßigen Kühlkörper bei der Arbeitsfrequenz gemessen.
- Diese Endtemperatur wird am gleichen Halbleiter mit Gleichstrom ( $I_C \cdot U_C$ ) nachgebildet. Diese gemessene Gleichstromleistung entspricht dann der gesuchten mittleren Betriebsverlustleistung.  
Literatur [16]

#### 2.4.4 Inverser Betrieb

Kann durch einen gegebenen Belastungsfall ein inverser Betrieb der Schalttransistoren auftreten, so sollte eine Freilaufdiode parallel zum Transistor geschaltet werden. Sie verhindert den Durchbruch des Transistors bei transienten Spannungen und Strömen (analog zum zweiten Durchbruch im Normalbetrieb).

Bei Transistoren mit großem  $B_{inv}$  darf der im Normalbetrieb zugelassene Emitterstrom (ggf. mal Faktor 0,8) nicht überschritten werden. Außerdem muß eine ausreichende Kühlung vorhanden sein.

Tritt kein Durchbruch einer Sperrschicht ein, so sind durch den inversen Betrieb keine Auswirkungen auf die Zuverlässigkeit vorhanden.

#### 2.5 Schnelle Thyristoren

**Tabelle 6** enthält Kenn- und Grenzwerte von Thyristoren mit kleiner Freiwerdezeit. Das Typenspektrum hat folgende Kennwertbereiche:

- Periodische Spitzensperrspannung  $U_{DRM}/U_{RRM} = 200$  bis  $1000$  V,
- Grenzeffektivstrom  $I_{TRMS(1)} = 5$  bis  $400$  A,
- Freiwerdezeit  $t_q = 8$  bis  $25$   $\mu$ s.

Diagramme und Kennlinienfelder zur Dimensionierung von Thyristorschaltungen sind in den einschlägigen SIEMENS-Datenbüchern enthalten. (Siehe **Tabelle 6**, rechte Spalte.)

Die Einbaumaße der Thyristoren gehen aus **Bild 23** hervor. In **Tabelle 7** sind die Eigenschaften von Thyristoren und Transistoren bei Verwendung als Leistungsschalter in getakteten Stromversorgungen gegenübergestellt. Der Transistor ist dem Thyristor dann vorzuziehen, wenn Durchlaßspannung und Schaltzeit entscheidende Faktoren sind. Letztere beeinflusst vor allem Gewicht und Volumen des Wandlers.

Als Leistungsschalter eignen sich nur schnelle Thyristoren, d. h. mit Freiwerdezeit  $t_q < 10$   $\mu$ s, in Grenzfällen  $< 25$   $\mu$ s. Die Freiwerdezeit kann noch verkürzt werden indem während der Abschaltzeit der Anodenspannung an der Steuerelektrode (gate) eine negative Spannung aus einer Stromquelle niederer Impedanz angelegt wird. Dadurch entsteht ein kräftiger Strom, der den größten Teil der gespeicherten Ladungsträger absaugt. Der Thyristor sperrt.

Durch die große Flankensteilheit von Spannung und Strom besteht bei schnellen Thyristoren die Gefahr der „Falschzündung“. Die Kapazität zwischen Anode und Gate und der Widerstand zwischen Kathode und Gate bilden zusammen ein RC-Differenzierglied. Schnelle positive Änderungen der Anodenspannung erzeugen dadurch am Gate positive Spannungen, die den Thyristor zu einem unerwünschten Zeitpunkt zünden können.

Abhilfen dagegen sind:

Beschränkung der Änderungsgeschwindigkeit der Anodenspannung durch Beschaltung der Anode mit RC-Gliedern oder mit einer Drossel und/oder die Schaffung eines möglichst kleinen Widerstandes zwischen Gate und Kathode.

**Tabelle 6**

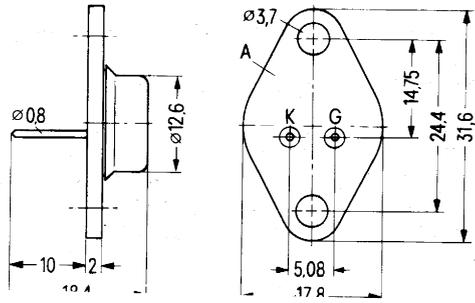
Kenn- und Grenzwerte von schnellen Thyristoren

Kennwert Typ	$U_{DRM}$ $U_{RRM}$ V	$I_{TRMS (I)}$ A	$I_{TSM (I)}$ A	$f_i^2 dt$ A <sup>2</sup> s	$(di/dt)_{cr}$ A/ $\mu$ s	$(du/dt)_{cr}$ V/ $\mu$ s	$t_q$ $\mu$ s	$I_{GT}$ mA	$U_{GT}$ V	$\vartheta_{j (I)}$ °C	$R_{thJC}$ K/W	Gehäuse, spez. Eigenschaften	Datenbuch
BSSt CC01 26 BSSt CC01 33	400 500	5	50 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	12,5 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	200 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	100 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	8 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	50 ( $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ )	3 (50 mA)	100	4,5	T0 66 Bild 23 mit integrierter Diode rückwärtsleitend	1978/79 Silizium- Thyristoren Teil 1 S. 32
BSSt CC01 40 BSSt CC01 46	600 700												
BSSt C06 26 BSSt C06 33	400 500	5	50 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	12,5 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	200 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	100 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	8 ( $\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$ )	50 ( $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ )	3 (50 mA)	100	4,5	T0 66 Bild 23	1978/79 Silizium- Thyristoren Teil 1 S. 48
BSSt C06 40 BSSt C06 46	600 700												
BSSt F04 20 BSSt F04 26 BSSt F04 33	300 400 500	47	390 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ )	530 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $t = 5 \text{ ms}$ )	50 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $U_D = 0,6 U_{DRM}$ 1)	1000 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ 1)	25 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ )	100 ( $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $U_D > 2 \text{ V}$ )	2 (100 mA)	110	0,63	Schraub- gehäuse M8 Bild 23	1976/77 Silizium- Thyristoren Teil 3 S. 32
BSSt F04 40 BSSt F04 46 BSSt F04 55 BSSt F04 60 BSSt F04 66	600 700 800 900 1000												
BSSt H04 20 BSSt H04 26 BSSt H04 33	300 400 500	110	1060 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ )	4000 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $t = 5 \text{ ms}$ )	50 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $U_D = 0,6 U_{DRM}$ 1)	1000 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ 1)	25 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ )	200 ( $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $U_D > 2 \text{ V}$ )	2 (200 mA)	110	0,36	Schraub- gehäuse M12 Bild 23	1976/77 Silizium- Thyristoren Teil 3 S. 38
BSSt H04 40 BSSt H04 46 BSSt H04 55 BSSt H04 60 BSSt H04 66	600 700 800 900 1000												
BSSt H61 13f BSSt H61 20f	200 300	220	1650 ( $\vartheta_j = 140^\circ\text{C}$ )	8000 ( $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $t = 5 \text{ ms}$ )	150 ( $\vartheta_j = 140^\circ\text{C}$ $U_D = 0,6 U_{DRM}$ 1)	500 ( $\vartheta_j = 140^\circ\text{C}$ 1)	15 ( $\vartheta_j = 140^\circ\text{C}$ )	200 ( $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $U_D > 2 \text{ V}$ )	1,5 (200 mA)	140	0,17 bis 0,4 1)	Scheiben- gehäuse Bild 23	1976/77 Silizium- Thyristoren Teil 3 S. 76
BSSt H61 26f BSSt H61 33f	400 500												
BSSt L47 33f BSSt L47 40f	500 600	400	2450 ( $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ )	16000 ( $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ $t = 5 \text{ ms}$ )	100 ( $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ $U_D = 0,6 U_{DRM}$ 1)	1000 ( $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ 1)	15 ( $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ )	250 ( $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $U_D > 2 \text{ V}$ )	1,5 (250 mA)	125	0,11 bis 0,3 1)	Scheiben- gehäuse Bild 23	1976/77 Silizium- Thyristoren Teil 3 S. 76
BSSt L47 46f BSSt L47 53f BSSt L47 60f BSSt L47 66f	700 800 900 1000												

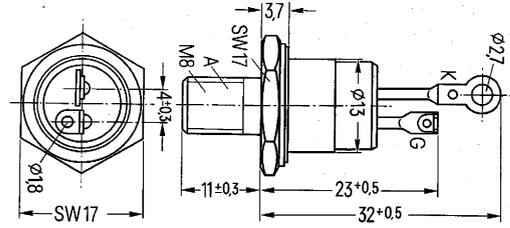
$U_{DRM}$  höchste positive periodische Spitzensperrspannung  
 $U_{RRM}$  höchste negative periodische Spitzensperrspannung  
 $I_{TRMS (I)}$  Grenzeffektivstrom  
 $I_{TSM (I)}$  Stoßstromgrenzwert  
 $f_i^2 dt$  Grenzlastintegral

$(di/dt)_{cr}$  kritische Stromsteilheit  
 $(du/dt)_{cr}$  kritische Spannungssteilheit  
 $t_q$  Freiwerdezeit  
 $I_{GT}$  oberer Zündstrom  
 $U_{GT}$  obere Zündspannung

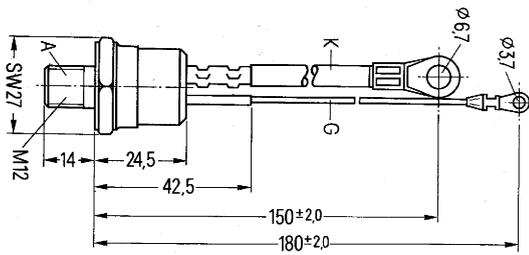
$\vartheta_{j (I)}$  höchste Sperrschichttemperatur  
 $R_{thJC}$  innerer Wärmewiderstand (Thyristor)  
 $U_D$  positive Sperrspannung  
 1) Nebenbedingungen siehe Datenbuch



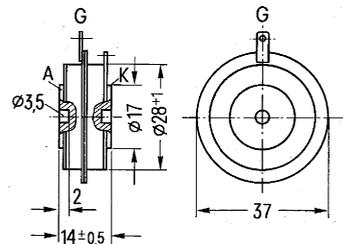
BSSt C06  
BSSt CC01



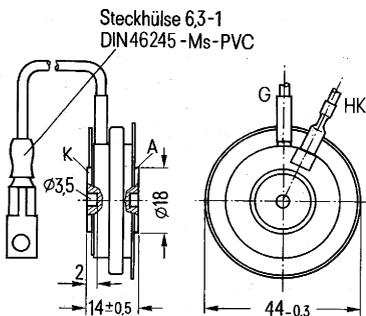
BSSt F04



BSSt H04



BSSt H61



BSSt L47

## 2.6 Infrarot emittierende Dioden (IRED) und Fototransistoren

In getakteten Stromversorgungen werden diese Optobaelemente für Überwachungs- und Regelaufgaben verwendet. Die infrarot emittierende Galliumarsenid-Dioden (Kurzbezeichnung IRED bzw. Ga AS-Dioden) wirken als Sender und der Fototransistor als fotoelektrischer Empfänger.

In den **Tabellen 8** und **9** sind die Kurzdaten der für Schaltnetzteile (SNT) geeigneten Fototransistoren und IRED-Dioden zusammengestellt. Bei letzteren ist der Öffnungswinkel der Strahlung sehr klein, so daß optische Linsen nicht erforderlich sind.

In der Wirkungsweise entspricht ein Fototransistor einer Fotodiode mit eingebautem Verstärker. Er weist eine 100–500mal größere Fotoempfindlichkeit auf als eine vergleichbare Fotodiode.

Der Fototransistor wird vorzugsweise in Emitterschaltung betrieben und verhält sich dabei ähnlich wie ein NF-Transistor.

Ohne Beleuchtung fließt nur ein kleiner Kollektor-Emitter-Reststrom. Für ihn gilt näherungsweise  $I_d = B \cdot I_{CBO}$ , wobei  $B$  die Stromverstärkung und  $I_{CBO}$  den Sperrstrom der Basisdiode bedeuten.

Bei Beleuchtung erhöht sich der Sperrstrom der Basisdiode  $I_{CBO}$  um den Fotostrom  $I_p$ . Damit erhält man für den Fotostrom  $I_p \sim B (I_{CBO} + I_p)$ .

Da die Stromverstärkung  $B$  stromabhängig ist, besteht im Gegensatz zur Fotodiode zwischen einfallender Strahlung und Fotostrom nur in einem schmalen Bereich ein linearer Zusammenhang.

IRED-Dioden senden Infrarotstrahlung aus, wenn sie in Durchlaßrichtung betrieben werden. Durch den Strom gelangen frei bewegliche Elektronen über den PN-Übergang ins P-Gebiet, wo sie mit den dort vorhandenen Defektelektronen rekombinieren. Bei diesem Vorgang wird Energie als Infrarotstrahlung abgegeben.

**Tabelle 7**

Gegenüberstellung der Eigenschaften von Transistoren und Thyristoren bei Verwendung als Leistungsschalter in getakteten Stromversorgungen

Eigenschaft	Transistor	Thyristor
In gesperrtem Zustand	Sperrspannung bis 1500 V, Verluste vernachlässigbar	Sperrspannung bis 1000 V, Verluste vernachlässigbar
In durchgeschaltetem Zustand	Durchlaßspannung mV bis einige Volt Durchlaßströme bis 200 A (50 A)	Durchlaßspannung 1 bis 3 V Durchlaßströme bis 1100 A
Im Übergangszustand	Schaltzeiten unter 1 $\mu$ s möglich, empfindlich gegen Überschreitung der Grenzwerte, bei hohen Spannungen nur kleine Dauerströme zulässig	kann nur im Stromnulldurchgang ausgeschaltet werden. Nach dem Schalten (Stromnulldurchgang) Freiwerdezeiten bis 25 $\mu$ s nötig, um Restladung auszuräumen. Freiwerdezeit steigt mit der Sperrschichttemperatur
Ansteuerung	Benötigt in durchgeschaltetem Zustand Ansteuerleistung	Einschalten durch kurzen Stromimpuls, vernachlässigbare Ansteuerleistung, aufwendige Kommutierung, Serienresonanz des Kommutierkreises bestimmt Länge des Arbeitstaktes
Widerstandsfähigkeit gegen extreme Umweltbedingungen	begrenzt, Lebensdauer besonders von thermischer Wechselbeanspruchung abhängig	rel. robust und unempfindlich, Anwendung vorzugsweise im Bereich größerer Leistungen

**Tabelle 8**

IRED-Dioden

Kennwert bei Typ	$U_{BR}$ $I_R = 100 \mu A$ V	$U_F$ V	$I_F$ mA	$\frac{TK U_F}{TK I_e}$ mV/K; %/K	$I_R$ $U_R = 3V$ ( $< 10$ )	$I_e$ ( $I_F$ mA) mW/sr
LD 261/I LD 261/II LD 261/III LD 261/IV	30 ( $> 4$ )	1,25 ( $I_F = 50$ mA)	60	$U_F = -1,5$ $I_e = -0,55$	0,01 ( $< 10$ )	0,5 ... 1 0,8 ... 1,6 1,25 ... 2,5 2 ... 4
(50)						
CQY 77/I CQY 77/II CQY 77/III	30 ( $> 4$ )	1,35 ( $I_F = 100$ mA)	230	$U_F = -1,5$ $I_e = -0,55$	0,01 ( $< 10$ )	8 ... 16 12,5 ... 25 20 ... 40
(100)						

Kennwert bei Typ	$\Phi_e$ ( $I_F$ ), $\varphi = 30^\circ C$ mW	$\lambda_{peak}$ nm	$t_r$ $\mu s$	$t_f$ $\mu s$	$C_o$ pF	$\theta_{jmax}$ _C	$P_{tot}$ mW	Datenbuch
LD 261/I LD 261/II LD 261/III LD 261/IV	1 1,6 2,5 4	950	1	1	60	80	85	1975/76 Optoelektronik S. 251
(50)								
CQY 77/I CQY 77/II CQY 77/III	2,5 4 6,3	950	1	1	40	100	350	1975/76 Optoelektronik S. 236
(100)								

- 1) Kunststoffgehäuse, Raster 2,54 mm  
2) Gehäuse 18 A2 DIN 41 876 (ähnlich T0–18) mit Glaslinse abgeschlossen
- $U_{BR}$  Durchbruchspannung  
 $U_F$  Durchlaßspannung  
 $I_F$  Durchlaßstrom  
 $TK$  Temperaturkoeffizient  
 $U_F$  in mV/K;  $I_e$  in %/K  
 $I_R$  Sperrstrom

- $I_e$  Strahlstärke  
 $\lambda_e$  Strahlungsleistung  
 $\Phi_{peak}$  Wellenlänge der Strahlung bei  $I_{max}$   
 $t_r$  Anstiegszeit  
 $t_f$  Abfallzeit  
 $C_o$  Kapazität bei  $U_R = 0$   
 $\theta_{jmax}$  maximal zulässige Sperrschichttemperatur  
 $P_{tot}$  Verlustleistung bei  $T_G = 40^\circ C$

**Tabelle 9**

Fototransistoren

Kennwert Typ	bei	$U_{CE}$	$U_{CEsat}$ ( $I_C$ mA)	$I_P$ $U_{CE} = 5V; 1000 lx$	$I_{CEO}$ $U_{CE} = 25V$	$\lambda$	$\lambda_{Smax}$	$t_r$	$t_f$	$C_{CE}$	Datenbuch
	V	V	$U_{CE} = 5V; 1000 lx$ mA	nA	nm	nm	$R_L 1 k\Omega$ $\mu s$	$R_L 1 k\Omega$ $\mu s$	$U_{CE} = 0$ pF		
BPX 81/I BPX 81/II BPX 83/III BPX 84/IV	1)	32	0,2 (0,25)	0,63 ... 1,25	25 ( $< 200$ )	440 ... 1070	850	5	$< 10$	6	1975/76 Opto- elektronik S.200
1 ... 2											
1,6 ... 3,2											
2,5 ... 5											
BPY 62/I BPY 62/II BPY 62/III	1)	32	0,3 (1)	1,2 ... 2,5	5 ( $< 100$ )	430 ... 1060	800	5	5	6	1975/76 Opto- elektronik S.212
2 ... 4											
3,2 ... 6,3											

- 1) Kunststoffgehäuse, Raster 2,54 mm
- 2) Gehäuse 18 A3 DIN 41876 (ähnlich T0-18) mit Lichtfenster für frontale Bestrahlungsrichtung
- $U_{CE}$  Kollektor-Emitter-Spannung
- $U_{CEsat}$  Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
- $I_P$  Fotostrom

- $I_{CEO}$  Kollektor-Emitter-Reststrom
- $\lambda$  Spektraler Bereich der Fotoempfindlichkeit
- $\lambda_{smax}$  Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit
- $t_r$  Anstiegszeit
- $t_f$  Abfallzeit
- $C_{CE}$  Kapazität bei  $U_{CE} = 0$

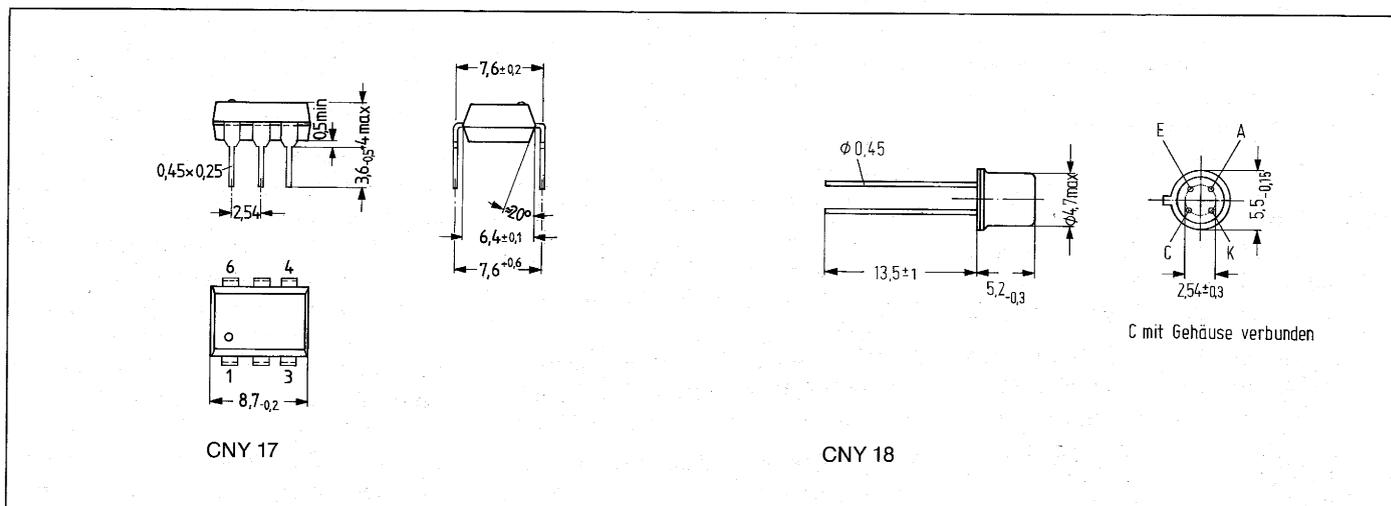
**Tabelle 10**

Kenn- und Grenzwerte von optoelektronischen Koppel-elementen

Kennwert Typ	Sender				Koppler					Empfänger					Datenbuch
	$U_F$ $I_F = 60 mA$ V	$U_R$ V	$I_F$ mA	$P_{tot}$ mW	$U_{is}$ Normklima V	$C_K$ pF	$I_C/I_F$ %	$f_g$ kHz	$\vartheta_U$ °C	$U_{CEO}$ V	$U_{BEO}$ V	$U_{CEsat}$ V	$C_{CE}$ pF	$I_C$ mA	
CNY 17/I CNY 17/II CNY 17/III CNY 17/IV	1,25 ( $< 1,65$ )	3	60	100	4000 (8,2 mm) 1)	0,34	40 ... 80	250	- 55 ... +100	70	7	0,3 ( $I_F 10 mA$ $I_C 2,5 mA$ )	15	100	1975/76 Opto- elektronik S.351
63 ... 125															
100 ... 200															
160 ... 320															
CNY 18/I CNY 18/II CNY 18/III CNY 18/IV	1,25 ( $< 1,7$ )	3	60	100	800 (0,35 mm) 1)	1,1	10 ... 20	250	- 55 ... +100	32	7	0,1 ( $I_F 10 mA$ $I_C 1 mA$ )	15	150	1975/76 Opto- elektronik S.357
16 ... 32															
25 ... 50															
40 ... 80															

- $U_F$  Durchlaßspannung
- $U_R$  Sperrspannung
- $I_F$  Durchlaßstrom
- $P_{tot}$  Verlustleistung
- $U_{is}$  Isolationsprüfspannung zwischen Sender und Empfänger, bezogen auf Normklima 23/50 DIN 50014
- $C_K$  Koppelkapazität
- $I_C/I_F$  Stromübertragungsverhältnis

- $f_g$  Grenzfrequenz
- $\vartheta_U$  Betriebstemperatur
- $U_{CEO}$  Kollektor-Emitter-Spannung
- $U_{BEO}$  Emitter-Basis-Spannung
- $U_{CEsat}$  Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
- $C_{CE}$  Kapazität Kollektor-Emitter
- 1) Kriechstrecke



**Bild 24** Einbaumaße der optoelektronischen Koppel-elemente

## 2.7 Optoelektronische Koppellemente

In getakteten Stromversorgungen dienen Opto-Koppler zur galvanischen Trennung von Eingang und Ausgang. In **Tabelle 10** sind die Kenn- und Grenzwerte der dafür geeigneten Koppellemente zusammengestellt. Die Einbaumaße enthält **Bild 24**. Diese Opto-Koppler haben als Sender eine infrarot-strahlende Gallium-Arsenid-Lumineszenzdiode, die optisch mit einem Silizium-Planar-Fototransistor als Empfänger gekoppelt ist.

Beim Typ CNY 17 ist auch die Basis des Fototransistors herausgeführt. Damit sind Schaltungsvariationen möglich, z. B. kann die Grenzfrequenz des Transistors erhöht werden indem Ladungsträger über einen Basiswiderstand abgeleitet werden. Dadurch wird aber auch das Stromübergangsverhältnis  $I_C/I_F$  beeinflusst, was bei der Schaltungsentwicklung zu berücksichtigen ist.

Der zulässige Potentialunterschied  $U_{Pot}$  zwischen Eingang und Ausgang des Schaltnetzteils richtet sich nach den Betriebsbedingungen, insbesondere nach der klimatischen Beanspruchung des Kopplers.  $U_{Pot}$  ergibt sich nach VDE 0110 anhand der Kriechstrecke (siehe **Tabelle 10**) und der Kriechstromfestigkeit. Letztere ist für alle Koppler der **Tabelle 10** einheitlich Gruppe III,  $KC = 600$  nach VDE 0110 § 6 **Tabelle 3**.

Die Koppellemente werden nach dem Stromübertragungsverhältnis  $I_C/I_F$  bei  $I_E = 10 \text{ mA}$  und  $U_{CE} = 5 \text{ V}$  in vier Gruppen unterteilt, die mit den römischen Ziffern I bis IV bezeichnet sind.

Das Stromübertragungsverhältnis ist von der Betriebstemperatur  $\vartheta_U$  des

Kopplers abhängig. Es nimmt bei  $\vartheta_U < 10^\circ\text{C}$  mit steigender Temperatur zu, durchläuft im Bereich 10 bis  $50^\circ\text{C}$  ein Maximum und fällt bei  $\vartheta_U > 50^\circ\text{C}$  wieder ab.

Koppellemente eignen sich zur Übertragung sowohl digitaler als auch analoger Signale. Bei analoger Anwendung ist eine gewisse Nichtlinearität zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom zu berücksichtigen, die bei kleinen Signalen zu vernachlässigen ist. Ein Temperaturgang ist gegebenenfalls zu kompensieren.

## 2.8 Integrierte Schaltungen für Steuer- und Regelkreise und für Schutzbeschaltungen.

### 2.8.1 Steuer- und Regelprinzip in getakteten Stromversorgungen

Dem Funktionsprinzip nach wird die Ausgangsspannung mit einer Referenzspannung verglichen und der Differenzbetrag einem Regelverstärker zugeführt, der nun über das Tastverhältnis des Halbleiterschalters die Energiezufuhr an den Transformator entsprechend steuert. Bei der Vielfalt der Schaltkonzepte für Schaltnetzteile und den unterschiedlichen Betriebsbedingungen wäre ein universelles Steuer- und Regelkonzept für den Einzelfall meist nicht optimal. Daher sind in den **Tabellen 11 bis 16** alle integrierten Schaltungen aus dem SIEMENS-Lieferprogramm zusammengestellt, die sich für Steuer- und Regelaufgaben eignen.

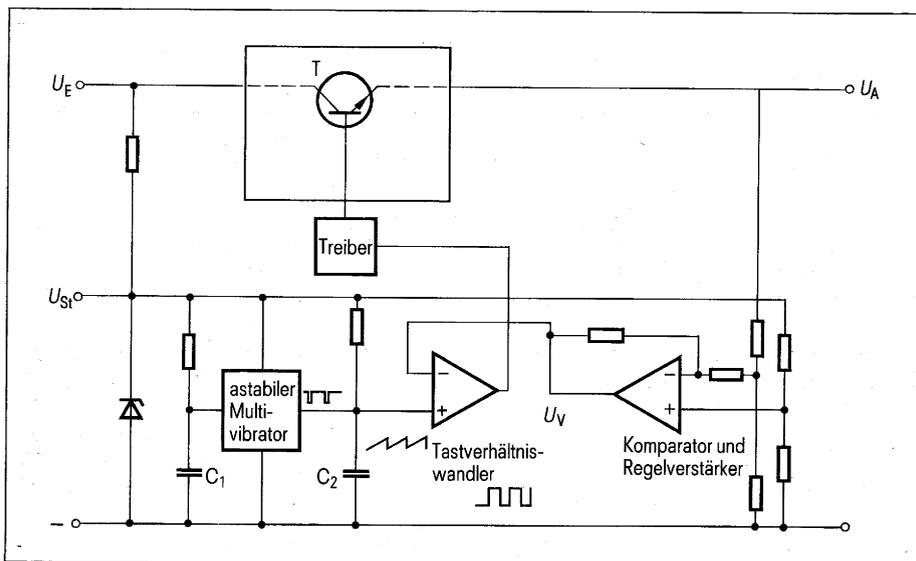
Für die Steuerelektronik muß eine eigene Betriebsspannung erzeugt werden, z. B. durch Vorwiderstand und Z-Diode aus der gleichgerichteten

Netz-Eingangsspannung oder aus einem kleinen Netztrafo.

Als Taktgenerator dient ein astabiler Multivibrator mit einem oder zwei zeit- und frequenzbestimmenden Kondensatoren oder ein Schwingkreis. Dieser Taktgenerator kann wahlweise mit Einzeltransistoren, Operationsverstärkern, integrierten Flip-Flop-Schaltungen oder mit einem Zeitgeber (Timer)-Schaltkreis z. B. TDB 0555 aufgebaut sein.

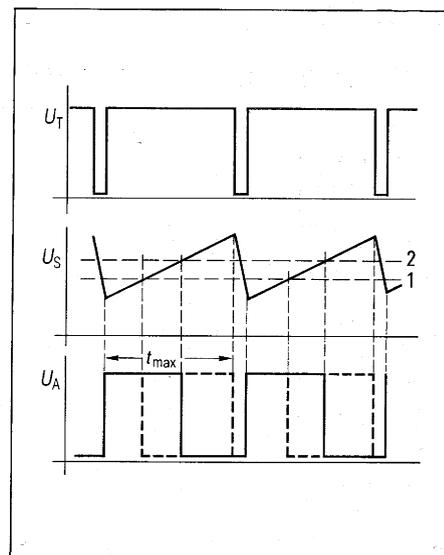
Die Rechteckspannung des Taktgenerators wird mit einem Kondensator integriert. Die so entstehende Sägezahnspannung (**Bild 25** und **26**) wird einem Komparator zugeführt. Der Steuerimpuls für den Schalttransistor wird mit Beginn der Sägezahnspannung eingeschaltet. Der Komparator vergleicht das Sägezahnsignal mit einer Spannung, die vom Regelteil abgeleitet wird. Er liefert einen Abschaltimpuls, wenn die Sägezahnspannung die vom Regelteil vorgegebene Regelspannung erreicht hat (**Bild 26**). Bei kleinerer Regelspannung kippt er zeitlich früher, bei größerer Regelspannung zeitlich später. Der Abschalt-Kippimpuls des Komparators beendet den Steuerimpuls des Schalttransistors.

Kurze Ansteuer-Impulse entstehen, wenn die Bezugsspannung des Komparators (**Bild 26** Regelspannung 1) klein ist und lange Ansteuer-Impulse, wenn die Bezugsspannung (**Bild 26** Regelspannung 2) groß ist. Es ist Aufgabe des Regelkreises, die Ausgangsspannung des SNT oder den Ausgangsstrom oder beide so in eine Bezugsspannung für den Komparator umzuformen, daß alle an das Regelglied gestellten Anforderungen erfüllt werden. Dazu gehört auch das Leerlauf- und Kurzschlußverhalten und das Anlaufverhalten.



**Bild 25** Funktionsprinzip der Steuerelektronik eines Schaltnetzteils

$U_E$  Eingangsspannung  
 $U_A$  Ausgangsspannung  
 $U_{St}$  Betriebsspannung der Steuerelektronik  
 $T$  Schalttransistor  
 $U_V$  Vergleichsspannung



**Bild 26** Spannungsformen der Steuerelektronik

$U_T$  Rechteckspannung des Taktgenerators  
 $U_S$  Sägezahnspannung  
 1 Regelspannung 1  
 2 Regelspannung 2  
 $U_A$  Ausgangssignalspannung  
 $t_{max}$  maximale Einschaltdauer

**Tabelle 11**

Übersicht Operationsverstärker

Typ	Eigenschaften, Gehäuse und Zahl der Anschlüsse
TAA 761 A	OP, DIL 6
TAA 861 A	OP, DIL 6
TAA 2761 A	2-fach OP, System TAA 761, DIL 8
TAA 4761 A	4-fach OP, System TAA 761, DIL 16
TCA 315 A	OP, Darlington-Eingang, DIL 6, Schmitt-Trigger und Komparatoranwendung
TCA 325 A	OP, DIL 6, Schmitt-Trigger und Komparatoranwendung
TCA 335 A	OP, kleiner Eingangsstrom, DIL 6
TCA 780 B	Thyristor-Ansteuer-IC, 2 Ausgänge für 55 mA Zündstrom, 2 Zusatzausgänge mit Inversfunktion, DIL 16
TBA 221B	OP, kurzschlußfest + $U_B$ , $-U_B$ , 0; Eingangs-Nullspannung abgleichbar, DIL 8
TBB 0747 A	2-fach OP, System TBA 221 B, kurzschlußfest, Eingangs-Nullspannung abgleichbar, DIL 14
TBB1458 B	2-fach OP, System TBA 221, kurzschlußfest, DIL 14
TBB 0324 A	4-fach OP, PNP, DIL 16
TDB 0555 B	Zeitgeber, Tastverhältnis bis 1:30 einstellbar, DIL 8
TDC 0555	Zeitgeber, Tastverhältnis bei 1:30 einstellbar, T0-99
TDB 0556 A	Doppel-Zeitgeber, System TDB 0555, Tastverhältnis bis 1:30 einstellbar, DIL 14
TDB 0723 A	Spannungsregler, einsetzbar als Serien-Parallel-, Schalt- und erdfreier Regler, DIL 14
TDC 0723	Spannungsregler wie TDB 0723 A, im Gehäuse T0-100
FLK 111	nachtriggerbare monostabile Kippstufe mit Rückstelleingang, DIL 14
FLK 121	2 nachtriggerbare Kippstufen des Systems FLK 111, DIL 16

**2.8.2 Kenn- und Grenzwerte von integrierten Schaltungen für Steuer- und Regelkreise**

Die in den **Tabellen 11 bis 15** aufgeführten integrierten Schaltungen eignen sich zum Aufbau von Steuer-, Regel- und Schutzkreisen für Schaltnetzteile. Durch zusätzliche passive Bauelemente können astabile oder monostabile Multivibratoren aufgebaut und individuell den gestellten Steuer- und Regelaufgaben angepaßt werden.

**Tabelle 12**

Grenzwerte und typ. Kennwerte von Operationsverstärker

Grenzwerte Kennwerte Einheit Typ	$U_{Batt}$ V	$U_{DE}$ V	$I_A$ mA	$U_{ass}$ V	$I_{Batt}$ mA	$U_{EOS}$ mV	$I_E$ $\mu A$	$V_U$ dB	$Z_e$ k $\Omega$	$U_{EG}$ V	$G$ dB	$T_U$ $^{\circ}C$	Gehäuse
TAA 761A	$\pm 18$	$\pm 18$	70	$\pm 10$	1,5	$\pm 6$	0,5	85	200	$\pm 13,5$	79	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TAA 861A	$\pm 10$	$\pm 10$	70	$\pm 7$	1	$\pm 10$	0,5	90	200	$\pm 9$	74	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TAA 2761A	$\pm 15$	$\pm 15$	70	$\pm 4$	0,5	$\pm 6$	1	70	200	$\pm 13,5$	79	0...70	DIL 8 bzw. TO 99
TAA 4761A	$\pm 15$	$\pm 15$	70	$\pm 14$	1	$\pm 6$	0,5	70	200	$\pm 13,5$	79	0...70	DIL 16
TCA 315A	$\pm 15$	$\pm 13$	70	$\pm 14,8$	1,5	$\pm 20$	0,3	65	3000	$\pm 13$	74	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TCA 325A	$\pm 15$	$\pm 15$	70	$\pm 14,8$	1,5	$\pm 7,5$	0,5	80	200	$\pm 13$	74	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TCA 335A	$\pm 15$	$\pm 13$	70	$\pm 14$	1,5	$\pm 20$	0,3	80	3000	$\pm 13$	74	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TBA 221B	$\pm 18$	$\pm 30$	$\pm 20^*$	$\pm 13$	1,7	$\pm 6$	0,8	85		$\pm 13$	90	0...70	DIL 8 bzw. TO 99
TBB 0747A	$\pm 18$	$\pm 30$	$\pm 18^*$	$\pm 13$	1,7	$\pm 6$	0,8	100	2000	$\pm 13$	90	0...70	DIL 14 bzw. TO 100
TBB 1458B	$\pm 18$	$\pm 30$	$\pm 18^*$	$\pm 13$	3,4	$\pm 6$	0,8	85	1000	$\pm 13$	90	0...70	DIL 8 bzw. TO 99

- $U_{Batt}$  Betriebsspannung
- $U_{DE}$  Differenz-Eingangsspannung
- $I_A$  Ausgangsstrom
- $U_{ass}$  Ausgangsspannung,  $R_L = 2\text{ k}\Omega, f = 100\text{ kHz}$
- $I_{Batt}$  Leerlaufstrom
- $U_{EOS}$  Eingangs-Nullspannung,  $R_G = 50\ \Omega$
- $I_E$  Eingangsstrom
- $V_U$  Spannungsverstärkung,  $R_L = 2\text{ k}\Omega, f = 1\text{ kHz}$
- $Z_e$  Eingangsimpedanz,  $f = 1\text{ kHz}$
- $U_{EG}$  Eingang-Gleichtaktbereich,  $R_L = 2\text{ k}\Omega$
- $G$  Gleichtaktunterdrückung  $R_L = 2\text{ k}\Omega$
- $T_U$  Umgebungstemperatur im Betrieb
- DIL Kunststoff-Steckgehäuse und Zahl der Anschlüsse Dual-In-Line

\* positiver und negativer Ausgangskurzschlußstrom

**Tabelle 13**

Typische Kennwerte von Zeitgeberschaltungen

Kennwerte Einheit Typ	$U_{Batt}$ V	$I_{Batt}$ mA	$f_{max}$ MHz	$U_{AL}$ V	$U_{AH}$ V	$t_r$ ns	$t_f$ ns	$U_{Schw}$ %/V	$T_U$ $^{\circ}C$	Gehäuse
TDB 0555B	4,5...16	10	1	2	13,3	100	100	0,66 $U_{Batt}$	0... 70	DIL 8
TDC 0555	4,5...18	10	1	2	13,3	100	100	0,66 $U_{Batt}$	-55...+125	TO-99
TDB 0556A	4,5...16	10	1	2	13,3	100	100	0,66 $U_{Batt}$	0... 70	DIL 14

- $U_{Batt}$  Betriebsspannung
- $I_{Batt}$  Stromaufnahme;  $R_L = \infty, I_A < 1\text{ mA}$
- $f_{max}$  Frequenzbereich
- $U_{AL}$  Ausgangsrestspannung Low;  $I_A = 100\text{ mA}$
- $U_{AH}$  Ausgangsrestspannung High;  $I_A = 100\text{ mA}, U_{Batt} = 15\text{ V}$
- $t_r$  Anstiegszeit des Ausgangs
- $t_f$  Abfallzeit des Ausgangs
- $U_{Schw}$  Schwellspannung
- $T_U$  Umgebungstemperatur im Betrieb

**Tabelle 14**

Grenzwerte und typ. Kennwerte von Spannungsreglern

Grenzwerte Kennwerte Einheit Typ	$U_E$ V	Netz-/Lastregelung bei			$\Delta U_A/\Delta U_E$ dB	$TK_{U_A}$ %/K	$I_K$ mA	$U_R$ $\mu V_{rms}$	$I_o$ mA	$U_E-U_A$ V	$U_{DE}$ V	$T_U$ $^{\circ}C$	Gehäuse
		12...15V % $U_A$	12...40V % $U_A$	1...50mA % $U_A$									
TDB 0723A	9,5...40	0,01	0,1	0,03	74	0,003	65	20	2,3	3...38	$\pm 5$	0... 70	DIL 14
TDC 0723	9,5...40	0,01	0,1	0,03	74	0,015	65	20	2,3	3...38	$\pm 5$	-55...+125	TO-100

- $U_E$  Eingangsspannungsbereich
- $U_A$  Ausgangsspannungsbereich
- $\frac{\Delta U_A}{\Delta U_E}$  Unterdrückung der Restwelligkeit;  $f = 50\text{ Hz bis }10\text{ kHz}$
- $TK_{U_A}$  Temperaturkoeffizient von  $U_A$
- $I_K$  Kurzschlußstrombegrenzung;  $R_o = 10\ \Omega, U_A = 0$
- $U_R$  Ausgangsrauschspannung  $f = 100\text{ Hz bis }10\text{ kHz}$
- $I_o$  Leerlaufstrom
- $U_E-U_A$  Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang
- $U_{DE}$  Differenz-Eingangsspannung
- $T_U$  Umgebungstemperatur im Betrieb

**Tabelle 15**

Kennwerte von nachtrIGGERbaren monostabilen Kippstufen

Kennwerte Einheit	$U_S$	$U_{IH}$	$U_{IL}$	$U_{OL}$	$I_I$	$I_I$	$I_{IH(AB)}$	$I_{IH(R)}$	$-I_{IL(AB)}$	$-I_{IL(R)}$	$-I_Q$	$I_S$	$t_Q$	Gehäuse
Typ	V	V	V	V	V									
FLK-74122 FLK-74123*	5	>2	0,8	>2,4	<0,4	<1	40	80	<1,6	3,2	<40	<28 <66	65	DIL 16

- $U_S$  Speisespannung
- $U_{IH}$  H-Eingangsspannung
- $U_{IL}$  L-Eingangsspannung
- $U_{OH}$  H-Ausgangsspannung
- $U_{OL}$  L-Ausgangsspannung
- $I_I$  Eingangsstrom je Eingang
- $I_{IH(AB)}$  H-Eingangsstrom an A oder B
- $I_{IH(R)}$  H-Eingangsstrom an R
- $-I_{IL(AB)}$  L-Eingangsstrom an A oder B
- $-I_{IL(R)}$  L-Eingangsstrom an R
- $-I_Q$  Kurzschluß-Ausgangsstrom je Ausgang
- $I_S$  Speisestrom
- $t_Q$  Ausgangsimpulsdauer

\* Kennwerte identisch mit FLK 111, zwei Kippstufen im Gehäuse DIL 16

### 2.8.3 Anforderungen an eine integrierte Steuerschaltung für getaktete Stromversorgungen.

- Stromversorgung, Stromverbrauch

Zur Stromversorgung wird eine Gleichspannung benötigt, z. B. 12 V. Diese kann aus der gleichgerichteten Netzspannung über einen Vorwiderstand und eine Z-Diode gewonnen werden. Um die Verlustleistung am Vorwiderstand klein zu halten, soll die Eigenstromaufnahme möglichst < 20 mA sein. Die interne stabilisierte Spannung, z. B. 8 V, soll zugänglich sein.

- Ausgang

Der Ausgangsstrom soll für den Betrieb eines Treibers ausreichen. Bei guter Wärmeableitung kann der Treiber integriert werden. Die Kollektoren der beiden Ausgangstransistoren sollen zugänglich sein. Während der Rücklaufzeit des Sägezahngenerators müssen beide Endstufen gesperrt sein, um gefährliche Einschaltüberlappungen zu vermeiden.

- Oszillator

Die Oszillatorfrequenz muß mit einem externen RC-Glied einstellbar

sein. Sie soll in einem großen Bereich (z. B. 1... 100 kHz) gewählt werden können und möglichst stabil gegenüber Spannungs- und Temperaturschwankungen sein.

- Synchronisation

Die Oszillatorfrequenz muß mit einer externen Frequenz synchronisierbar sein. Diese Eigenschaft ist erforderlich, um Störungen und Schwebungen zu vermeiden, wenn mehrere Schaltnetzteile oder Schaltungsteile in einer Anlage eingesetzt werden.

- Regelverstärker

Eingang und Ausgang soll zugänglich sein, um gegebenenfalls den Verstärkungsfaktor beeinflussen zu können.

- Komparator

Der Komparator, der das Sägezahnsignal mit der Spannung des Regelverstärkers vergleicht und die Wandlung des Tastverhältnisses durchführt, muß so beeinflussbar sein, daß ein maximal zulässiges Tastverhältnis nicht überschritten wird. Durch zusätzliche Beschaltung läßt sich ein weicher Anlauf des Schaltnetzteils realisieren. Ein weicher, langsamer Anlauf verhindert die Überlastung des Schalttransistors bei entladenen Siebkondensatoren.

- Kollektorstrombegrenzung

Für die Abschaltung des Kollektorstromes soll ein Eingang vorhanden sein, der kleinste Meßspannungen auswerten kann, damit im Schaltnetzteil die Verlustleistung im Strommeßwiderstand gering bleibt.

- Brummunterdrückung

Auf der Primärseite soll eine wirksame Brummgegensteuerung vorhanden sein, um mit möglichst kleinen Siebkapazitäten auszukommen.

- Symmetrieeinstellung

Für Gegentaktbetrieb muß die Zeitsymmetrie einstellbar sein.

- Abschalten bei Eingangsunterspannung bzw. bei Ausgangsüberspannung.

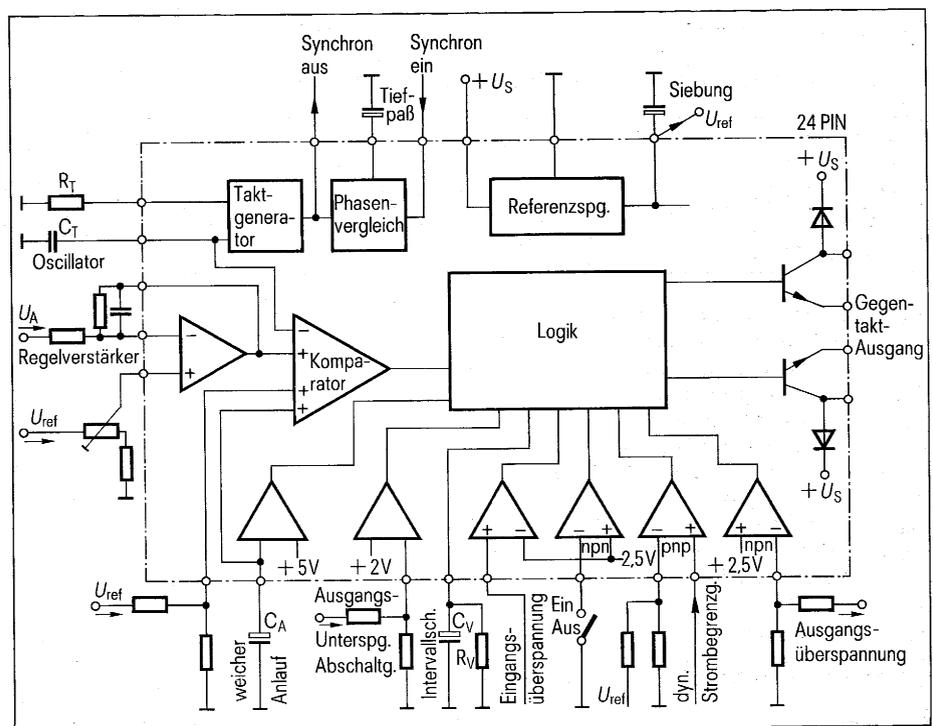


Bild 27 Blockschaltchema einer integrierten Steuerschaltung für Schaltnetzteile

### 2.8.4 Regelung und Nachregelung

Die Regelspannung wird aus einer der Ausgangsspannungen gewonnen. Eine Nachregelung ist erforderlich, wenn die Änderung der Ausgangsspannungen trotz Regelung noch zu groß sind. Bei Leistungen > 50 W empfiehlt sich für die Nachregelung ein Schaltregler, für kleinere Leistungen ein Gleichstrom-Längsregler. Hierfür eignen sich der Baustein TDB 0723A im DIL-Gehäuse mit 14 Anschlüssen und die Reihe TDB 7800 in den Gehäusen TO-3 bzw. TOP-66. Die Leistungs-

regler der Reihe TDB 7800 haben feste Ausgangsspannungen von 5 V, 6 V, 8 V, 12 V, 15 V, 18 V, 24 V. Einzelheiten siehe SIEMENS-Datenbuch Lineare Schaltungen. Literatur [7]

**Tabelle 16**

**Kennwerte der Phasenanschnittsteuerung**

Kennwerte Einheit	$I_S$	$I_5$	$\Delta U_5$	$U_{11}$	$I_{10}$	$C_{10}$	$t_f$	$U_{13H}$	$U_{13L}$	$U_{sat}$	$U_{14/15H}$	$U_{14/15L}$	$t_{imp}$	$U_{ref}$	$I_{ref}$	$T_U$	$f$	Ge- häuse
Typ	mA	$\mu$ A	mV	V	$\mu$ A	$\mu$ F	$\mu$ s	V	V	V	V	V	$\mu$ s	V	mA	$^{\circ}$ C	Hz	
TCA 780	5	100	30	-0,5... -2	300	0,5	<25	3,5	2	2	$U_S-2$	2	<30	3,1	2	0...70	10...500	DIL 16

$I_S$  Stromaufnahme ohne Last

$I_5$  Eingangsstrom (Pin 5 Synchronisation)

$\Delta U_5$  Offsetspannung (Pin 5 Synchronisation)

$U_{11}$  Steuerspannungsbereich

$I_{10}$  max. Ladestrom (Rampengenerator)

$C_{10}$  externe Kapazität

$t_f$  Sägezahn-Rücklaufzeit ( $C_{10} = 0,47 \mu$ F)

$U_{13H}$  Kurzimpuls am Ausgang

$U_{13L}$  Langimpuls am Ausgang

$U_{sat}$  Restspannung ( $I_Q = 1,5$  mA)

$U_{14/15H}$  H-Ausgangsspannung ( $I_Q = -50$  mA)

$U_{14/15L}$  L-Ausgangsspannung ( $I_Q = 1,5$  mA)

$t_{imp}$  Impulsbreite ohne  $C_{12}$

$U_{ref}$  Referenzspannung des internen Spannungsreglers

$I_{ref}$  Belastbarkeit

$f$  Frequenzbereich

$T_U$  Umgebungstemperatur im Betrieb

**2.8.5 Phasenanschnittsteuerung von Thyristoren und Triacs**

Für dieses Steuer- und Regelungsverfahren steht die integrierte Analogschaltung TCA 780 zur Verfügung. Kennwerte siehe **Tabelle 16**.

**Besondere Eigenschaften**

- zwei Ausgänge für 55 mA Zündstrom und zwei Zusatzausgänge mit Inversfunktion
- Schutzschaltung gegen Fehlzündung
- Zündimpulsverlängerung durch externen Kondensator
- Inhibit-Funktion
- sicheres Erkennen des Nulldurchganges
- auch als Nullpunktschalter und Spannungs-Pulsbreitenwandler bei fester Frequenz einsetzbar
- Stromaufnahme nur 5 mA, Versorgungsspannungsbereich 8 bis 18 V
- mit drei Bausteinen 3-Phasenbetrieb möglich.

**Funktionsbeschreibung**

**Bild 28** (Blockschaltbild) zeigt die wesentlichen Funktionen. Der überwiegende Teil der Schaltung wird von einer intern auf 3,1 V geregelten Spannungsquelle versorgt. Dadurch werden die wesentlichen Parameter von der Versorgungsspannung  $U_S$  (8 bis 18 V) unabhängig. An Pin 16 liegt  $+U_S$ , an Pin 1 das Bezugspotential (Masse).

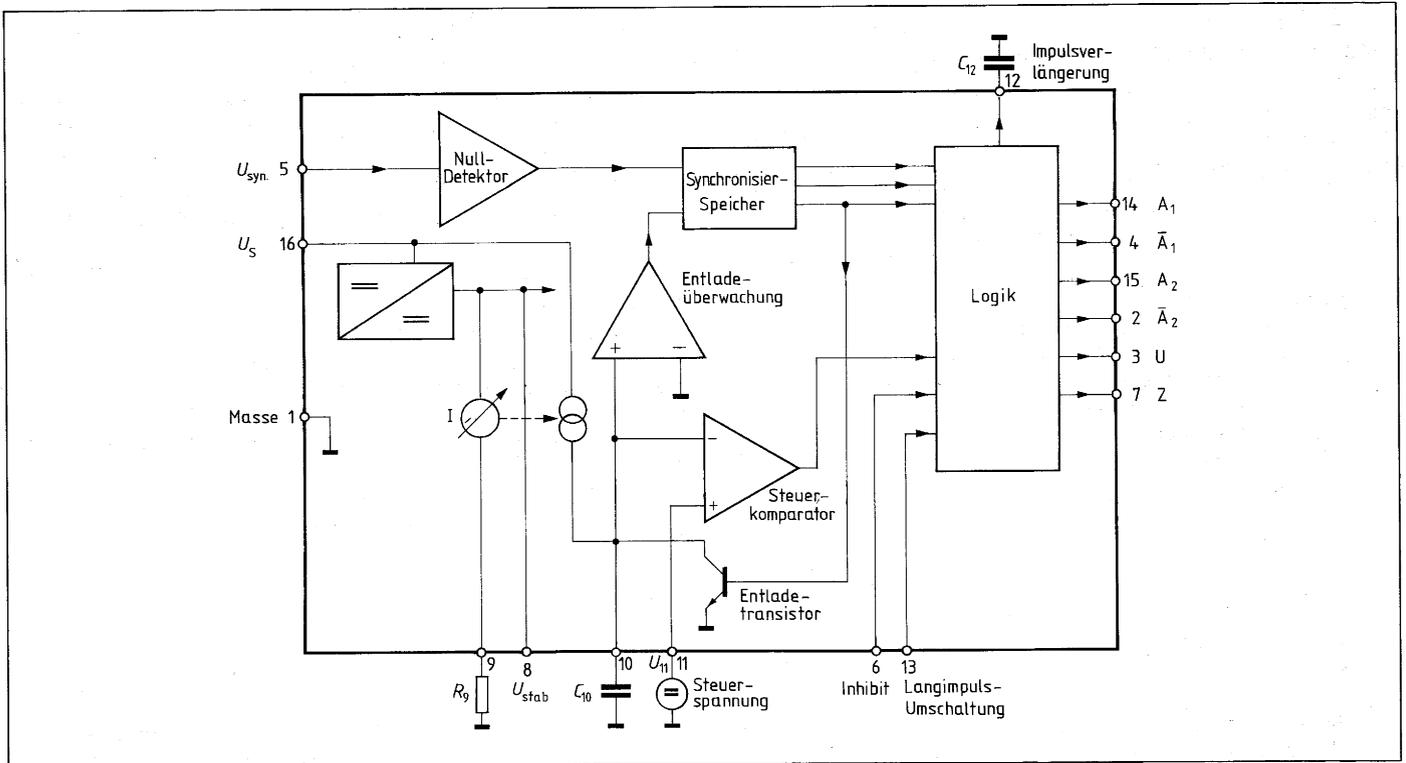
Die Stromaufnahme von etwa 5 mA bleibt über den gesamten Bereich der Versorgungsspannung nahezu konstant. Die geregelte Spannung von 3,1 V ist über einen Entkopplungswiderstand herausgeführt (Pin 8), um in Dreiphasenschaltungen durch Parallelschalten gleiche Voraussetzungen für die Steuerung aller drei Phasen zu schaffen. Zur Erhöhung der Störfestigkeit kann dieser Punkt mit einem Stützkondensator gegen Masse (Bezugspotential) beschaltet werden.

Die Synchronisation erfolgt über einen hochempfindlichen Nulldetektor (Pin 5), dem ein Synchronisierspeicher nachgeschaltet ist. Der von diesem gesteuerte Rampengenerator (im Block „Logik“) besteht im wesentlichen aus einer steuerbaren Konstantstromquelle, die einen extern (Pin 10) anzuschaltenden Kondensator ( $C_{10max} < 0,5 \mu$ F) zeitlinear auflädt. Der Strom, den diese Stromquelle liefert, kann durch einen extern anzuschaltenden Widerstand (Pin 9) eingestellt werden ( $R_9 = 20$  bis 500 k $\Omega$ ).

Die Rampensteilheit wird also durch diese RC-Kombination bestimmt.

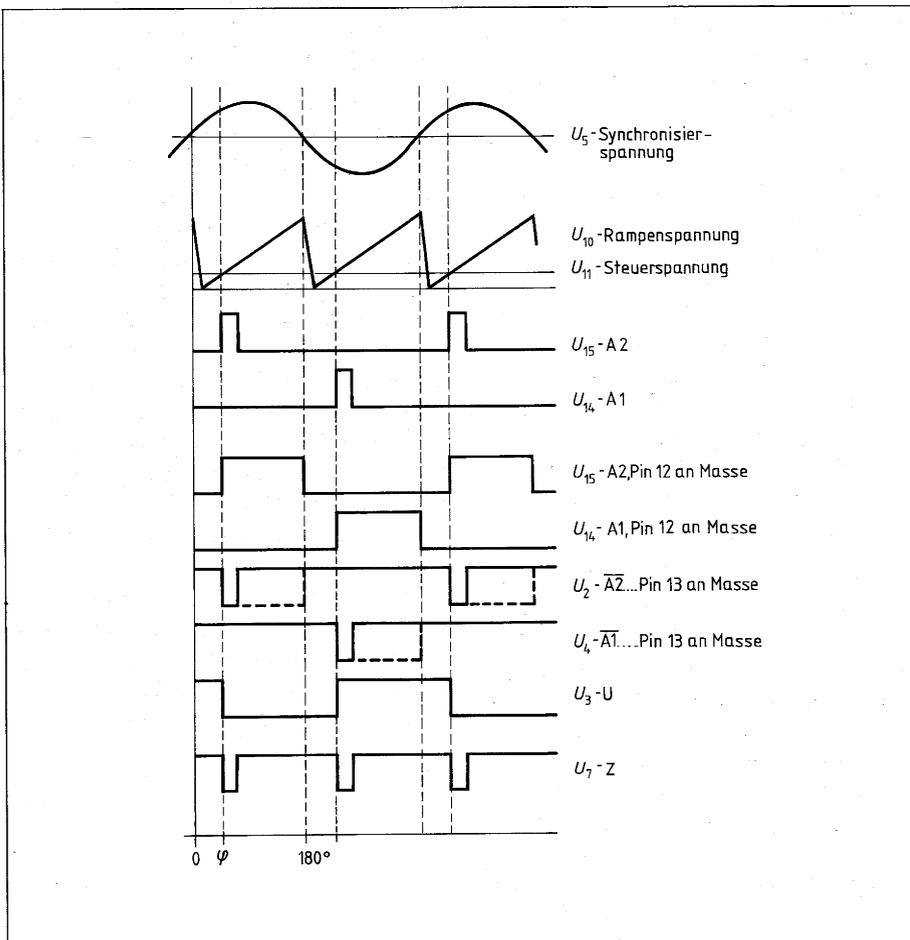
Die Verknüpfungsschaltung des Synchronisierspeichers sorgt beim Betrieb als Nullspannungsschalter, daß die am Ausgang des Nulldetektors anstehende Information erst dann auf die Folgeschaltung durchgreifen kann, wenn der Rampenkondensator  $C_{10}$  nach dem Rückbefehl auch wirklich entladen (Entladetransistor) ist.

Der Steuerkomparator vergleicht die Rampenspannung mit der an Pin 11 anzulegenden Steuerspannung  $U_{11}$  und bildet über verschiedene Verknüpfungsschaltungen die jeweiligen Ausgangszündimpulse. An den Ausgängen  $A_1$  (Pin 14) und  $A_2$  (Pin 15) erscheinen positive Impulse von etwa 30  $\mu$ s Dauer, die sich jedoch durch einen externen Kondensator an Pin 12 nahezu beliebig verlängern lassen. Wird Pin 12 nach Masse geschaltet, ergeben sich Impulse mit einer Breite bis zu 180 $^{\circ}$  (siehe Impulsdiagramm **Bild 29**). Die Ausgänge  $A_1$  und  $A_2$  sind den Halbwellen gleicher Polarität zugeordnet, d. h. der Ausgang  $A_2$  liefert die Zündimpulse nur bei positiver, der Ausgang  $A_1$  nur bei negativer Synchronisierspannung. Diese Ausgänge ( $A_1$  und  $A_2$ ) sind als Emitterfolger aufgebaut und mit maximal 55 mA belastbar.



**Bild 28** Blockschaltbild der integrierten Phasenanschnittsteuerung TCA 780

**Bild 29** Impulsdiagramm der integrierten Phasenanschnittsteuerung TCA 780



Die entsprechenden inversen Ausgänge  $A_1$  (Pin 4) und  $A_2$  (Pin 2) haben offenen Kollektor und sind mit maximal 1,5 mA belastbar. Wird Pin 13 an Masse geschaltet, so erhält man ebenfalls Impulse mit einer Länge bis zu  $180^\circ$ .

Alle Ausgänge können über Inhibit, Pin 6, gesperrt werden. Das Sperren wird durch Verbinden von Pin 6 mit Masse erreicht. Die Impulssperre kann durch einen Relaiskontakt, Schalter oder NPN-Transistor ausgelöst werden. Für bestimmte Anwendungsfälle ist noch ein Z-Ausgang mit offenem Kollektor, Pin 7, vorgesehen. Am Ausgang Z liegt ein Signal an, das der NOR-Verknüpfung von  $A_1$  und  $A_2$  entspricht.

Das Impulsdiagramm zeigt **Bild 29**. Die Kennwerte gehen aus **Tabelle 16** hervor.

# 3. Passive Bauelemente

## 3.1 SIFERRIT-Werkstoffe

### SIFERRIT N27

Dieser Werkstoff ist durch nachstehende Eigenschaften besonders für Kerne für Leistungsübertrager geeignet:

- Geringe Verluste über den gesamten Anwendungs-Frequenzbereich bis 100 kHz; vernachlässigbare Wirbelstromverluste (**Bild 30**).
- Bis 100°C abnehmende Verluste; dadurch kann sich eine stabile Betriebstemperatur einstellen (**Bild 30** und **31**).
- Bis zu hohen Betriebstemperaturen (110°C) ist eine ausreichende Amplitudenpermeabilität  $\mu_a$  (d. h. Impedanz des Transformators) sichergestellt.
- Durch die niedere Remanenzinduktion ist der Induktionshub bis zur Sättigung hoch; dies ist bei unipolaren Impulsen vorteilhaft.

### SIFERRIT N41

Dieser Werkstoff ist speziell für Kerne zu empfehlen, die im Betrieb mit Gleichstrom vormagnetisiert werden, z. B. für Speicherdrosseln und Treibertransformatoren.

- Gutes Vormagnetisierungsverhalten aufgrund der großen Anfangspermeabilität und der hohen Sättigungsinduktion (**Bild 33**).
- Die hohe Curietemperatur von 230°C und die hohe Sättigungsmagnetisierung bieten Gewähr für eine hohe Amplitudenpermeabilität zum Beispiel  $\mu_a > 1400$  bei 100°C und 330 mT (**Bild 32**).

**Tabelle 17**

Werkstoffdaten

SIFERRIT	N27	N41	
Anfangspermeabilität $\mu_i$ bei 20°C	2000 ± 20 %	2500 ± 20 %	
Einsatzfrequenzbereich	0,1 bis 100	0,1 bis 100	kHz
Curietemperatur	>200	230	°C
Koerzitivfeldstärke	20	20	A/m
Induktion $\hat{B}$ bei $\hat{H} = 3000$ A/m und			
25°C	460	470	mT
100°C	360	370	mT
Amplitudenpermeabilität $\mu_a$ bei = 20°C $\hat{B} = 400$ mT bei = 100°C $\hat{B} = 330$ mT	>1330 >1000	>1800 >1400	
Kernverluste $P_V$ bei $\hat{B} = 200$ mT, $f = 16$ kHz			
25°C	<24	<21	mW/g
60°C	≈17	≈15	mW/g
100°C	≈18	≈23	mW/g
Kernformen	PM, EC E, U, I	RM8 bis RM14 CC	

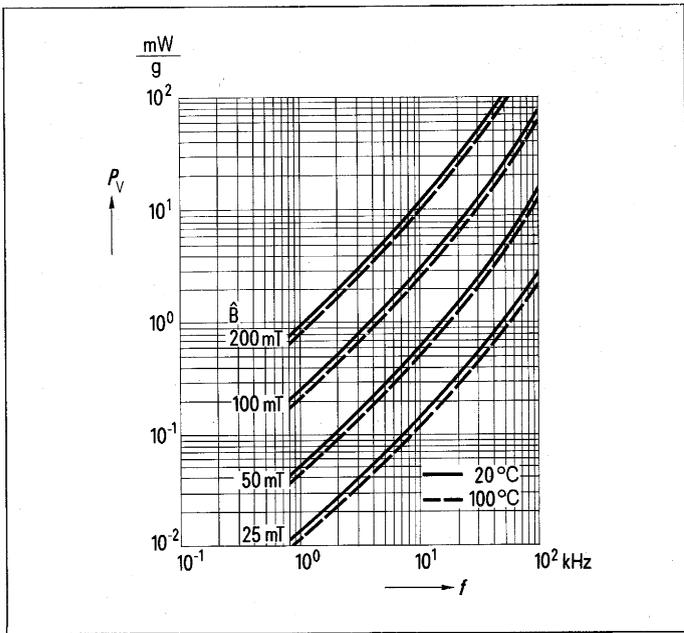
## 3.2 SIFERRIT-Kernformen

Durch die Verlagerung der Betriebsfrequenz von 50 Hz in den Bereich 20 bis 50 kHz ergeben sich wesentlich kleinere Kerne, da entsprechend der Beziehung

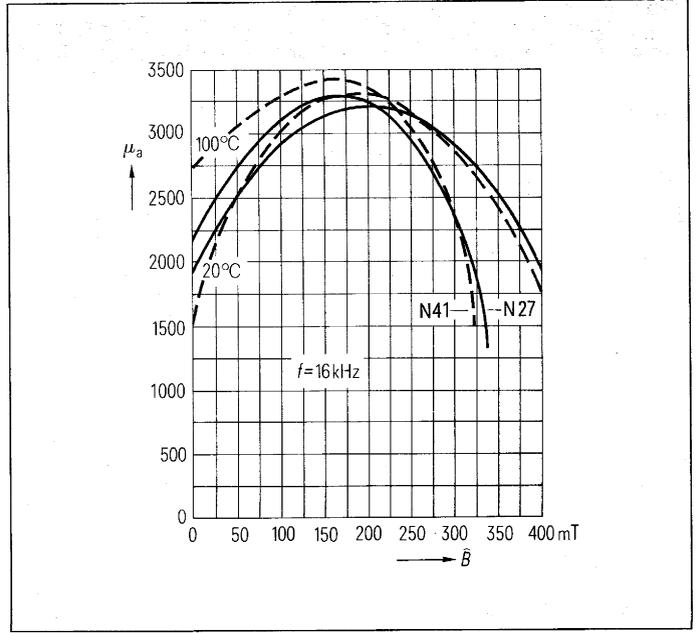
$$N \cdot A_e \sim \frac{U}{B \cdot f} \quad (1)$$

das volumenbestimmende Produkt aus Windungszahl  $N$  und Kernquerschnitt  $A_e$  umgekehrt proportional zur Frequenz  $f$  abnimmt bei konstantem Verhältnis Spannung  $U$ /Induktion  $B$ .

Bei gleicher Leistung ist hierdurch eine Gewichts- bzw. Volumenreduzierung im Verhältnis 1:5 bis 1:20 (bezogen auf 50 Hz und Blechkerne) möglich. Die höhere Frequenz sowie eine spezielle Schaltungstechnik stellen folgende Forderungen an die Dimensionierung des Ferritkerns:



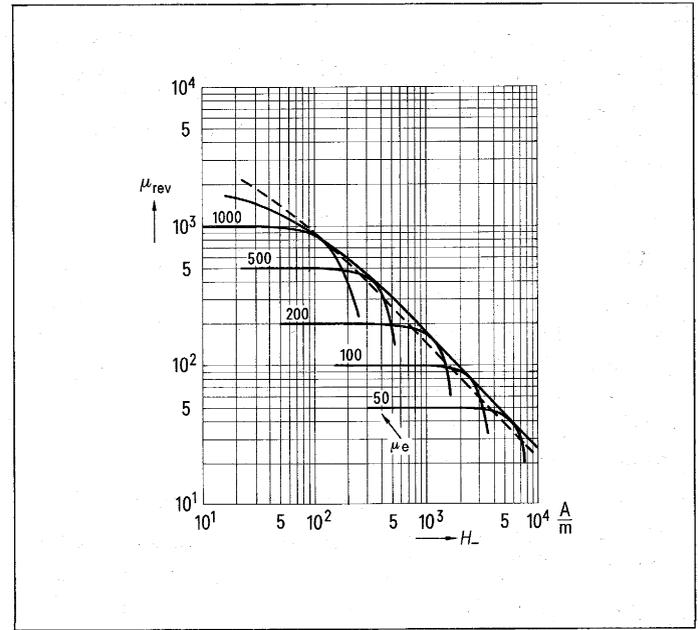
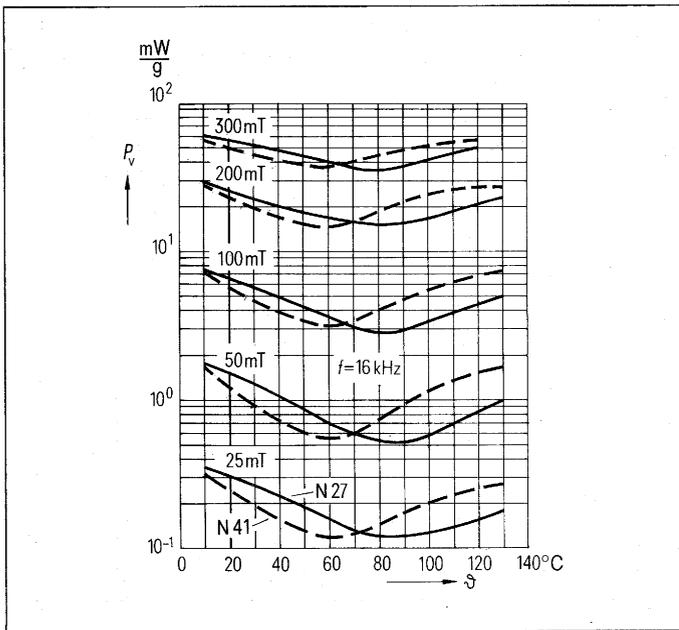
**Bild 30** Bezogene Kernverlustleistung  $P_{Fe}$  als Funktion der Frequenz  $f$   
Werkstoff SIFERRIT N27



**Bild 32** Amplitudenpermeabilität  $\mu_a$  als Funktion der Scheitelinduktion  $\hat{B}$   
Werkstoffe SIFERRIT N27 (—) und N41 (----)

**Bild 31** Bezogene Kernverlustleistung  $P_{Fe}$  als Funktion der Temperatur  
Werkstoffe SIFERRIT N27 (—) und N41 (----)

**Bild 33** Reversible Permeabilität  $\mu_{rev}$  als Funktion der Gleichfeldstärke  $H_-$   
Werkstoff SIFERRIT N27



● Für die Drahterausführung muß ausreichend Platz vorhanden sein. In vielen Fällen sind mehrere Wicklungen erforderlich, die infolge der niedrigen Sekundärspannungen oft sehr hohe Ströme führen. Häufig muß man die dicken Drähte oder Bänder in mehrere Leiter unterteilen, um zu verhindern, daß bei diesen Frequenzen und Strömen beträchtliche Wirbelstromverluste im Leiter entstehen.

● In der Regel ist eine kleine Streuinduktivität erwünscht, besonders zur Vermeidung von Spannungsspitzen beim Schalten. Oft müssen zur Verkleinerung der Streuinduktivität die Wicklungen lagenweise ineinander geschachtelt werden. Vor allem bei dicken Drähten ist es schwierig, auf einen Kern mit Rechteckquerschnitt gleichmäßige Lagen aufzubringen. Der schlechte Füllfaktor bewirkt dann besonders bei solchen mehrlagigen Wicklungen eine Erhöhung der Streuinduktivität im Vergleich zu Wicklungen auf einem runden Kernquerschnitt.

● Die relativ leichten Transformatoren können auf Leiterplatten befestigt werden. In vielen Fällen reichen die zahlreichen Lötstifte an dem Spulenkörper zur Befestigung aus, die entsprechend kräftig u. a. auch wegen der dicken Drähte und hohen Ströme ausgeführt sind.

**Tabelle 18**

Abmessungen, übertragbare Leistungen und magnetische Kennwerte der EC-Kernreihe, SIFERRIT-Werkstoff N27

Baupform	Abmessungen (mm)					
	$a_{\max}$	$b_{\max}$	$c_{\max}$	$d_{1\max}$	$d_{2\min}$	$e_{\min}$
EC 35	35,3	17,45	9,8	9,8	22,2	11,9
EC 41	41,6	19,65	11,9	11,9	26,3	13,5
EC 52	53,5	24,35	13,75	13,75	32,1	15,5
EC 70	71,7	34,65	16,8	16,8	43,3	22,3

Baupform	magnetische Kennwerte				$P_{(G)}$ W	$P_{(E)}$ W	$P_V$ W	Stück- gewicht ≈ g	Bestellbezeichnung <sup>1)</sup> für Kerne ohne Luftspalt (je Stück)
	$\Sigma I/A$ $\text{mm}^{-1}$	$l_e$ mm	$A$ $\text{mm}^2$	$V_e$ $\text{mm}^3$					
EC 35	0,92	77,4	71	6500	80	40	<0,80	18	B66337-G0000-X127
EC 41	0,735	89,3	106	10800	130	65	<1,15	26	B66339-G0000-X127
EC 52	0,58	105	141	18800	220	110	<2,4	55	B66341-G0000-X127
EC 70	0,514	144	211	40100	470	235	<5,5	126	B66343-G0000-X127

 $\Sigma I/A$  magnetischer Formfaktor

 $l_e$  effektive magnetische Weglänge

 $A$  magnetischer Querschnitt des Mittelschenkels;  
erforderlich für die Berechnung der maximalen Induktion

 $V_e$  effektives magnetisches Volumen

 $P_{(G)}$  übertragbare Leistung bei Gegentaktbetrieb } bei Taktfrequenz von 20 kHz

 $P_{(E)}$  übertragbare Leistung bei Eintaktbetrieb } und Übertemperatur von 30 K

 $P_V$  Verlustleistung eines Kernsatzes bei einer Induktion  $B$  von 200 mT und einer  
Betriebstemperatur von 60 bis 100°C,  $f = 16$  kHz

<sup>1)</sup> Kerne mit einem Teilluftspalt von 0,6, 0,8, 0,9, 1,5, 2 und 2,5 mm auf Anfrage

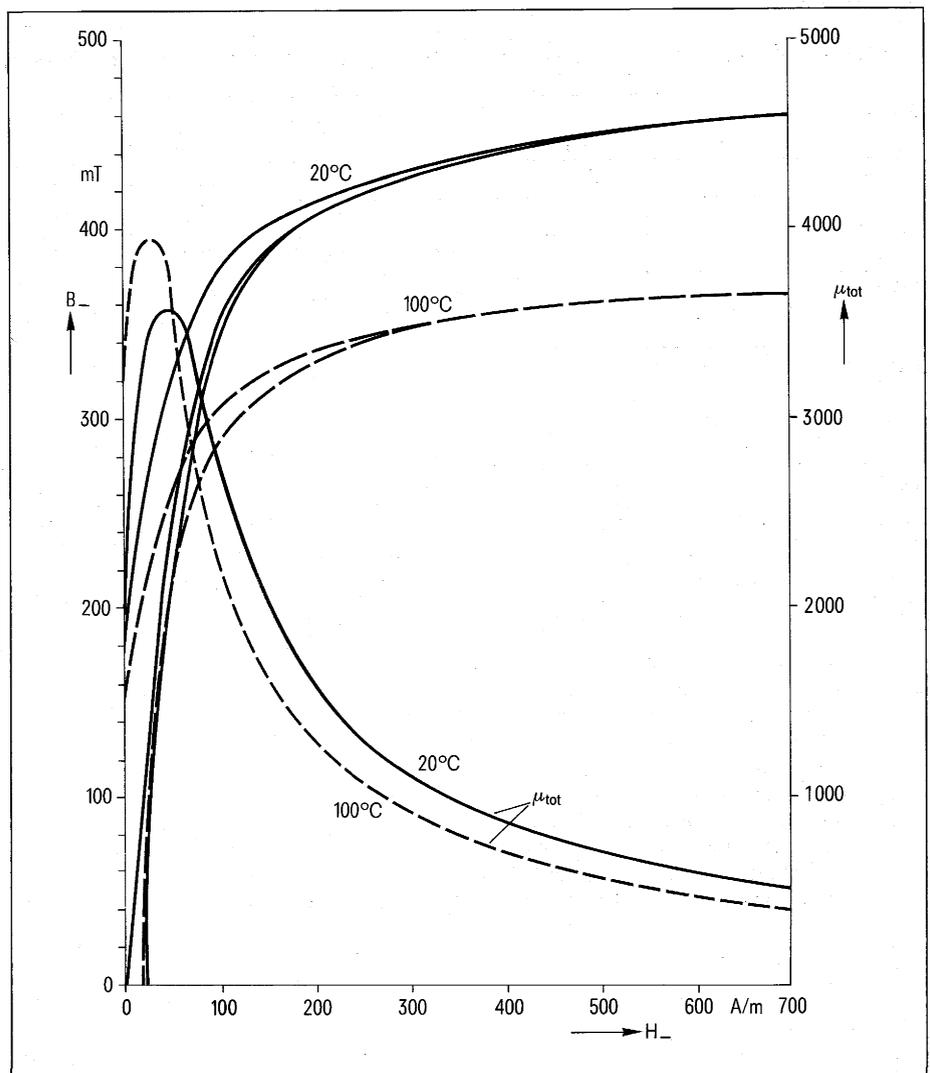
**Tabelle 19**

Spulenkörper für EC-Kernreihe, Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O, Lötbeanspruchung max. 280°C bzw. 536°F, 1 s

Bau- form	nutzbarer Wickel- querschnitt $A_N$ $\text{mm}^2$	mittlere Windungs- länge $l_N$ mm	$A_R$ -Wert <sup>1)</sup> $\mu\Omega$	Gewicht $\approx$ g	Lage der magn. Achse	Einbaumaße für den Übertrager			Anzahl der Anschlüsse	Bestellbezeichnung
						l	b	h		
EC 35	97	53	18,8	7	waagrecht	47	36	26	11	B66272-A1001-T001
									13	B66272-A1002-T001
EC 41	134	62	15,9	12	waagrecht	47	42	40	9	B66274-A1001-T001
									12	B66274-A1002-T001
					senkrecht	47	42	41	9	B66274-A1011-T001
									12	B66274-A1012-T001
EC 52	212	74	12,0	18	waagrecht	57	54	43	11	B66276-A1001-T001
									14	B66276-A1002-T001
					senkrecht	52	54	49	11	B66276-A1011-T001
									14	B66276-A1012-T001
EC 70	469	97	7,1	30	waagrecht	80	72	48	15	B66278-A1001-T001
									19	B66278-A1002-T001
					senkrecht	57	72	71	15	B66278-A1011-T001
									19	B66278-A1012-T001

<sup>1)</sup>  $R_{Cu} = A_R \cdot N^2$ ; Gleichstromwiderstand =  $A_R \cdot \text{Windungszahl}^2$ . Der  $A_R$ -Wert ist hier für einen Kupferfüllfaktor  $f_{Cu} = 0,5$  angegeben.

**Bild 34** Statische Magnetisierungskurven  
SIFERRIT N27



### 3.2.1 EC-Kerne, Mittelschenkel mit rundem Querschnitt

Diese Kernform eignet sich besonders für Wicklungen mit dicken Drähten oder Bändern. Der runde Querschnitt ermöglicht gleichmäßige Lagen aufzubringen und einen guten Füllfaktor zu erreichen. Die Kerne bieten ferner viel Wickelraum und eine bequeme Herausführung auch dicker Drähte. Die große Wickelbreite begünstigt eine gute Kopplung zwischen den Wicklungen.

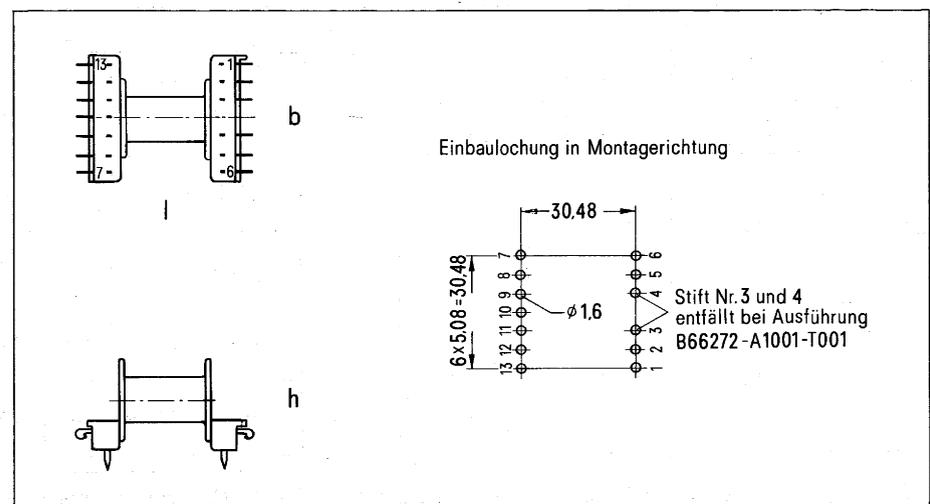
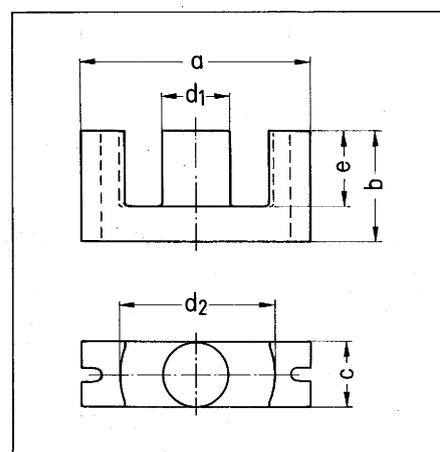
Die Abmessungen der EC-Kernreihe gehen aus **Bild 35** und **Tabelle 18** hervor. Diese Tabelle enthält auch die übertragbaren Leistungen für Eintakt- bzw. Gegentaktbetrieb bei einer Taktfrequenz von 20 kHz und 30 K Übertemperatur sowie die magnetischen Kennwerte.

#### Spulenkörper für EC-Kerne

Die Spulenkörper bestehen aus glasfaserverstärktem formstabilen Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O. Sie sind für EC 35 in liegender, für die Baugrößen EC 41, 52, 70 auch in stehender Ausführung mit unterschiedlicher Anschlußbesetzung (siehe **Tabelle 19** und **Bild 36 bis 42**) lieferbar.

Betriebstemperaturbereich:  
-60 bis +150°C  
Maximale Lötbeanspruchung:  
280°C bzw. 536°F, 1 s

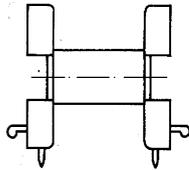
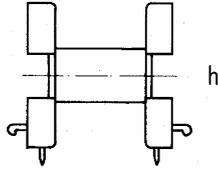
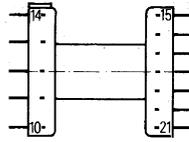
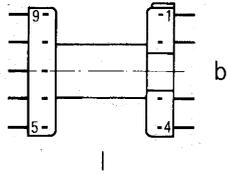
**Bild 35** Maße der EC-Kerne



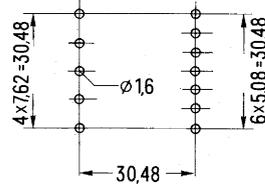
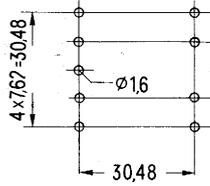
**Bild 36** EC 35, magnetische Achse waagrecht, 11 oder 13 Anschlüsse

**Bild 37** EC 41 magnetische Achse waagrecht  
9 Anschlüsse

12 Anschlüsse

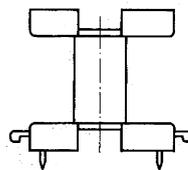
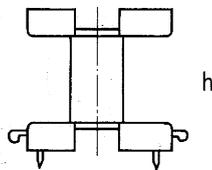
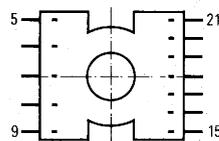
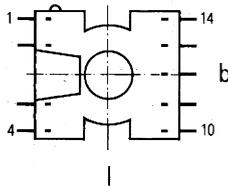


Einbaulochung in Montagerichtung

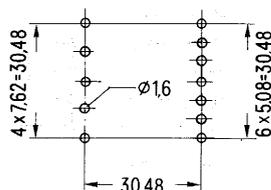
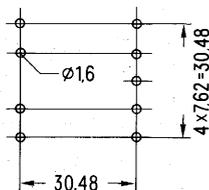


**Bild 38** EC 41 magnetische Achse senkrecht  
9 Anschlüsse

12 Anschlüsse

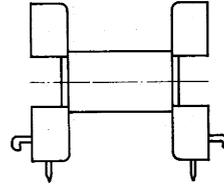
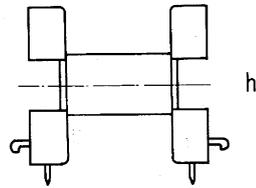
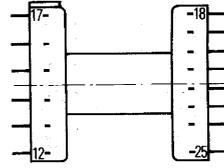
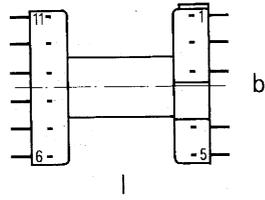


Einbaulochung in Montagerichtung

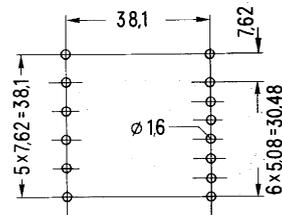
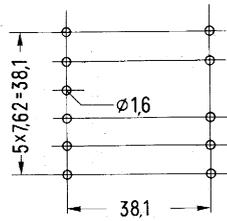


**Bild 39** EC 52 magnetische Achse waagrecht  
11 Anschlüsse

14 Anschlüsse

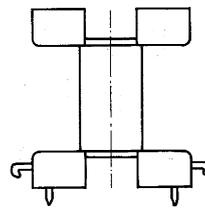
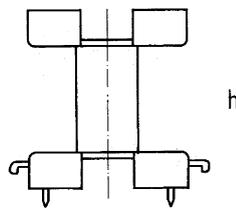
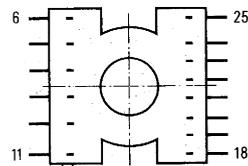
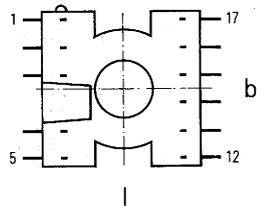


Einbaulochung in Montagerichtung

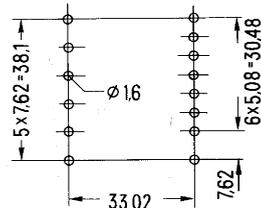
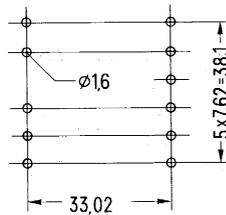


**Bild 40** EC 52 magnetische Achse senkrecht  
11 Anschlüsse

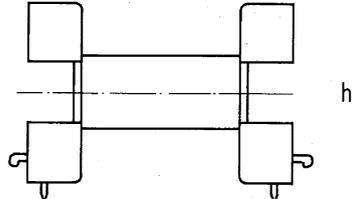
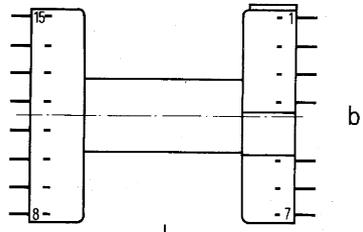
14 Anschlüsse



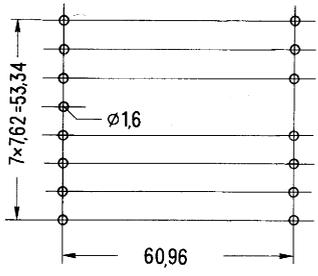
Einbaulochung in Montagerichtung



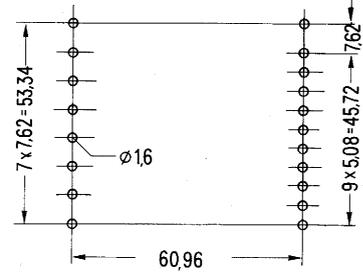
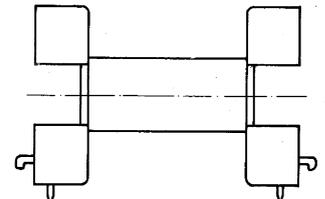
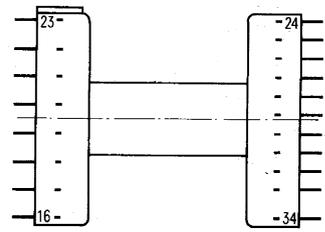
**Bild 41** EC 70 magnetische Achse waagrecht  
15 Anschlüsse



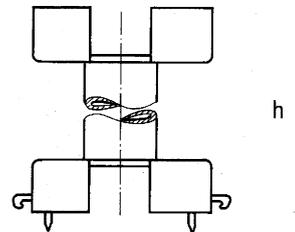
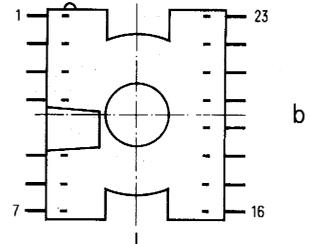
Einbaulochung in Montagerichtung



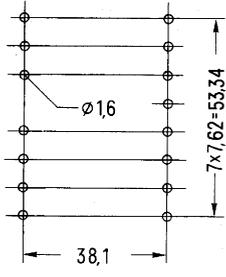
19 Anschlüsse



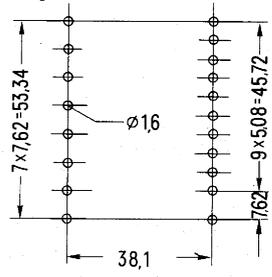
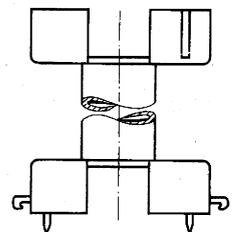
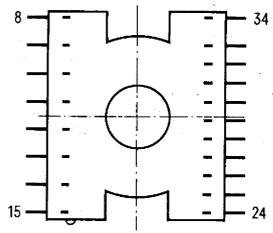
**Bild 42** EC 70 magnetische Achse senkrecht  
15 Anschlüsse



Einbaulochung in Montagerichtung



19 Anschlüsse



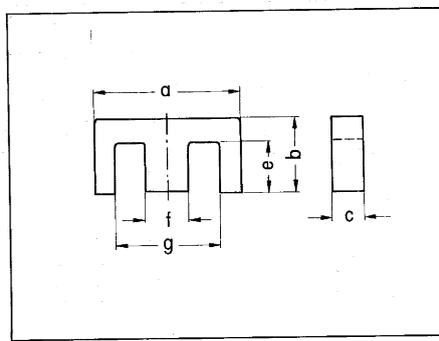
### 3.2.2 E- und EF-Kerne, Mittelschenkel mit rechteckigem Querschnitt

Diese Kernformen bieten sich vor allem für Speicherdrosseln an, aber auch für Übertrager mit einfacheren Wicklungen, bei denen ein kleinerer Füllfaktor und damit eine größere Streuinduktivität in Kauf genommen werden kann. Die Kerne sind im Vergleich zu EC-Kernen preisgünstiger.

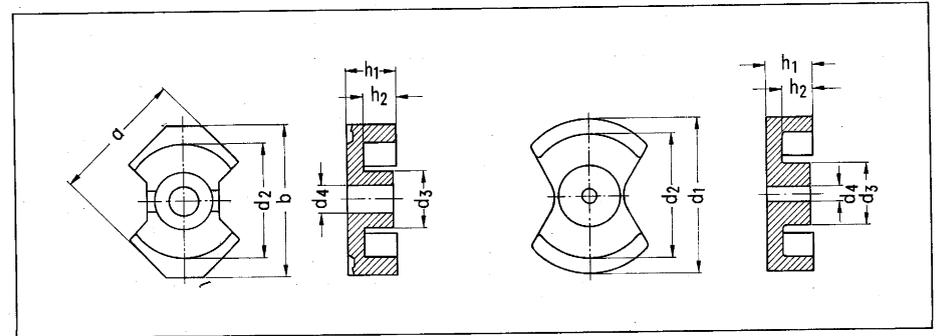
In **Tabelle 19** und **Bild 43** sind die Abmessungen, die übertragbaren Leistungen für Eintakt- und Gegentaktbetrieb sowie die magnetischen Kennwerte zusammengestellt.

Spulenkörper für E- und EF-Kerne sind im SIEMENS-Datenbuch 1975/76 Weichmagnetisches SIFERRIT- und SIRUFER-Material enthalten.

Literatur [8] [9].



**Bild 43** Maße der E- und EF-Kerne



**Bild 44** Maße der RM- und PM-Kerne

**Tabelle 20**

Abmessungen, übertragbare Leistungen und magnetische Kennwerte der E- und EF-Kernreihe. SIFERRIT-Werkstoff N27

Bauform	Abmessungen (mm)						Stückgewicht ≈ g	Bestellbezeichnung für Kerne ohne Luftspalt (je Stück)
	$a_{\max}$	$b_{\max}$	$c_{\max}$	$e_{\min}$	$f_{\max}$	$g_{\min}$		
EF 20/5,9	20,8	10,2	5,9	7,0	5,9	14,1	3,7	B66311-G0000-X127
EF 25/7,5	25,8	12,8	7,5	8,7	7,5	17,5	8	B66317-G0000-X127
E 30/7,3	30,8	15,2	7,3	9,7	7,2	19,5	11	B66319-G0000-X127
E 42/15	43,0	21,2	15,2	14,8	12,2	29,5	44	B66325-G0000-X127
E 42/20	43,0	21,2	20	14,8	12,2	29,5	58	B66329-G0000-X127
E 55/21	56,2	27,8	21	18,5	17,2	37,5	108	B66335-G0000-X127

Bauform	magnetische Kennwerte				$P_{(G)}$ W	$P_{(E)}$ W	$P_V$ W
	$\Sigma l/A$ mm <sup>-1</sup>	$l_e$ mm	$A$ mm <sup>2</sup>	$V_e$ mm <sup>3</sup>			
EF 20/5,9	1,34	44,9	33,5	1500	15	7	< 0,16
EF 25/7,5	1,09	57,5	52,5	3020	25	12	< 0,35
E 30/7,3	1,12	67	49	4000	45	22	< 0,48
E 42/15	0,535	97	181	17600	140	70	< 1,9
E 42/20	0,405	97	240	23300	180	90	< 2,6
E 55/21	0,34	120	354	42500	380	180	< 4,8

$\Sigma l/A$  magnetischer Formfaktor

$l_e$  effektive magnetische Wellenlänge

$A$  magnetischer Querschnitt des Mittelschenkels;  
erforderlich für die Berechnung der maximalen Induktion

$V_e$  effektives magnetisches Volumen

$P_{(G)}$  übertragbare Leistung bei Gegentaktbetrieb } bei Taktfrequenz von 20 kHz  
 $P_{(E)}$  übertragbare Leistung bei Eintaktbetrieb } und Übertemperatur von 30 K

$P_V$  Verlustleistung eines Kernsatzes bei einer Induktion  $B$  von 200 mT und einer Betriebstemperatur von 60 bis 100°C,  $f = 16$  kHz

1) Kerne mit einem Teilluftspalt von 0,1, 0,5, 1, 1,5 und 2 mm auf Anfrage

### 3.2.3 PM-Kerne (Power-Modul)

Der Ferritkern-Übertrager ist in SNT-Baugruppen im allgemeinen das Bauteil, das die Höhe der Baugruppe bestimmt. Eine Flachbauweise des Übertragers wird mit Kernen aus der PM-Reihe erreicht. Diese Kerne haben im Vergleich zu den EC-Kernen einen größeren Kernquerschnitt, aber einen kleineren Wickelquerschnitt. Sie führen bei vergleichbaren Nennleistungen zu einer kleineren Bauhöhe, benötigen aber eine etwas größere Grundfläche.

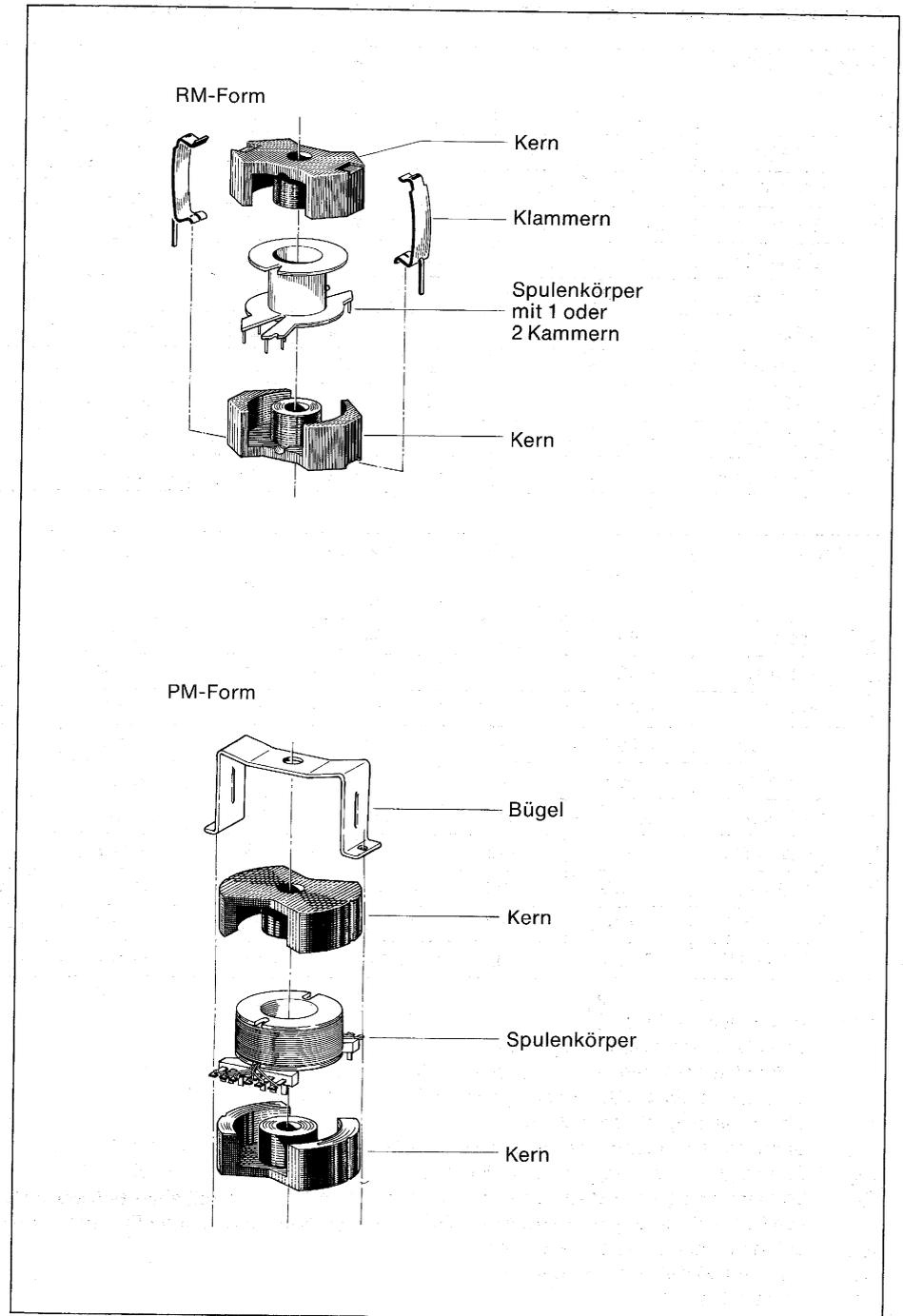
Durch die großen Öffnungen im Mantel lassen sich auch mehrere Wicklungen mit dicken Drähten bzw. Wicklungen für hohe Spannungen problemlos herausführen. Die teilweise geschlossene Kernform erbringt im Vergleich zu E- und EC-Kernen eine kleinere Beeinflussbarkeit durch magnetische Fremdfelder. Dadurch wird der Funk-Entstöraufwand geringer. Die kompakte Kernform hat Vorteile bei einem Verguß.

**Bild 44** und **Tabelle 21** enthalten die Abmessungen, die übertragbaren Leistungen und die magnetischen Kennwerte der PM-Kernreihe. Die zugehörigen Spulenkörper und das Befestigungszubehör sind in **Tabelle 22** und **23** sowie **Bild 45** zusammengestellt. Montagebohrungen auf der Platine siehe **Bild 46**.

Die Spulenkörper bestehen aus formbeständigem glasfaserverstärktem Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O. Zulässige Lötbeanspruchung 280°C bzw. 536°F, 1 s.

In Vorbereitung sind Spulenkörper mit Flachsteckeranschlüssen 2,8×0,5 mm<sup>2</sup>, ausgenommen Kernsatz PM 114×93. Diese Anschlüsse eignen sich besonders, wenn z. B. auf der Sekundärseite große Ströme abzuführen sind. Strombelastbarkeit 15 A.

**Bild 45** Zubehörteile für RM- und PM-Kerne



### 3.2.4 RM-Kerne

Diese Kerne sind in der Form den PM-Kernen ähnlich und haben daher vergleichbare konstruktive und magnetische Eigenschaften. Sie sind besonders geeignet für Speicherdrosseln und Treibertransformatoren. Die Kerne sind nur in SIFERRIT N41 lieferbar. Dieser Werkstoff hat ein besonders gutes Vormagnetisierungsverhalten.

Die Abmessungen und die magnetischen Kennwerte gehen aus **Bild 44** und **Tabelle 21** hervor. Die Spulenkörper und das Befestigungszubehör sind in **Tabelle 22** und **23** und in **Bild 45** aufgeführt. In **Bild 46** sind die Montagebohrungen auf der Leiterplatte angegeben.

**Tabelle 21**

Abmessungen, übertragbare Leistungen und magnetische Kennwerte der RM- und PM-Kernreihen

Bauform	Abmessungen (mm)									Satzgewicht ≈ g	Bestellbezeichnung (je Satz)
	$a_{max}$	$b_{max}$	$d_{1max}$	$d_{2min}$	$d_{3max}$	$d_{4min}$	$h_{1max}$	$h_{2min}$			
RM-Form	RM 8 <sup>1)</sup>	19,7	23,2	–	17	8,55	<sup>1)</sup>	8,25	5,4	13	B65811–J0000–R041
	RM 10 <sup>1)</sup>	24,7	28,5	–	21,2	10,9	<sup>1)</sup>	9,35	6,2	23	B65813–J0000–R041
	RM 14	34,8	42,2	–	29	15	5,4	14,5	10,4	65	B65887–A0000–R041
PM-Form	∅ 50×30	–	–	50	39	20	5,4	14,8	9,5	130	B65644–A0000–R027
	∅ 50×39 <sup>2)</sup>	–	–	50	39	20	5,4	19,5	13,2	140	B65646–A0000–R027
	∅ 62×38	–	–	62	48,8	25,5	5,4	18,8	12,1	250	B65694–A0000–R027
	∅ 62×49 <sup>2)</sup>	–	–	62	48,8	25,5	5,4	24,5	16,7	280	B65684–A0000–R027
	∅ 70×42	–	–	70	57,5	29,5	8,5	21	14,2	360	B65696–L0000–R027
	∅ 87×70 <sup>2)</sup>	–	–	87	67,1	31,9	8,5	35	24	770	B65713–A0000–R027
	∅ 114×93 <sup>2)</sup>	–	–	114	88	43	5,4	46,5	31,5	1940	B65733–A0000–R027

Bauform	magnetische Kennwerte								SIFERRIT- Werkstoff	
	$\Sigma l/A$ mm <sup>-1</sup>	$l_e$ mm	$A_{min}$ mm <sup>2</sup>	$A_e$ mm <sup>2</sup>	$V_e$ mm <sup>3</sup>	$P_{(E)}$ W	$P_{(E)}$ W	$P_V$ W		
RM-Form	RM 8 <sup>1)</sup>	0,59	38	54	64	2430	30	12	<0,23	N41
	RM 10 <sup>1)</sup>	0,45	44	87	98	4310	50	22	<0,4	N41
	RM 14	0,40	71	142	178	12600	150	70	<1,2	N41
PM-Form	∅ 50×30	0,255	76	281	340	23100	250	135	<2,8	N27
	∅ 50×39 <sup>2)</sup>	0,255	87	275	340	29600	320	180	<3,1	N27
	∅ 62×38	0,195	96	470	550	47000	390	225	<5,5	N27
	∅ 62×49 <sup>2)</sup>	0,205	113	460	550	62200	510	310	<6,2	N27
	∅ 70×42	0,168	105	580	625	65600	600	370	<7,9	N27
	∅ 87×70 <sup>2)</sup>	0,167	153	700	915	140000	1200	770	<16,9	N27
	∅ 114×93 <sup>2)</sup>	0,120	208	1340	1730	360000	2100	1400	<42,7	N27

- $\Sigma l/A$  magnetischer Formfaktor
- $l_e$  effektive magnetische Weglänge
- $A_{min}$  magnetischer Querschnitt des Mittelzapfens;  
erforderlich für die Berechnung der maximalen Induktion
- $V_e$  effektives magnetisches Volumen
- $P_{(E)}$  übertragbare Leistung bei Gegentaktbetrieb
- $P_{(E)}$  übertragbare Leistung bei Eintaktbetrieb
- $P_V$  Verlustleistung eines Kernsatzes bei einer Induktion  $B$  von 200 mT, einer Betriebstemperatur von 60 bis 100°C bei PM-Kernen bzw. 70°C bei RM-Kernen sowie einer Frequenz von 16 kHz
- $A_e$  effektiver magnetischer Querschnitt
- <sup>1)</sup> nur ohne Mittelloch lieferbar
- <sup>2)</sup> Vorzugstyp

**Tabelle 22**

Klammern und Befestigungsbügel für RM- und PM-Kerne

Bauform	Benennung	Gewicht ≈ g	Bestellbezeichnung je Stück
RM-Form	RM 8	0,3	B65812-B2001-X000
	RM 10		
	RM 14	1,04	B65888-A2001-X000
PM-Form	∅ 50×30	18	B65645-A2000-X000
	∅ 62×38	25	B65695-A2000-X000
	∅ 70×42	35	B65698-A2000-X000

**Tabelle 23**

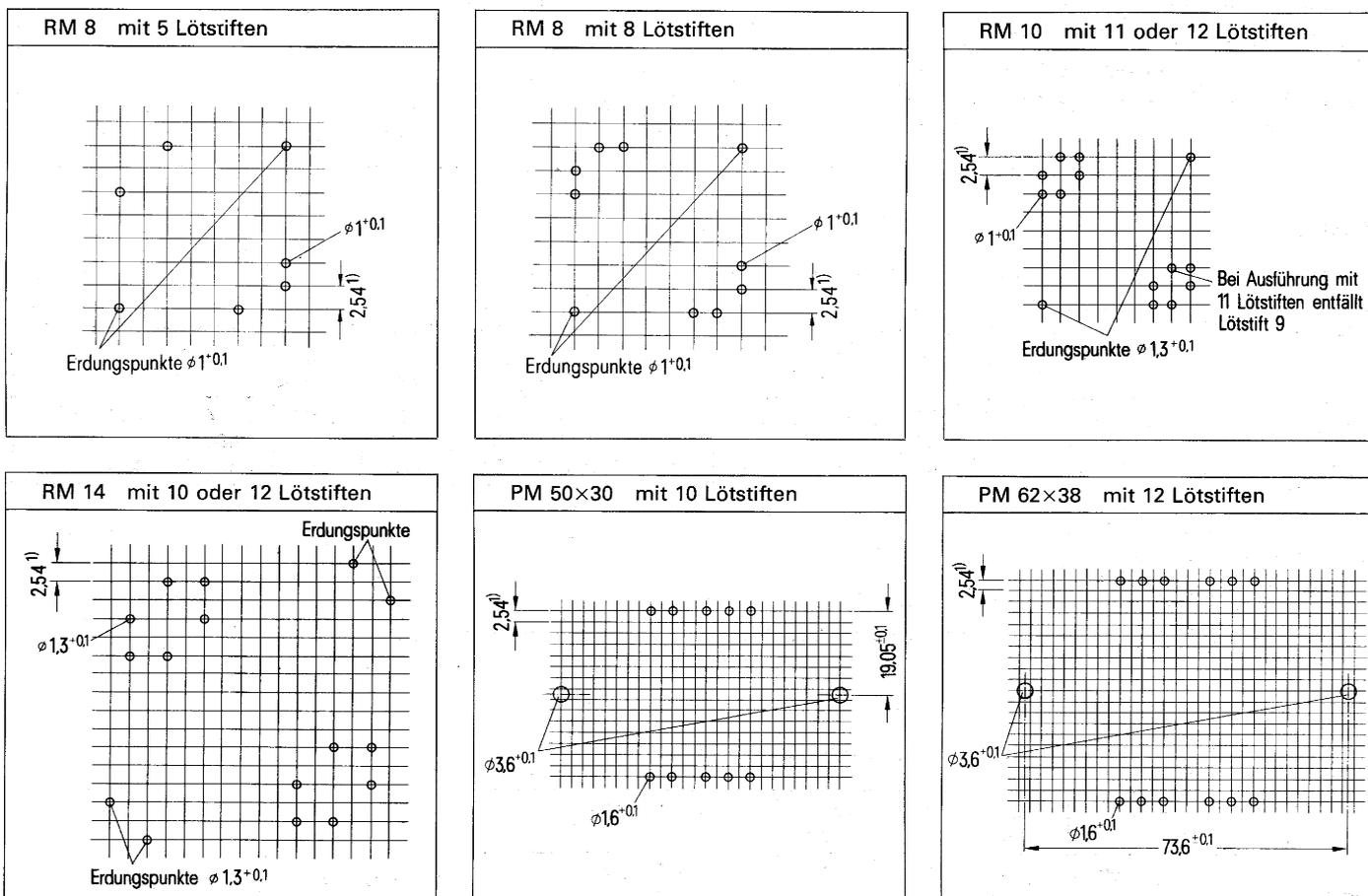
Spulenkörper für RM- und PM-Kerne. Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O, Lötbeanspruchung max. 280°C bzw. 536°F, 1s

Bauform für Kernsatz	Anzahl der Kammern	nutzbarer Wickelquerschnitt $A_N$ mm <sup>2</sup>	mittlere Windungslänge $l_N$ mm	$A_R$ -Wert <sup>1)</sup> $\mu\Omega$	Gewicht g	Anzahl der Anschlüsse im RM	Bestellbezeichnung	
RM-Form	RM 8	1	30	42	47	5	B65812-B1002-D001	
		8				8	B65812-B1001-D001	
	2	28,4	50	0,9	5	B65812-B1002-D002		
		8			B65812-B1001-D002			
	RM 10	1	41,5	52	43	1,5	11	B65814-J1002-D001
			12				B65814-J1001-D001	
2		39	46		1,7	11	B65814-J1002-D002	
		12				B65814-J1001-D002		
RM 14	1	107	71,5	23	3	10	B65888-B1001-D001	
						12	B65888-B1002-D001	
PM-Form	$\varnothing 50 \times 30$	1	118	96,8	28,2	4,5	10	B65645-A1000-M001
	$\varnothing 50 \times 39$	1	154	96,8	21,6	5	14	B65647-A1014-T001
	$\varnothing 62 \times 38$	1	203	120	20	8,5	12	B65695-A1000-M001
	$\varnothing 62 \times 49$	1	270	120	15,4	10	16	B65685-A1016-T001
	$\varnothing 70 \times 42$	1	290	140	16,6	15	10	B65697-J1000-M001
	$\varnothing 87 \times 70$	1	657	158	8,27	30	12	B65714-A1002-T001
							16	B65714-A1001-T001
$\varnothing 114 \times 93$	1	1070	210	6,75	45	0 <sup>2)</sup>	B65734-A1000-T001	

1) Widerstandsfaktor;  $A_R = R_{Cu}/N^2$

2) ohne Anschlüsse

**Bild 46** Montagebohrungen für RM- und PM-Schalenkerne Ansichten in Montagegerichtung



1) auch Teilung 2,5 zulässig

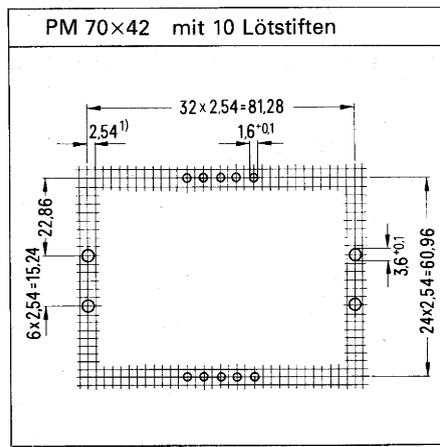
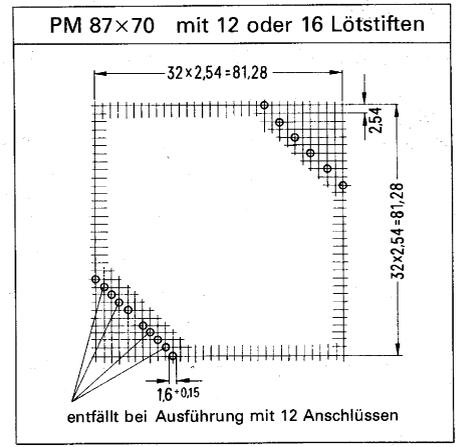


Bild 46 Fortsetzung



1) auch Teilung 2,5 zulässig

Bild 47 Maße der CC-Kerne

### 3.2.5 CC-Kerne (Cap-Cup-Core)

CC-Kerne sind speziell für Speicherdrosseln vorgesehen. Sie haben die Form von Glockenkernen mit Mittelbutzen. Als Deckel dient eine Ferritscheibe mit zwei gegenüberliegenden Schlitzen zur Herausführung der Spulenanschlüsse.

Die Montage der CC-Kerne erfolgt über das Butzenloch mit einer Schraube M4 aus antiferromagnetischem Material, z. B. Messing oder Kunststoff.

Abmessungen und magnetische Kennwerte der CC-Kerne siehe Bild 47 und Tabelle 24.

Die Spulenkörper sind einkammerig und aus formbeständigem glasfaserverstärktem Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O, hergestellt. Wickel-datender Spulenkörper siehe Tabelle 25.

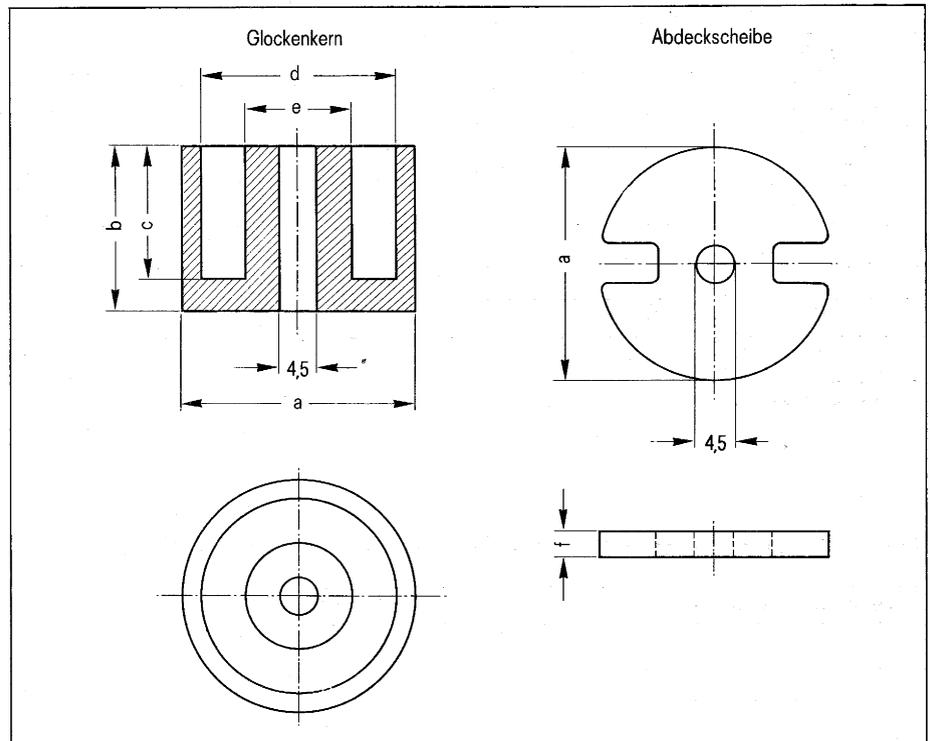


Tabelle 24

Abmessungen und magnetische Kennwerte der CC-Kernreihe. SIFERRIT-Werkstoff N27

Bauform	Abmessungen (mm)						Gewicht ≈ g	magnetische Kennwerte				Bestellbezeichnung <sup>1)</sup> (je Satz)
	$a_{max}$	$b_{max}$	$c_{min}$	$d_{min}$	$e_{max}$	$f_{max}$		$\Sigma l/A$ mm <sup>-1</sup>	$l_e$ mm	$A_e$ mm <sup>2</sup>	$V_e$ mm <sup>3</sup>	
CC 26	26	18,7	15,1	21,5	11,5	3	27	0,463	47,7	103	4906	B66442-A1-X27
CC 36	36	26,5	22	30	17	3,9	80	0,304	70,2	230	16 170	B66443-A1-X27
CC 50	52	34	27	44	24	6,2	220	0,195	93,3	479	44 730	B66446-A1-X27

$\Sigma l/A$  magnetischer Formfaktor

$l_e$  eff. magnetische Weglänge

$A_e$  eff. magnetischer Querschnitt des Butzens

$V_e$  eff. magnetisches Volumen

1) der Satz besteht aus Glockenkern und Abdeckscheibe. Auch mit Luftspalt 1, 2, 3 mm lieferbar.

Tabelle 25

Spulenkörper für CC-Kerne. Lötbeanspruchung max. 280°C bzw. 536°F, 1 s.

Spulenkörper für Kernsatz	$A_N$ mm <sup>2</sup>	$l_N$ mm	$A_R$ μΩ	Kam- mern	Bestellbezeichnung
CC 26	50	54	37	1	B66442-J2000-X27
CC 36	97	76	27	1	B66443-J2000-X27
CC 50	190	110	20	1	B66446-J2000-X27

$A_N$  nutzbarer Wickelquerschnitt

$l_N$  mittlere Windungslänge

$A_R$  Widerstandsfaktor;  $A_R = R_{Cu}/N^2$

### 3.2.6 UI- und UU-Kerne mit rechteckigem Querschnitt

Diese Kernformen werden für Übertrager im Kilowattbereich angewandt, vorwiegend für Gegentaktbetrieb. Aus den Grundelementen U und I lassen sich nach dem Baukastenprinzip die verschiedensten Kernformen aufbauen, z. B. UI, UU, EI, EE, M. Auch der wirk-same Querschnitt für den magnetischen Fluß kann durch Übereinanderlegen der Grundelemente verdoppelt bzw. vervierfacht werden. Auf diese Weise lassen sich Übertrager mit Leistungen bis 20 kW bei Gegentaktbetrieb konzipieren. Die Bestellbezeichnungen für die Grundelemente I und U sind in **Tabelle 26** angegeben.

Abmessungen und magnetische Kennwerte der UI- und UU-Kernzusammenstellung siehe **Bild 48** und **Tabelle 26**.

**Tabelle 26**

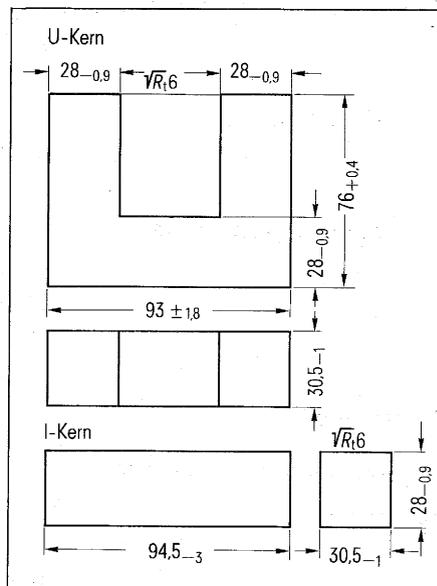
Magnetische Kennwerte der UI- und UU-Kerne

Bauform	$\Sigma l/A$ mm <sup>-1</sup>	$l_e$ mm	$A_e$ mm <sup>2</sup>	$V_e$ mm <sup>3</sup>	Gewicht g	$P_{N(G)}$ kW
UI 93/105/30	0,31	259	826	214 000	1100	1,5
UU 93/150/30	0,42	345	826	285 000	1500	2

$\Sigma l/A$  magnetischer Formfaktor  
 $l_e$  eff. magnetische Weglänge  
 $A_e$  eff. magnetischer Querschnitt  
 $V_e$  eff. magnetisches Volumen  
 $P_{N(G)}$  Nennleistung bei Gegentaktbetrieb 20 kHz, 30 K Übertemperatur.  
 Höhere Nennleistungen durch Parallellegen von Kernen;  
 hierzu Abschnitt 3.2.6.

Bestellbezeichnung für  
 Grundelemente nach Bild 48

I-Kern B67345-A2-X27  
 U-Kern B67345-A1-X27



**Bild 48** Maße des I- und U-Kerns

### 3.3 Transformatoren und Speicherdrosseln mit Kernen aus SIFERRIT-N27

#### 3.3.1 Optimierung

Übertrager und Speicherdrosseln zählen zu den wichtigsten und zugleich kritischsten Bauteilen von Schaltnetzteilen. Kritisch deshalb, weil ihre Dimensionierung bestimmend ist für Wirkungsgrad, Volumen, Gewicht, Entstöraufwand und Übertragungsfunktion des SNT. Eine optimale Dimensionierung ist wegen der zahlreichen Parameter schwieriger als bei 50 Hz-Transformatoren mit Blechkernen. Gleiches gilt für eine wirtschaftliche Herstellung.

In den nachfolgenden Abschnitten werden die wichtigsten Faktoren für die Bemessung und den konstruktiven Aufbau behandelt. Die Berechnungsgrundlagen für die verschiedenen Wandlerarten sind in einer eigenen Technischen Mitteilung zusammengestellt. Literatur [19]

Auf Anfrage werden auch komplette einbaufertige Übertrager und Speicherdrosseln nach Spezifikation des Anwenders hergestellt. Hierzu ist der nachstehende **Fragebogen** möglichst vollständig beantwortet der Anfrage beizufügen. Der Bezug kompletter Übertrager und Drosseln gibt Gewähr für den Einsatz eines optimalen Bauteiles. Er empfiehlt sich vor allem für Anwendungen, die einen streuarmlen Wicklungsaufbau, kleine Wicklungskapazitäten, spezielle Schutzarten, hohen Wirkungsgrad, kleinstes Volumen, niedriger Wärmewiderstand ect. erfordern.

## Fragebogen

### I. Drossel

1. Induktivität  $L = \text{_____ H}$
2. max. Gleichstromwiderstand  $R_{GL} = \text{_____ } \Omega$
3. Vormagnetisierung  $I_- = \text{_____ A}$
4. Wechselstromaussteuerung  $I_{\sim} = \text{_____ A}$
5. Frequenz  $f = \text{_____ Hz}$

### II. Spule

6. Induktivität  $L = \text{_____ H}$
7. Güte  $Q = \text{_____}$
- 7a. bei Frequenz  $f = \text{_____ Hz}$
8. Abgleichbereich \_\_\_\_\_
9. Abmessungen \_\_\_\_\_

### III. Übertrager allgemein

10. Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u} = \text{_____}$
  11. Frequenzbereich  $f_{\min} = \text{_____ Hz}, f_{\max} = \text{_____ Hz}$
- |                           | Primär                          | Sekundär       |
|---------------------------|---------------------------------|----------------|
| 12. Spannung              | $U_{\sim} = \text{_____ V}$     | _____ V        |
| 13. Scheinwiderstand      | $Z = \text{_____ } \Omega$      | _____ $\Omega$ |
| 14. Vormagnetisierung     | $I_- = \text{_____ A}$          | _____ A        |
| 15. Gleichstromwiderstand | $R_{GL} = \text{_____ } \Omega$ | _____ $\Omega$ |

### IV. Leistungsübertrager

16. Wandlertyp \_\_\_\_\_
17. Primärspannung  $U_p = \text{_____ V}$
18. Frequenz (Taktzeit)  $f = \text{_____ Hz}$
19. Max. Sekundärleistung  $P_s = \text{_____ W}$
20. Regelspannung  $U = \text{_____ V}$
21. Rückkopplungsspannung  $U = \text{_____ V}$
22. Sekundärspannung  $U_s = \text{_____ V}$
23. Sekundärstrom  $I_s = \text{_____ A}$
24. Streuinduktivität  $\sigma_L = \text{_____ mH}$

### V. Allgemeine Angaben

25. Gleichrichter \_\_\_\_\_
26. Kondensatoren \_\_\_\_\_
27. Belastungsart \_\_\_\_\_
28. Verwendungszweck \_\_\_\_\_
29. Umgebungstemperatur  $T_u = \text{_____ } ^\circ\text{C}$
30. Erdungslötöse ja/nein
31. Betriebsart (Betriebszeitangaben)

- a) Betrieb \_\_\_\_\_ Min./Std.
- b) Pause \_\_\_\_\_ Min./Std.

### 32. Prüfspannung $U_p$

- a) Wicklung/Wicklung \_\_\_\_\_ V
- b) Wicklung/Kern \_\_\_\_\_ V

### 33. Besondere Vorschriften

- a) DIN \_\_\_\_\_
- b) VDE \_\_\_\_\_
- c) MIL \_\_\_\_\_
- d) SEV \_\_\_\_\_

### 34. Schaltbild

### 35. Voraussichtliche Stückzahl \_\_\_\_\_ Stck./Jahr

### 36. Wunschtermin

- a) Muster \_\_\_\_\_
- b) Serienfertigung \_\_\_\_\_

### 3.3.2 Bemessungs- und Konstruktionskriterien

#### Übertragbare Leistung $P$

Nomogramm **Bild 49** vermittelt als Richtwert die übertragbare Leistung  $P$ , abhängig von der Kernform (E, EC, RM, PM, UI etc.) und der Kerngröße sowie abhängig von der Betriebsart des Wandlers (Eintakt-Durchfluß, Gegentakt-Durchfluß und Speicher).

Bei  $f = 30$  kHz erhöhen sich die aus dem  $f = 30$  kHz erlesenen übertragbaren Leistungen um ca. 50 %. Gleichzeitig steigt aber die Übertemperatur  $\vartheta_0$  auf ca. 50 K.

Die Faktoren, von denen die übertragbare Leistung  $P$  abhängt, sind im **Bild 50** in einem Schema dargestellt.

Darin bedeuten:

$C$  Konstante für die Betriebsart des Wandlers;

bei Gegentakt-Durchflußübertrager  $C = \sqrt{2}$

bei Eintakt-Durchflußübertrager  $C = 1/\sqrt{2 \cdot p1 \cdot p1}$  ist das Tastverhältnis, d. h. Verhältnis von Durchlaßzeit zur Periodendauer

bei Sperrwandler (Speicherübertrager)  $C = 0,87$

$f$  Taktfrequenz; bevorzugter Bereich 16 bis 50 kHz.

$f \sim P$ . Mit steigender Frequenz nehmen die Kernverluste  $P_{Fe}$  und damit die Übertemperatur  $\vartheta_0$  zu. (Vergleiche **Bild 30**).

$\Delta B$  Induktionshub. Für  $\Delta B$  wird in der Regel bei Eintaktbetrieb (unipolare Aussteuerung)  $0,7 \hat{B}$  und bei Gegentaktbetrieb (bipolare Aussteuerung)  $0,5 \hat{B}$  gewählt (siehe **Bild 51**).  $\hat{B}$  ist die Sättigungsmagnetisierung. Im dynamischen Betrieb soll auch im ungünstigsten Fall, d. h. beim maximalen Lastsprung und der höchsten möglichen Umgebungstemperatur eine Aussteuerung des Übertragungskerns in die Sättigung vermieden werden. Im Bereich der Sättigung entstehen durch den großen Magnetisierungsstrom am Kollektor des Schalttransistors Stromspitzen, die zur Zerstörung des Schalttransistors führen können.

Die optimale Induktion  $B_{opt}$  ist gegeben, wenn die Kernverluste  $P_{Fe}$  und die Kupferverluste  $P_{Cu}$  etwa gleich groß sind.

$A_e$  effektiver Kernquerschnitt in  $mm^2$ ; die  $A_e$ -Werte für die verschiedenen Kernformen und Kerngrößen sind in den **Tabellen 18, 20, 21, 24, 26** angegeben.

$f_{CuP}$  Kupferfüllfaktor der Leistungswicklung; abhängig vom Wicklungsaufbau (Draht, Band, Litze, Lagenisolation, Verschachtelung). Erreichbar sind Werte von 0,35 bis 0,5.

$P_{Cu}$  Kupferverlustleistung. Sie bestimmt zusammen mit den Kernverlusten  $P_{Fe}$  die Übertemperatur.

$A_R$  Widerstandsfaktor oder  $A_R$ -Wert. Dieser ist für die verschiedenen Spulenkörper in den **Tabellen 19** und **22** für einen Kupferfüllfaktor  $f_{Cu} = 0,5$  angegeben. Für andere Kupferfüllfaktoren  $f_{Cu}$  ist der  $A_R$ -Wert wie folgt umzurechnen:

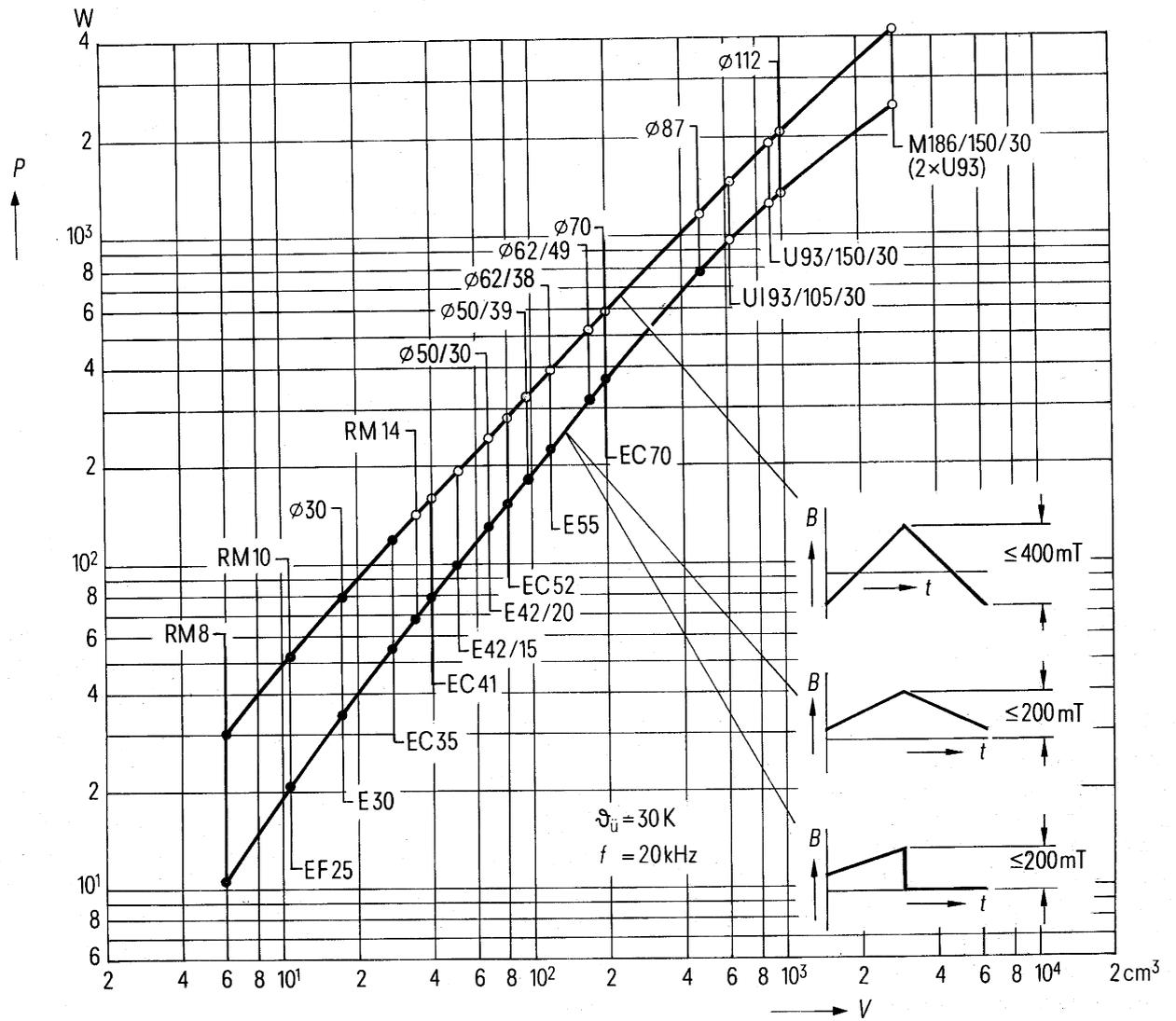
$$A_{R(f_{Cu})} = A_{R(0,5)} \frac{0,5}{f_{Cu}}$$

#### Thermische Optimierung

Sie wird erreicht, wenn die vom Ferritkern erzeugte Übertemperatur etwa gleich groß ist wie die in der Wicklung erzeugte Übertemperatur. Das bedeutet, daß die Kernverlustleistung und die Kupferverlustleistung etwa gleich hoch sind:  $P_{Fe} \approx P_{Cu}$ . Diese Gleichheit der Verluste stellt sich bei der optimalen Induktion  $B_{opt}$  ein.

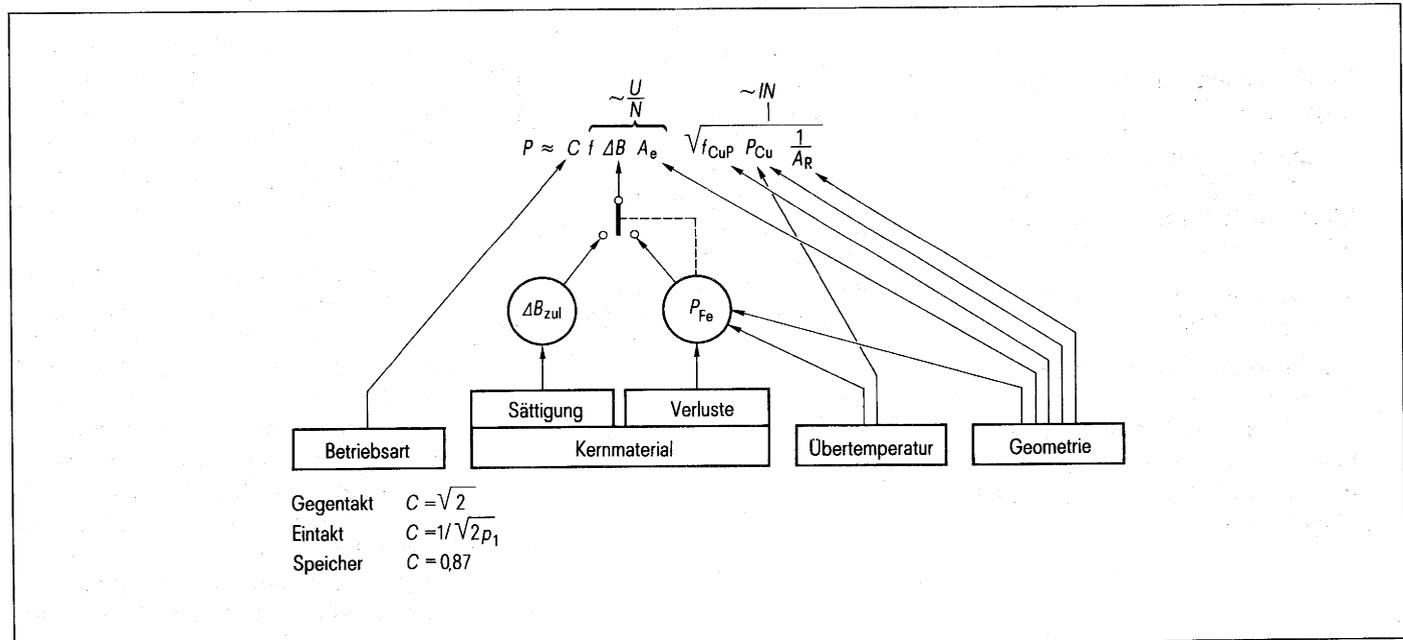
$B_{opt}$  ist für die wichtigsten Kernformen und Kerngrößen in Abhängigkeit von der übertragbaren Leistung  $P$  aus Diagramm **Bild 52** zu entnehmen. Betriebsart Gegentakt, Übertemperatur  $\vartheta_0 = 30$  K,  $f = 20$  bzw. 50 kHz,  $P_{Fe} = 2$  mW/g bzw. 4 mW/g.

Für das häufigste Wertepaar 20 kHz und 4 mW/g liegen die optimalen Induktionen (stark ausgezogene Gerade) zwischen 100 bis 230 mT. Für 50 kHz und unverändert 4 mW/g nach der gestrichelten Geraden zwischen 60 und 150 mT und schließlich für wieder 20 kHz aber 2 mW/g nach der punktierten Geraden zwischen 140 und 320 mT. In den beiden letzten Fällen werden wegen der höheren Frequenz bzw. Induktion höhere Leistungen übertragen.



**Bild 49** Nomogramm für die übertragbare Leistung  $P$  mit Ferritkernen aus SIFERRIT N27 bei Taktfrequenz  $f = 20$  kHz und Übertemperatur  $\vartheta_{Ü} = 30$  K. Parameter: Kernform, Kerngröße, Betriebsart des Wandlers

**Bild 50** Leistungsformel für Übertrager



### Streuinduktivität $L_S$ und Wicklungsaufbau

Die Streuinduktivität ist sowohl vom Wicklungsaufbau, als auch von den Kernabmessungen abhängig.

- Beeinflussung durch den Wicklungsaufbau.

Kleine Streuinduktivitäten werden durch Verschachteln der eng zu koppelnden Wicklungen, d. h. durch hohe Koppelfaktoren erreicht. Teilt man z. B. die Primärwicklung in zwei gleiche Schichten und legt die Sekundärwicklung zwischen diese, so erzielt man eine Streuinduktivität  $L_{S1}$ , die nur noch ein Viertel einer nichtverschachtelten Wicklung beträgt (gemessen an der Primärwicklung).

Diese Beziehung ist aus der vereinfachten Gleichung für die Streuinduktivität

$$L_{S1} = \mu_0 \cdot N_1^2 \cdot \frac{n_w}{3} \cdot \frac{l_w}{b_w} \cdot \frac{1}{t^2} \quad (2)$$

zu ersehen.

In der Gleichung bedeutet:

$\mu_0$  magnetische Feldkonstante,

$N_1$  Primärwindungszahl,

$b_w$  Wickelhöhe senkrecht zur magnetischen Achse,

$b_w$  Wickelbreite in Längsrichtung der magnetischen Achse,

$t$  Unterteilungsfaktor, der durch die Anzahl der Trennflächen zwischen Primär- und Sekundärwicklungen definiert ist.

Außer der beschriebenen schichtweisen Verschachtelung kann wegen der sekundärseitig meistens niedrigen Windungszahlen bei Mittelfrequenzübertragern (z. B. nur zwei Windungen für 12 V) eine Verschachtelung der Wicklungen innerhalb einer Lage zweckmäßig sein. Vorgefertigte Bandleitungen ergeben hierbei eine gute Reproduzierbarkeit bestimmter Geometrien – z. B. symmetrische oder unsymmetrische Wickelanordnungen – bei hoher Wirtschaftlichkeit.

In einer Bandleitung liegt immer der Leiter einer Wicklung neben dem Leiter der anderen Wicklung. Damit wird eine optimale Kopplung der Wicklungen und als Folge davon eine sehr kleine Streuinduktivität erreicht. Hierzu **Bild 53**.

- Beeinflussung durch die Kernwahl

Aus der Gleichung (2) ist für die Kerngeometrie abzuleiten, daß  $b_w$  groß und  $l_w$  und  $n_w$  klein sein sollen, d. h. eine kleine Streuinduktivität wird mit Kernen mit großer Wickelbreite in Richtung der magnetischen Achse erreicht. Für diese Bedingung sind EC-Kerne und U-Kerne am günstigsten. Der Streufluß im Bereich der Wicklung ist klein, eine Verschachtelung ist wickeltechnisch relativ einfach.

PM- und RM-Kerne haben zwar nach außen ein sehr kleines, im Innenraum aber ein sehr großes Streufeld, das sich auf den gesamten Wicklungsumfang verteilt. Dies gilt besonders für Wicklungen, die kurz gegen ihren Durchmesser sind. Hier empfiehlt sich ein Bandleiteraufbau der Wicklung. (**Bild 53**).

- Einfluß der Streuinduktivität auf die Schaltungsfunktion des SNT

Die Streuinduktivität setzt sich aus dem primärseitigen und dem sekundärseitigen Anteil zusammen. Die gesamte primär wirkende Streuinduktivität wird an der Primärseite gemessen bei kurzgeschlossenen Sekundärwicklungen. Die sekundär wirkende Streuinduktivität wird an der Sekundärseite gemessen bei primärem Kurzschluß.

Die primäre Streuinduktivität führt zu Spannungsspitzen beim Ausschaltvorgang und erzeugt bei Rechteck-Wandler Überschwinger auf der Sekundärseite.

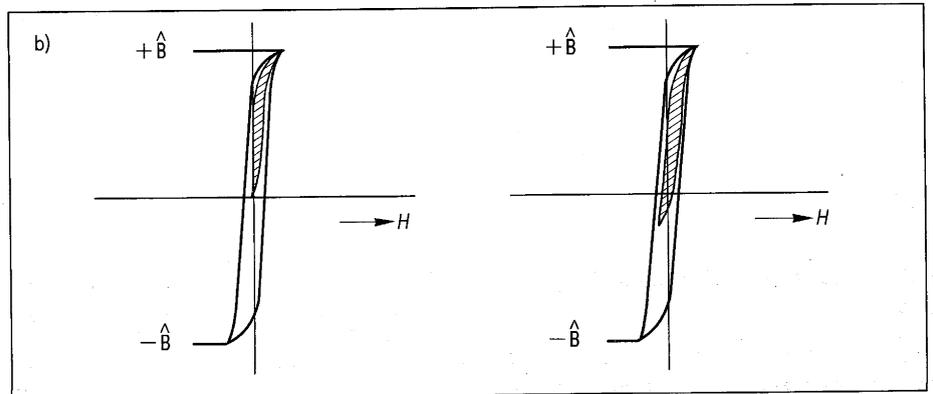
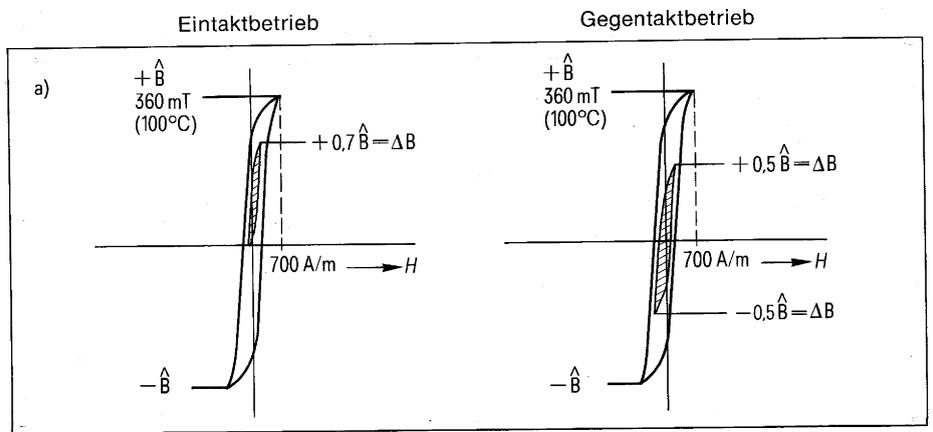
### Wärmewiderstand $R_{th}$

Das Verhältnis von Übertemperatur  $\vartheta_U$  zur Gesamtverlustleistung wird als Wärmewiderstand bezeichnet.

$$R_{th} = \frac{\vartheta_U}{(P_{Fe} + P_{Cu})}; \text{ Maßeinheit K/W.}$$

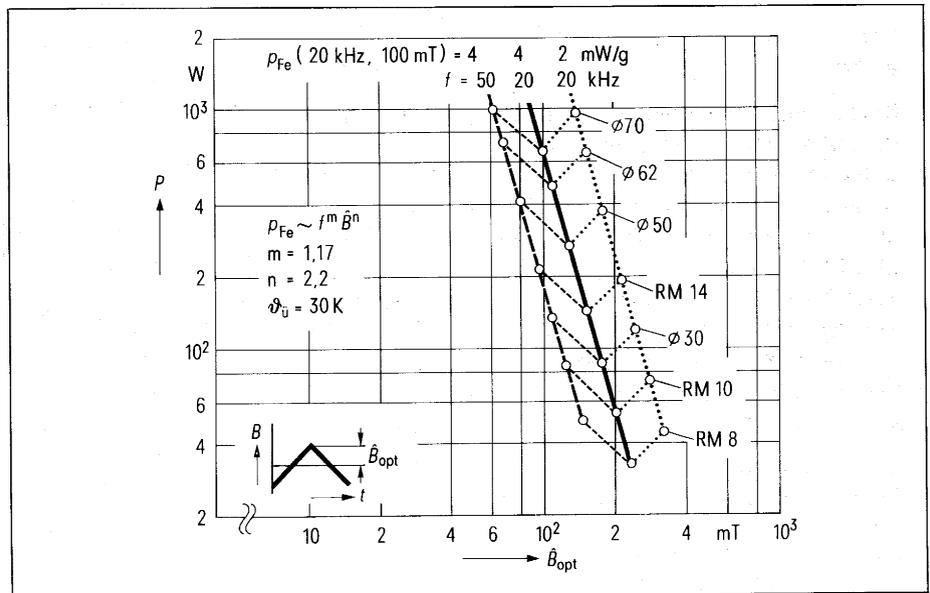
Im Diagramm **Bild 54** ist  $R_{th}$  in Abhängigkeit von der Übertrageroberfläche  $S$  für die verschiedenen Kernformen und Kerngrößen angegeben. Parameter ist die kleinste Kantenlänge  $d$ .

Der Wärmewiderstand fällt von etwa 50 K/W beim kleinsten Kern mit 20 mm Kantenlänge auf etwa 3 K/W beim größten Kern mit 186 mm Kantenlänge. Die Werte gelten für freie Konvektion und für unvergossene Übertrager. Durch einen Verguß oder Kühlkörper läßt sich der Wärmewiderstand um 30 bis 50 % senken.

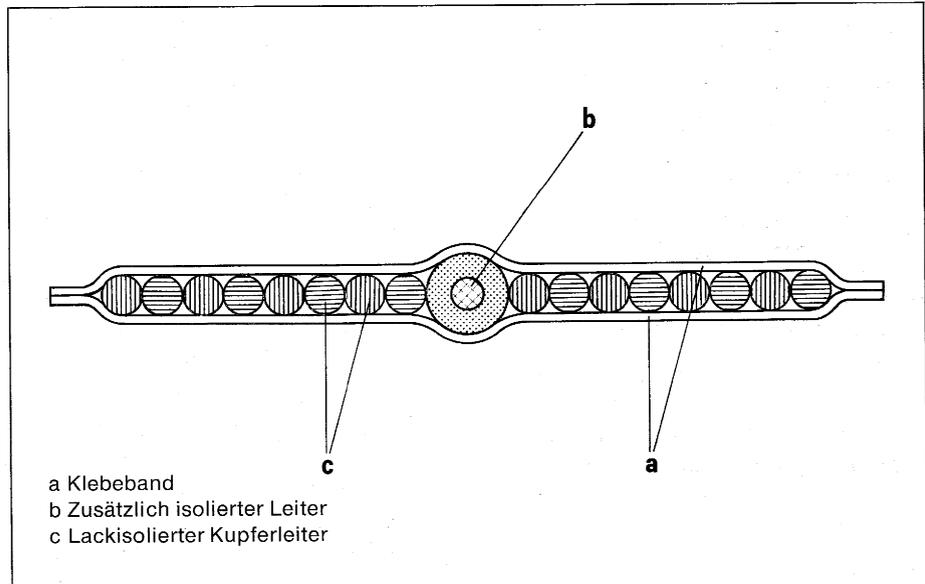


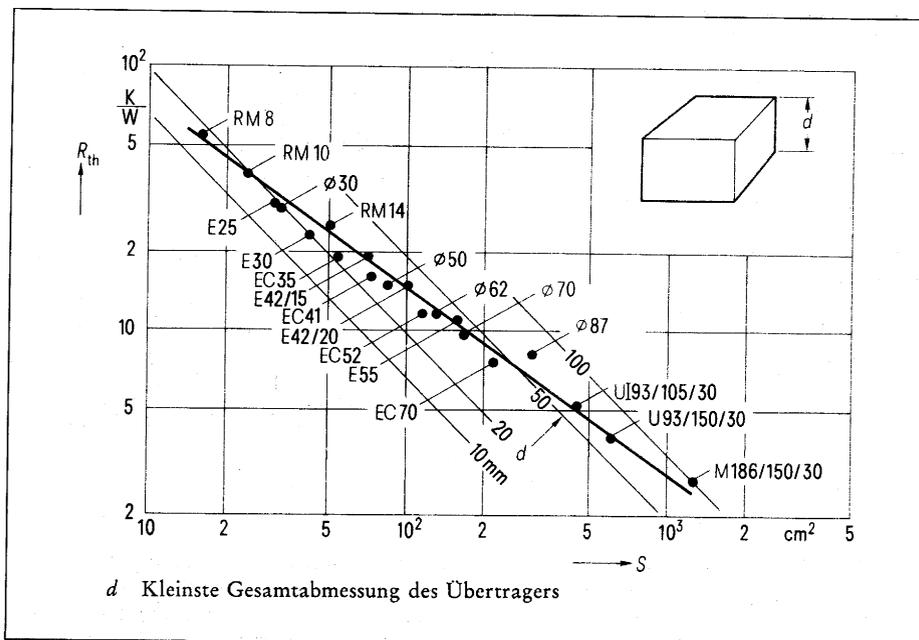
**Bild 51** Arbeitsbereiche der magnetischen Asteuerung von SIFERRIT N27;  
a) konstante Last,  
b) positiver Lastsprung

**Bild 52** Übertragbare Leistung  $P$  und optimale Induktion  $\hat{B}_{\text{opt}}$  von Übertragern mit SIFERRIT-Kernen



**Bild 53** Schnittbild einer Bandleitung aus Drähten und Klebebändern. In der Mitte ist die zusätzlich isolierte Regelwicklung zu sehen, die die Regelspannung (Istwert) liefert. Leiter verschiedener Wicklungen liegen wechselweise nebeneinander (s. Schraffur); diese Anordnung ermöglicht die Herstellung von in einer Lage verschachtelten Wicklungen mit gut reproduzierbarer Geometrie





**Bild 54** Wärmewiderstand  $R_{th}$  in Abhängigkeit von der Übertrageroberfläche  $S$  bei Übertragern mit SIFERRIT-Kernen

### Maximale Betriebstemperatur $\vartheta_{max}$

Der kritische Bereich für  $\vartheta_{max}$  wird durch zwei Faktoren bestimmt:

Anstieg der Kernverluste bei Temperaturen  $> 100^\circ\text{C}$  (**Bild 31**). Thermische Belastbarkeit von CuL-Drähten und Litzen, im allgemeinen  $< 120^\circ\text{C}$ .

Bei der Konstruktion des Schaltnetztes ist zu beachten, daß nicht der für  $\vartheta_{max}$  angenommene Wert örtlich überschritten wird, z. B. durch Wärmestau oder Wärmestrahlung benachbarter Bauteile.

### Künstlicher Luftspalt

In manchen Anwendungsfällen ist ein Übertrager mit großer Streuung erforderlich, z. B., wenn der Innenwiderstand des Schaltnetztes groß sein soll (Speisung von NV-Hochdruck-Gasentladungslampen, sogenannten Xenonlampen). Die gewünschte Streuung wird durch einen Luftspalt im magnetischen Fluß erreicht. Durch getrennte Anordnung der Primär- und Sekundärwicklung auf je einem Schenkel eines UI- oder UU-Kernes kann die Streuung noch verstärkt werden.

Den Einfluß eines Luftspaltes im magnetischen Kreis zeigt **Bild 55**.

Ein Luftspalt von etwa 0,1 bis 1 mm, in besonderen Fällen auch darüber, kann auch bei Gegentaktwandlern aus folgenden Gründen erforderlich sein:

- Verminderung der störenden Gleichstromvormagnetisierung, die durch Unsymmetrien der Speicherzeiten bzw. der Stromverstärkung der Schalttransistoren entsteht.
- Unsymmetrische Last (Halbwellenbelastung) am Wandlerausgang.

### ● Unsymmetrien in der Steuerung.

Die Größe des Luftspaltes richtet sich nach der Differenz der Speicherzeiten der beiden im Gegentakt arbeitenden Schalttransistoren. Sind z. B. die Speicherzeiten und damit die Tastzeiten um 20 % unterschiedlich, dann differieren auch die Kollektorspitzenströme und damit die Magnetisierung um 20 %.

Für einen gewählten Luftspalt können die Amperewindungen für den Sättigungseinsatz folgendermaßen ermittelt werden:

Eine Wicklung, von der die Windungszahl  $N$  bekannt ist, wird in Reihe mit einem regelbaren Widerstand  $R$  an eine Wechselspannung 50 Hz gelegt. An  $R$  wird der Strom  $I$  bis zum Verzerrungseinsatz hochgeregelt, abgelesen und mit der Windungszahl  $N$  multipliziert.

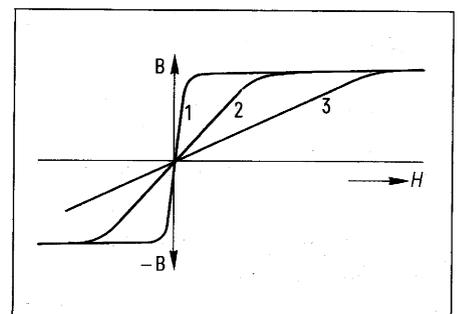
$$AW_{sat} = I \cdot N$$

Ein Luftspalt hat vor allen auch negative Auswirkungen:

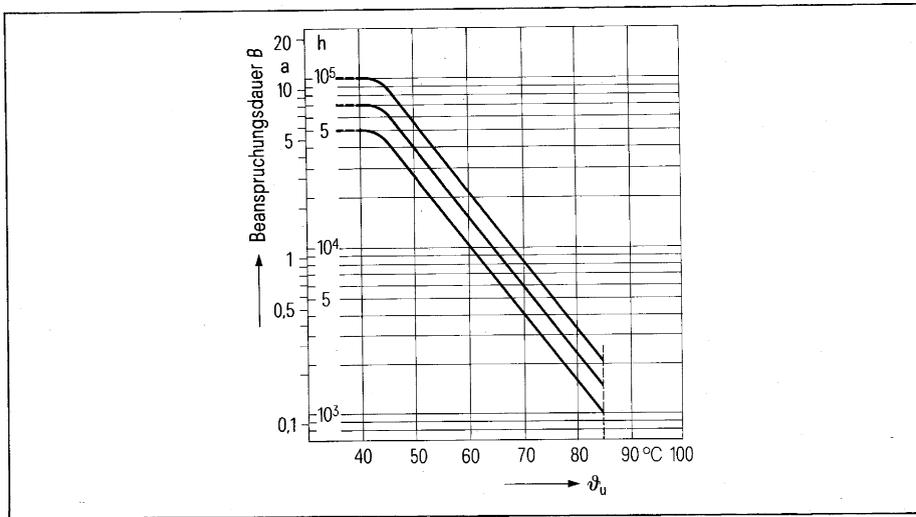
Er verschlechtert den Wirkungsgrad und zwingt damit oft zum Übergang auf einen größeren Kern. Ferner erhöht er die Streuung. Aus diesen Gründen soll der Luftspalt generell nur so groß gewählt werden, wie jeweils notwendig.

### Unsymmetrische Aussteuerung

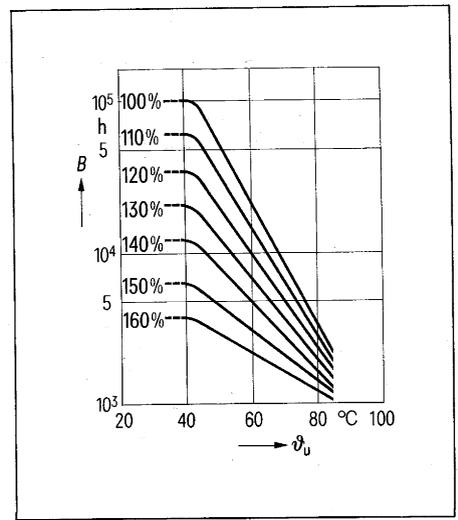
Bei Gegentaktbetrieb kann durch Unsymmetrien in der Last u. U. eine unsymmetrische Magnetisierung entstehen. In diesem Fall kann näherungsweise mit Kernverlusten  $P_{Fe}$  wie bei symmetrischer Magnetisierung gleichen Induktionshubs gerechnet werden.



**Bild 55** Einfluß des Luftspaltes auf die Magnetisierungs-Kennlinie in Übertragern  
1 ohne Luftspalt,  
2 kleiner Luftspalt (einige Zehntel Millimeter),  
3 großer Luftspalt (1 ... 2 mm)



**Bild 56** Beanspruchungsdauer  $B$  in Stunden (h) und Jahren (a) in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $\vartheta_u$ . Obere Kurve: Bauformen lfd. Nr. 1 und 2 nach Tabelle 27, mittlere Kurve: Bauformen lfd. Nr. 3 nach Tabelle 27, untere Kurve: Bauformen lfd. Nr. 4 nach Tabelle 27



**Bild 57** Beanspruchungsdauer  $B$  in Abhängigkeit von der Wechselstrombelastung (in % des Nennwertes) und von der Umgebungstemperatur  $\vartheta_u$  für Bauformen lfd. Nr. 1 nach Tabelle 27. In Anwendungsfällen, in denen die ausgewiesene hohe Zuverlässigkeit nach Bild 56 nicht voll benötigt wird, kann die Wechselstrombelastung bis zur 160%-Kurve ausgedehnt werden. Der zulässige überlagerte Wechselstrom ist in Tabelle 28 angegeben

### 3.4 Aluminium-Elektrolytkondensatoren

#### 3.4.1 Eingangskondensator

Diese Kapazität hat drei Aufgaben zu erfüllen:

- Glättung der gleichgerichteten Eingangsspannung
- Ausiebung nieder- und mittelfrequenter symmetrischer Störspannungen aus dem Netz
- Energiespeicherung um kurzzeitige Unterbrechungen der Eingangsspannung ( $1/2$  bis 3 Perioden) aufzufangen.

Auswahlspektrum siehe **Tabelle 27**.

Die Spannungsbeanspruchung ist Eingangsspannung  $U_E \cdot \sqrt{2}$ . Bei einer Netzspannung von 220 V 50 Hz und 10 % Überspannung ergibt sich für den Kondensator eine maximale Spannungsbeanspruchung von  $242 \cdot \sqrt{2} = 342$  V, d. h. Elektrolytkondensatoren der Nennspannungsreihe 350 V sind ausreichend.

Der benötigte Kapazitätswert errechnet sich aus der Ausgangsleistung des SNT und eventuellen kurzzeitigen Netzunterbrechungen nach folgenden Erfahrungswerten:

je VA Ausgangsleistung	
ohne Netzunterbrechung	$C = 1 \mu\text{F}$
Netzunterbrechung von $1/2$ bis 1 Periode	$C = 2 \mu\text{F}$
Netzunterbrechung von 1 bis 2 Perioden	$C = 3 \mu\text{F}$
Netzunterbrechung von 2 bis 3 Perioden	$C = 4 \mu\text{F}$

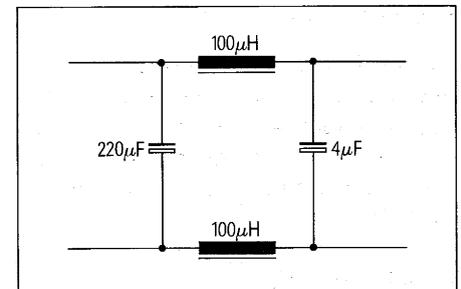
Für die Betriebsfälle mit Netzunterbrechung muß die Strombelastbarkeit der Gleichrichterdioden auf den Kondensator-Entladestrom abgestimmt sein.

Der Kondensator ist bei Einweggleichrichtung mit einer 50-Hz-, bei Brückengleichrichtung und Doppelweggleichrichtung mit einer 100-Hz-Wechselstromkomponente belastet. In der **Tabelle 28** sind die zulässigen Wechselströme eff. in Abhängigkeit von der Nennkapazität und der Nennspannung bezogen auf  $\vartheta_u = 85^\circ\text{C}$  für Al-Elko für erhöhte Anforderungen aufgezeigt. Die zulässige Wechselstrombelastbarkeit wird mit steigender Kondensatoroberfläche größer. Dadurch ist es bei hoher Wechselstrombelastung zweckmäßig, einen Kondensator der nächsthöheren Spannungsreihe zu wählen.

**Tabelle 29** zeigt die Temperaturabhängigkeit und **Tabelle 30** die Frequenzabhängigkeit der Wechselstrombelastbarkeit von Al-Elko. Der Einfluß der Umgebungstemperatur  $\vartheta_u$  auf die Beanspruchungsdauer  $B$  (Lebensdauer) und auf die Wechselstrombelastbarkeit des Kondensators geht aus **Bild 56** und **57** hervor.

Für die in **Tabelle 28** genannten Wechselströme und die in **Tabelle 29** genannten Oberflächentemperaturen gelten die in DIN 41240 (Juni 1974), Abschnitt 3.2, aufgeführten Zuverlässigkeiten. Falls geringere Brauchbarkeitsdauern akzeptabel sind, können höhere Wechselströme und Oberflächentemperaturen zugelassen werden.

Dem 100-Hz-Wechselstrom ist eine HF-Komponente überlagert, die durch den Taktbetrieb des Schalttransistors entsteht und zu Funkstörungen führt. Das



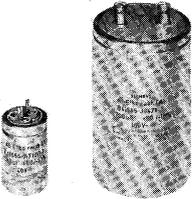
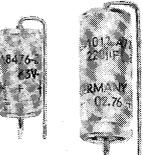
**Bild 58** Beispiel für die Aufteilung des Eingangskondensators und Beschaltung zu einem  $\pi$ -Glieder. Die Optimierung von  $L$  und  $C$  geschieht am besten durch einen Versuchsaufbau.

nieder- und mittelfrequente, symmetrische Spektrum dieser Störspannung wird vom Kondensator, ausgesiebt. Für den hochfrequenten und unsymmetrischen Teil der Störspannung sind Entstörkondensatoren X-Ko und Y-Ko und Entstördrosseln nötig (siehe 4.1 und 4.2).

Für Durchflußwandler empfiehlt sich wegen der größeren Funkstörungen dieses Wandlertyps u. U. eine unsymmetrische Aufteilung der Eingangskapazität (z. B.  $220 \mu\text{F} + 4 \mu\text{F}$  für einen Wandler mit 250 VA) und eine Beschaltung der beiden Teilkapazitäten mit UKW-Drosseln zu einem  $\pi$ -Glieder (**Bild 58**). Dieses  $\pi$ -Glieder vermindert die symmetrischen Störspannungskomponenten der Grundwelle und deren 3. bis 5. Harmonischen.

**Tabelle 27** Kriterien zur Auswahl der Bauform von Aluminium-Elektrolytkondensatoren für Schaltnetzteile

**Teil A** Vorwahl der Bauformgruppe

Lfd. Nr.	Montage- und Anschlussart	Bauform	Nennspannung V-	Preisrelation	elektrische Daten	Abmessungen	Lebensdauer Ausfallsatz bei $\vartheta_U = 65^\circ\text{C}$
1	 <p>mit Gewindezapfen</p> <p>Lötösen bei <math>\varnothing 31,5</math> Schraubenschlüsse <math>\varnothing \geq 35,7</math></p>	B41584	16 bis 100	1	sehr gut	sehr klein	14000 h 3%
		B43584	160 bis 350				
2	 <p>für Ringschellenbefestigung</p> <p>Lötösen bei <math>\varnothing 31,5</math> Schraubenschlüsse <math>\varnothing \geq 35,7</math></p>	B41564	16 bis 100	1	sehr gut	sehr klein	14000 h 3%
		B43564	160 bis 350				
3	 <p>Bauform-Endziffer 1 hohe Schraubenschlüsse 3 niedrigere Schraubenschlüsse</p>	B41441 B41443	10 bis 100	0,9	sehr gut	groß	14000 h 3%
		B43441 B43443	200 bis 450				
		B41461 B41463	10 bis 100	0,8	gut	klein	10000 h 5%
		B43461 B43463	200 bis 450				
		B41471 B41473	10 bis 100	0,7	befriedigend	sehr klein	8000 h 5%
		B43471 B43473	200 bis 450				
4	 <p>für Lötstiftbefestigung</p>	B41306	16 bis 100	0,65	befriedigend	sehr klein	7000 h 5%
		B43306	250 bis 350				
5	 <p>axiale Anschlußdrähte liegende Montage</p>	B41588	10 bis 100	1	sehr gut	klein	20000 3%
		B41283					
		B41010	6,3 bis 100	0,6	gut	sehr klein	8000 h 3%
6	 <p>stehende Montage</p>	B41286	6,3 bis 100	0,65	gut	sehr klein	8000 h 3%
		B41012					

1) Mittelwert des Preisfaktors, nur als Anhaltspunkt bei der Bauform-Auswahl anzusehen.

Becher-Elko (lfd. Nr. 1 bis 4) sind auf Bauform B41584/B43584 bezogen, Elko für liegende bzw. stehende Montage (lfd. Nr. 5 und 6) auf Bauform B41588.

2) Korrespondiert mit Tabelle Teil B.

**Tabelle 27** Kriterien zur Auswahl der Bauform von Aluminium-Elektrolytkondensatoren für Schaltnetzteile

**Teil B** Kurzdaten der Bauformen

Lfd. Nr.	Bauform	Nenngleichspannungen	Kapazität	Anwendungs-klasse	Eigenschaften	Datenbuch Aluminium-Elektrolyt-kondensatoren		
2)		V-	µF					
1	B41584	16, 25, 40, 63, 100	470 bis 150 000	HFP -25 bis +85°C IEC: 25/085/56	Rundbecher mit Isolierhülle; Typ IA, DIN 41 248. Zulässige überlagerte Wechselströme sowie Werte für Scheinwiderstand Z und Ersatzserienwiderstand $R_{ESR}$ , siehe Tabelle 28, 29, 30, 32 und 34.	Seite 27 <sup>1)</sup>		
	B43584	160, 250, 350	100 bis 6800	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56		Seite 43 <sup>1)</sup>		
2	B41564	16, 25, 40, 63, 100	470 bis 220 000	HFP -25 bis +85°C IEC: 25/085/56	Hohe Lebensdauererwartung, Kap. Abnahme nach 10 <sup>8</sup> Schaltungen < 5%. Besonders für Neuentwicklungen zu empfehlen.	Seite 19 <sup>1)</sup>		
	B43564	160, 250, 350	100 bis 15 000	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56		Seite 35 <sup>1)</sup>		
3	B41441	10, 15, 25, 30	250 bis 100 000	-40 bis +85°C	Rundbecher mit Isolierhülle; hohe Wechselstrombelastbarkeit, kleine $R_{ESR}$ -Werte, hohe Lebensdauererwartung, gute Langzeitstabilität der elektrischen Werte; Einsatz für erhöhte Anforderungen.	Seite 211/212		
	B41443	40, 50, 75, 100						
	B43441	200, 250	35 bis 3700				Seite 213	
	B43443	350, 450						
	B41461	10, 15, 25, 30	450 bis 160 000			-40 bis +85°C	Rundbecher mit Isolierhülle; entspricht weltweit eingeführten Standardreihen für universellen Einsatz. Kleine Abmessungen bei noch brauchbaren $R_{ESR}$ -Werten.	Seite 214/215
	B41463	40, 50, 75, 100						
B43461	200, 250	50 bis 5500			Seite 216			
B43463	350, 450							
4	B41471	10, 15, 25, 30	850 bis 390 000	-40 bis +85°C	Rundbecher mit Isolierhülle; sehr kleine Abmessungen, besonders für kompakten Aufbau und semiprofessionellen Einsatz.	Seite 217/218		
	B41473	40, 50, 75, 100						
	B43471	200, 250	80 bis 12 000				Seite 219	
B43473	350, 450							
4	B41306	16, 25, 40, 63, 100	220 bis 47 000	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56	Typ IIA DIN 41 332; Gehäuse mit Isolierhülle, für allgemeine Anforderungen und kompakten Aufbau.	Seite 115/116		
	B43306	250, 350	47 bis 1000				Seite 117/118	
5	B41588	10, 16, 25, 40, 70, 100	4,7 bis 4700	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56	Typ IA DIN 41 257; Gehäuse mit Isolierhülle. Werte für Scheinwiderstand Z und Ersatzserienwiderstand $R_{ESR}$ siehe Tabelle 28, 29, 30, 31 und 33. Hohe Lebensdauererwartung. Besonders für Neuentwicklungen bei erhöhten Anforderungen zu empfehlen.	Seite 143 bis 148		
B41283	} 6,3, 10, 16, 25, 40, 63	4,7 bis 1000	} GPF -40 bis +85°C	} Tpy IIA DIN 41 332, Gehäuse mit Isolierhülle. Für allgemeine Anforderungen und kompakten Aufbau, liegende Montage.	Seite 51 bis 53			
					B41010	100	100 bis 10 000	IEC: 40/085/56
6	B41286 B41012	alle Daten und Eigenschaften wie lfd. Nr. B41283/B41010, jedoch für stehende Montage				Seite 65 bis 67 Seite 69 bis 73		

<sup>1)</sup> Nachtrag zum Datenbuch Aluminium-Elektrolytkondensatoren 1976/77

<sup>2)</sup> Korrespondiert mit Tabelle Teil A

**Tabelle 28**

**Zulässiger überlagerter Wechselstrom  $I_{\text{eff}}$  in A (Größtwerte) bei 100 Hz und 85 °C<sup>1)</sup>**

Nennkapazität in $\mu\text{F}$	Nennspannung in V-							
	16	25	40	63	100	160	250	350
	zulässiger überlagerter Wechselstrom in A							
100								0,41
220						0,54	0,60	0,74
470					0,74	0,90	1,1	1,2
1000				1,1	1,3	1,6	1,8	1,9
2200		1,3	1,5	1,7	2,0	2,6	2,8	2,9
3300					2,6	3,2	3,3	3,8
4700	1,8	2,0	2,4	2,8	3,3	3,7	4,2	5,0
6800				3,1	4,0	4,6	5,5	
10000	2,4	2,8	3,3	3,8	4,3	6,0		
15000	3,0	3,5	3,8	4,6	5,3	6,4		
22000	3,7	4,0	4,5	5,1	6,9			
33000	4,2	4,8	5,4	6,3	7,6			
47000	5,0	5,7	5,9	8,1				
68000	6,0	6,3	7,4	9,0				
100000	6,5	7,6	9,3					
150000	8,1	9,9						
220000	10,3							

<sup>1)</sup> Für abweichende Temperaturen oder Frequenzen ist nach Tabelle 29 bzw. Tabelle 30 umzurechnen.

**Tabelle 29**

**Zulässige Wechselstrombelastung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur**

Umgebungstemperatur in °C	zulässiger Prozentsatz für den in Tabelle 28 ange- gebenen Wert des über- lagerten Wechselstromes in %	höchstzulässige Oberflächentemperatur $\vartheta_0$ in °C
85	100	87
80	120	83
75	135	79
70	150	75
65	160	71
60	180	67
55	190	63
50	200	59
45	210	55
$\leq 40$	220	50

**Tabelle 30**

**Zulässige Wechselstrombelastung in Abhängigkeit von der Frequenz**

Frequenz in Hz	$d_{\text{max.}} \leq 35,5$	$d_{\text{max.}} \geq 51$
	zulässiger Prozentsatz für den in Tabelle 28 angegebenen Wert des überlagerten Wechselstromes	
50	83	85
100	100	100
200	110	107
400	115	111
1000	119	114
$\geq 2000$	120	115

### 3.4.2 Ausgangskondensator

Diese Kapazität dient vor allem zur

- Glättung der Ausgangsspannung
- Stabilisierung der Ausgangsspannung gegen Lastsprünge
- Aussiebung niederfrequenter Störspannungen.

Auswahlspektrum siehe **Tabelle 27**.

#### Glättung der Ausgangsspannung

Der gleichgerichteten Ausgangsspannung überlagert ist ein Rest des hochfrequenten Wechselstromes, der sog. Ripplestrom. Bei allen Wandler-schaltungen nach dem Durchflußprinzip, bei denen neben dem Trafo auch eine Speicherdrossel Verwendung findet, wird dieser Ripplestrom durch die Wirkung der Speicherdrossel auf Werte von 5 bis 10 % des Ausgangsgleichstromes begrenzt.

Beim Sperrwandler dagegen, wo nur der Trafo als einziges induktives Element vorhanden ist und sowohl die Spannungsübersetzung als auch die Speicherfunktion übernimmt, ist der Effektivwert des Ripplestromes etwa so groß wie der Ausgangsgleichstrom.

Der Kondensator muß den Ripplestrom so weit glätten, daß die Ausgangsspannung  $U_A$  nur noch eine Restwelligkeit von normal  $<1\%$  hat, in speziellen Fällen nur wenige Promille.

#### Stabilisierung der Ausgangsspannung gegen Lastsprünge

Bei plötzlicher Lasterhöhung muß der Kondensator Energie in den Lastkreis nachschieben, andererseits bei Lastverringerung überschüssige Energie aus der Speicherdrossel aufnehmen. Der Kondensator wird also bei jeder Lastschwankung aufgeladen bzw. entladen. Dies führt am Lastwiderstand zu einem positiven oder negativen Spannungssprung  $\Delta U_A$  (**Bild 59**). Der Laststrom  $I_A$  erreicht erst nach einer gewissen Zeit, der Erholzeit  $t_R$ , den neuen Wert. Die Einschwingzeit ist je nach Größe des Lastsprungs etwa das 1,5- bis 2,5fache von  $t_R$ .

#### Aussiebung nieder- und mittelfrequenter Störspannungen

Der Ausgangskondensator übernimmt ferner einen Teil der Entstörung, indem er aus dem Störspannungsspektrum, das bei der Taktung durch die steilen Flanken entsteht und über den Trafo in den Sekundärkreis gelangt, den nieder- und mittelfrequenten Anteil bis etwa 100 kHz herauszieht.

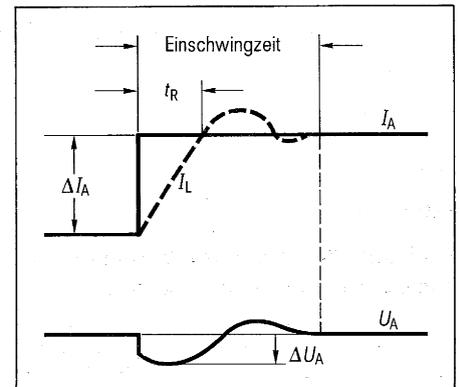
#### Berechnung der Kapazität des Ausgangskondensators

Für den Fall  $R_{ESR} \leq \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}$  gilt Gl.

$$C = t_R \frac{\Delta U_A - \sqrt{\Delta U_A^2 - R_{ESR}^2 \cdot \Delta I_A^2}}{R_{ESR}^2 \cdot \Delta I_A} \quad (1)$$

Für  $R_{ESR} \ll \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}$  gilt Gl.

$$C \approx 0,5 t_R \frac{\Delta I_A}{\Delta U_A} \quad (2)$$



**Bild 59** Strom  $I_A$  und Spannung  $U_A$  bei einem Lastsprung beim Durchlaß- bzw. Gegendaktwandler

$\Delta U_A$  zulässige Spannungsänderung am Lastwiderstand beim größtmöglichen Lastsprung,

$\Delta I_A$  zulässige Stromänderung im Lastwiderstand beim größtmöglichen Lastsprung,

$t_R$  Erholzeit (siehe **Bild 59**),

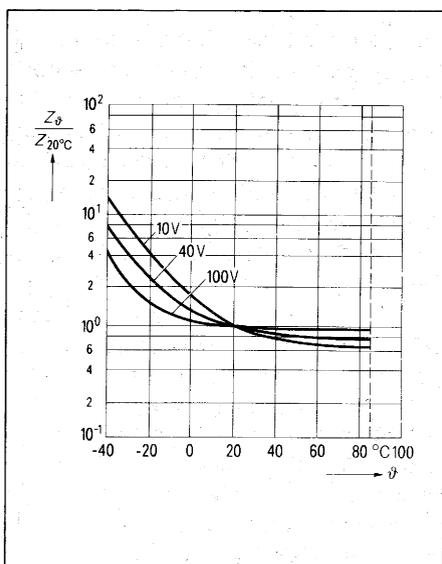
$R_{ESR}$  Ersatz-Serien-Widerstand; Summe der ohmschen Verluste des Elko.

**Tabelle 31**

Entwurf DIN 41 257 Ersatzserienwiderstand  $R_{ESR}$  (Richtwerte) in  $\Omega$  bei  $20^\circ\text{C}$ , bezogen auf  $C_N$ ,  
Berechnet aus den Verlustfaktoren  $\tan\delta^1)$

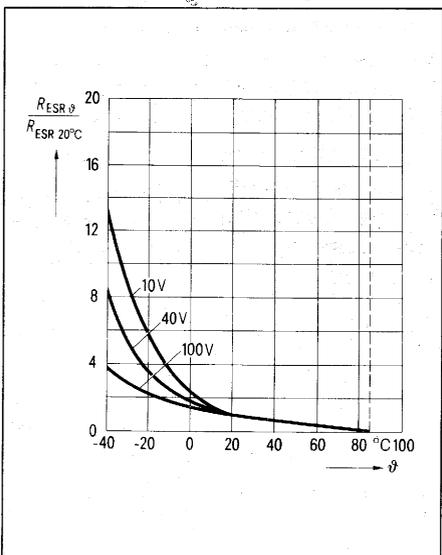
Nennkapazität $\mu\text{F}$	Frequenz Hz	Nennspannung in V-									
		10	16	25	40	63	100	160	250	350	
1	50										260
	100										190
2,2	50								120	120	120
	100								87	87	87
4,7	50					34	28	54	54	54	54
	100					27	24	40	40	40	40
10	50				23	16	13	26	26	26	26
	100				19	13	11	19	19	19	19
22	50				10	7,3	5,8	12	12	12	12
	100				8,6	5,8	5	8,7	8,7	8,7	8,7
47	50	8	6,8	5,4	4,8	3,4	2,8	5,4	5,4	5,4	5,4
	100	6,8	5,5	4,7	4	2,7	2,4	4	4	4	4
100	50	3,8	3,2	2,6	2,3	1,6	1,3	2,6	2,6	2,6	2,6
	100	3,2	2,6	2,2	1,9	1,3	1,1	1,9	1,9	1,9	1,9
220	50	1,7	1,5	1,2	1	0,73	0,58				
	100	1,5	1,2	1	0,86	0,58	0,5				
470	50	0,8	0,68	0,54	0,48	0,34					
	100	0,68	0,55	0,47	0,4	0,27					
1000	50	0,38	0,32	0,26	0,23						
	100	0,32	0,26	0,22	0,19						
2200	50	0,19	0,16								
	100	0,16	0,13								
4700	50	0,11									
	100	0,09									

$$1) R_{ESR} = \frac{\tan\delta}{\omega \cdot C_N}$$



**Bild 60** Temperaturgang des Scheinwiderstandes bei 10 kHz  
Typisches Verhalten

Der nach Gl. 2 errechnete Kap-Wert ist etwas kleiner als der nach Gl. 1, weil von einem kleineren Ersatz-Serienwiderstand  $R_{ESR}$  ausgegangen wird. In der Praxis wird deshalb der Ausgangskondensator nicht nur nach der Kapazität bemessen, sondern auch nach dem  $R_{ESR}$  bzw. nach dem Scheinwiderstand  $Z$ , also einer bestimmten, möglichst kleinen Impedanz bei der Taktfrequenz  $f$ . Die für Siemens-Elko gültigen Werte von  $R_{ESR}$  und  $Z$  sind in den **Tabellen 31 bis 34** für die Bezugstemperatur  $20^\circ\text{C}$  angegeben. Umrechnung auf andere Temperaturen nach den Diagrammen **Bild 60** und **Bild 61**. Die Frequenzabhängigkeit von  $Z$  zeigt **Bild 62**.



**Bild 61** Temperaturgang des  $R_{ESR}$  bei 50 Hz  
Typisches Verhalten

Wird  $C$  zu groß gewählt, so ist zwar die Restwelligkeit von  $I_A$  gering (kleine Brummspannung), aber die Umladezeit steigt und die Regелеmpfindlichkeit für die Ausgangsspannung bei Regelung über das Tastverhältnis mit Hilfe der Drossel nimmt ab.

Bei zu kleinem  $C$  werden die Rippel von  $I_A$  nicht genügend geglättet und überdies treten bei größeren Lastsprüngen große Spannungsänderungen an der Last auf. Ein Optimum wird bei  $\sqrt{L/C} = R_{Last}$  erreicht (Abschluss mit dem Wellenwiderstand).

Der  $R_{ESR}$  bestimmt die Verlustleistung  $P_V$  und damit die Übertemperatur  $\theta_0$  des Kondensators.

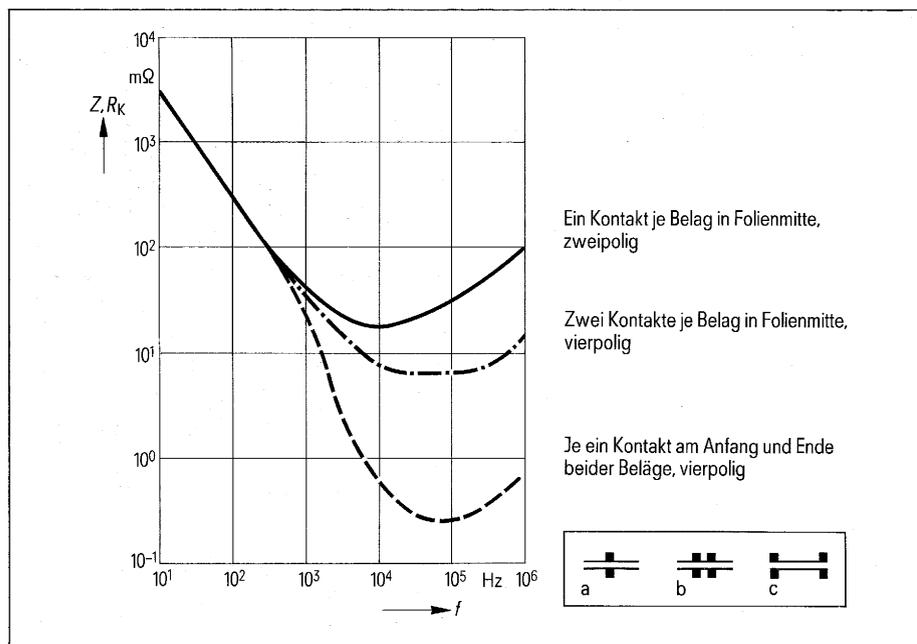
$$P_V = I_A^2 \cdot R_{ESR}; P_V \sim \theta_0 \quad (3)$$

**Tabelle 32**

Entwurf DIN 41 248 Ersatzserienwiderstand  $R_{ESR \max}$  in  $\Omega$  (bei 100 Hz und 20°C)

Nennkapazität in $\mu F$	Nennspannung in V-							
	16	25	40	63	100	160	250	350
	Ersatzserienwiderstand in $\Omega$							
100								1,7
220						0,85	0,79	0,75
470					0,46	0,40	0,37	0,35
1000				0,22	0,21	0,19	0,17	0,17
1500						0,14	0,13	0,13
2200		0,16	0,13	0,11	0,10	0,096	0,093	0,092
3300					0,075	0,072	0,070	0,068
4700	0,092	0,085	0,071	0,065	0,058	0,057	0,056	
6800				0,053	0,047	0,046		
10000	0,056	0,051	0,046	0,043	0,040			
15000	0,044	0,041	0,037	0,036	0,035			
22000	0,036	0,033	0,031	0,030				
33000	0,029	0,028	0,026	0,025				
47000	0,025	0,024	0,022					
68000	0,021	0,020	0,018					
100000	0,018	0,017						
150000	0,015							

**Bild 62** Schein- bzw. Kernwiderstandsverlust ( $Z, R_k$ ) über der Frequenz  $f$  mit unterschiedlicher Belagskontaktierung am Beispiel eines Kondensators 4700  $\mu F$ , 63 V, Meßtemperatur 20°C



Um auch die Ersatz-Serien-Induktivität  $L_{ESL}$  bei der Parallelschaltungsmethode mit zu verkleinern, muß auf kürzeste Verbindungsleitungen geachtet werden. Bei freitragenden Elko mit beidseitigem Drahtanschluß werden mit einem Zwischenblech als gemeinsamem Kathodenanschluß kleine  $L_{ESL}$ -Werte erreicht. Ferner wird bei der Parallelschaltungsmethode die Becheroberfläche und damit die wirksame Kühlfläche größer. Damit steigt nach Gl. 4 der zulässige überlagerte Wechselstrom.

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{F \cdot K\beta \cdot \Delta\vartheta}{R_{ESR}}} \quad (4)$$

$F$  = Kondensatoroberfläche  
 $K\beta$  = Wärmeabstrahlfaktor für Aluminiumbecher = ca. 0,001  
 $\Delta\vartheta$  = Temperaturdifferenz zwischen Umgebungstemperatur und Oberflächentemperatur des Bechers

**Kleine Werte für  $R_{ESR}$  und  $Z$  werden erreicht**

- durch Einsatz von Elektrolytkondensatoren, deren Nennspannung deutlich über der Betriebsspannung liegt (Spannungs-De-rating).  $R_{ESR}$ ,  $Z$ ,  $\tan \delta$  nehmen mit steigender Nennspannung ab, der zulässige  $I_{eff}$  nimmt zu, d.h. alle wichtigen elektrischen Parameter werden günstiger. Dies geht aber zu Lasten größerer Abmessungen und eines höheren Preises.
- durch Aufteilung der benötigten Kapazität auf zwei oder mehrere Kondensatoren in Parallelschaltung. Bei Aufteilung auf zwei, drei, vier usw. Kondensatoren wird  $R_{ESR}$  auf  $1/2$ ,  $1/3$ ,  $1/4$  des Wertes reduziert, der der Gesamtkapazität in einem Becher entsprechen würde.
- durch Vierpol-Elektrolytkondensatoren.

Bei gegebener Wechselstrombelastung geht die Oberflächentemperatur des Bechers zurück und die Brauchbarkeitsdauer steigt.

**Tabelle 33**

Entwurf DIN 41257 Scheinwiderstand  $Z$  bei 10 kHz in  $\Omega$  (Richtwerte), Größtwerte in Klammern

Nennkapazität $\mu\text{F}$	Temperatur $^{\circ}\text{C}$	Nennspannung in V-						
		10	16	25	40	63	100	160*
2,2	20							27 (68 )
	-25							230 (460 )
	-40							1100 (2200 )
4,7	20					7,4 (13 )	5,3 (13 )	13 (33 )
	-25					26 (51 )	26 (51 )	110 (220 )
	-40					72 (320 )	72 (320 )	530 (1100 )
10	20				4,5 (9 )	3,5 (6 )	2,5 (6 )	6 (15 )
	-25				13 (36 )	12 (24 )	12 (24 )	50 (100 )
	-40				40 (160 )	34 (150 )	34 (150 )	250 (500 )
22	20				2 (4,1 )	1,6 (2,7 )	1,1 (2,7 )	2,7 (6,8 )
	-25				5,9 (16 )	5,5 (11 )	5,5 (11 )	23 (46 )
	-40				18 (73 )	15 (68 )	15 (68 )	110 (220 )
47	20	1,9 (5,3 )	1,7 (3,8 )	1,5 (2,8 )	0,96 (1,9 )	0,74 (1,3 )	0,53 (1,3 )	1,3 (3,3 )
	-25	13 (26 )	8,1 (17 )	6,4 (12 )	2,8 (7,7 )	2,6 (5,1 )	2,6 (5,1 )	11 (22 )
	-40	30 (70 )	26 (51 )	21 (43 )	8,5 (34 )	7,2 (32 )	7,2 (32 )	53 (110 )
100	20	0,9 (2,5 )	0,8 (1,8 )	0,7 (1,3 )	0,45 (0,9 )	0,75 (0,6 )	0,25 (0,6 )	0,6 (1,5 )
	-25	6 (12 )	3,8 (8 )	3 (5,5 )	1,3 (3,6 )	1,2 (2,4 )	1,2 (2,4 )	5 (10 )
	-40	14 (33 )	12 (24 )	10 (20 )	4 (16 )	3,4 (15 )	3,4 (15 )	25 (50 )
220	20	0,41 (1,2 )	0,36 (0,82 )	0,32 (0,59 )	0,2 (0,41 )	0,16 (0,27 )	0,11 (0,27 )	
	-25	2,7 (5,5 )	1,7 (3,6 )	1,4 (2,5 )	0,59 (1,6 )	0,55 (1,1 )	0,55 (1,1 )	
	-40	6,4 (15 )	5,5 (11 )	4,5 (9,1 )	1,8 (7,3 )	1,5 (6,8 )	1,5 (6,8 )	
470	20	0,19 (0,53 )	0,17 (0,38 )	0,15 (0,28 )	0,1 (0,19 )	0,07 (0,13 )		
	-25	1,3 (2,6 )	0,81 (1,7 )	0,64 (1,2 )	0,28 (0,77 )	0,26 (0,51 )		
	-40	3 (7 )	2,6 (5,1 )	2,1 (4,3 )	0,85 (3,4 )	0,72 (3,2 )		
1000	20	0,09 (0,25 )	0,08 (0,18 )	0,07 (0,13 )	0,05 (0,1 )			
	-25	0,6 (1,2 )	0,38 (0,8 )	0,3 (0,55 )	0,13 (0,36 )			
	-40	1,4 (3,3 )	1,2 (2,4 )	1 (2 )	0,4 (1,6 )			
2200	20	0,04 (0,12 )	0,04 (0,1 )					
	-25	0,27 (0,55 )	0,17 (0,36 )					
	-40	0,64 (1,5 )	0,55 (1,1 )					
4700	20	0,02 (0,1 )						
	-25	0,13 (0,26 )						
	-40	0,3 (0,7 )						

\* Z-Werte gelten auch für 250 V und 350 V Nennspannung.

**Tabelle 34**

Entwurf DIN 41 248 Scheinwiderstand Z bei 10 kHz in  $\Omega$  (Richtwerte), Größtwerte in Klammern

Nennkapazität in $\mu\text{F}$	Temperatur in $^{\circ}\text{C}$	Nennspannung in V-							
		16	25	40	63	100	160	250	350
		Scheinwiderstand in $\Omega$							
100	20								0,7 (1,2)
	-25								3,5 (22)
220	20						0,27 (0,45)	0,27 (0,45)	0,32 (0,53)
	-25						3,9 (9,8)	3,9 (9,8)	3,9 (9,8)
470	20					0,15 (0,25)	0,13 (0,22)	0,18 (0,22)	0,15 (0,25)
	-25					1,9 (4,8)	1,9 (4,8)	1,9 (4,8)	1,9 (4,8)
1000	20				0,09 (0,15)	0,07 (0,12)	0,06 (0,1)	0,06 (0,1)	0,07 (0,12)
	-25				1,2 (3,0)	0,85 (2,2)	0,85 (2,2)	0,85 (2,2)	0,85 (2,2)
1500	20						0,04 (0,1)	0,045 (0,1)	0,055 (0,1)
	-25						0,57 (1,5)	0,57 (1,5)	0,57 (1,5)
2200	20		0,07 (0,12)	0,055 (0,1)	0,04 (0,1)	0,03 (0,1)	0,03 (0,1)	0,035 (0,1)	0,04 (0,1)
	-25		1,2 (3,0)	0,87 (2,2)	0,55 (1,4)	0,39 (0,98)	0,39 (0,98)	0,39 (0,98)	0,39 (0,98)
3300	20					0,02 (0,1)	0,023 (0,1)	0,032 (0,1)	0,03 (0,1)
	-25					0,26 (0,65)	0,26 (0,65)	0,26 (0,65)	0,26 (0,65)
4700	20	0,035 (0,1)	0,03 (0,1)	0,025 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,023 (0,1)	
	-25	0,81 (2,0)	0,58 (1,5)	0,41 (1,0)	0,26 (0,65)	0,19 (0,48)	0,19 (0,48)	0,19 (0,48)	
6800	20				0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)		
	-25				0,18 (0,45)	0,13 (0,33)	0,13 (0,33)		
10000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)			
	-25	0,38 (0,95)	0,27 (0,68)	0,19 (0,48)	0,12 (0,3)	0,09 (0,23)			
15000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)			
	-25	0,26 (0,65)	0,18 (0,45)	0,13 (0,33)	0,08 (0,2)	0,06 (0,15)			
22000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)				
	-25	0,18 (0,45)	0,13 (0,33)	0,09 (0,23)	0,06 (0,15)				
33000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)				
	-25	0,12 (0,3)	0,09 (0,23)	0,06 (0,15)	0,04 (0,1)				
47000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)					
	-25	0,09 (0,23)	0,06 (0,15)	0,04 (0,13)					
68000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)					
	-25	0,06 (0,15)	0,04 (0,1)	0,03 (0,1)					
100000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)						
	-25	0,04 (0,1)	0,03 (0,1)						
150000	20	0,02 (0,1)							
	-25	0,03 (0,1)							

### 3.5 Kondensatoren für Kopplung, Bedämpfung, Kommutierung, Integrierung und Differenzierung sowie für Zeitglieder und Schwingkreise

#### Einsatzarten und zugehörige VDE-Vorschriften

**Kopplungs-Kondensatoren** nach VDE 0560–12 dienen zur Wechselstrom-Impulsübertragung zwischen Stufen unterschiedlichen Potentials, z. B. zwischen Steuer- und Leistungsstufe. Ist ein Kondensatoranschluß mit berührbaren Metallteilen (Chassis) verbunden, die nicht durch Schutzleiter oder Schutzisolierung gesichert sind, so müssen bei Wechselspannungen  $> 42$  V Kondensatoren nach VDE 0560–2 verwendet werden. Diese Kondensatoren bieten durch entsprechende Konstruktion und Dimensionierung erhöhte Sicherheit gegen Kurzschluß.

Betriebsanforderungen: Impulsfest;  $\tan \delta < 3 \cdot 10^{-3}$  bei 10 kHz; kleine Eigeninduktivität, wenn Spannungsbeanspruchung mit großer Flankensteilheit gegeben ist; hohe Resonanzfrequenz, z. B.  $> 1$  MHz für  $C \approx 0,68 \mu\text{F}$ .

**Bedämpfungs-Kondensatoren** nach VDE 0560–12 sind Wechselspannungskondensatoren zur Unterdrückung gefährdender Spannungsspitzen an Halbleitern, z. B. an den Sekundär-Gleichrichterdiolen. Nach VDE 0560–12 werden diese Kondensatoren periodisch stoßartig auf- und entladen, wobei der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes wesentlich höher ist als der Effektivwert.

Betriebsanforderungen: Stoßstromfest, d. h. hohe Spitzenstrombelastbarkeit der Stromwege; Überspannungsfest bis  $3 \cdot U_{\text{Nenn}}$ .

**Kommutierungs-Kondensatoren** nach VDE 0560–12 sind Wechselspannungskondensatoren, die zur Löschung des leitenden Zustandes in einem Halbleiterelement dienen. Diese Kondensatoren werden periodisch stoßartig auf- und entladen, wobei der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes wesentlich höher ist als der Effektivwert.

Betriebsanforderungen: Stoßstromfest, der kapazitätsabhängige Spitzenstrom entspricht der Spannungssteilheit  $du/dt$ . Kleine Eigeninduktivität um niedrige Umladezeiten zu erreichen.

**Kondensatoren für Differenzierung, Integrierung und Phasenschiebung.**

Meistens für RC-Glieder im Steuerteil zur Differenzierung und Integrierung von Rechteckspannungen in Dreieckspannungen, z. B. zur Impulsbreitenregelung in Verbindung mit einem Transistor als steuerbaren Widerstand.

Betriebsanforderungen: Hohe Kapazitätskonstanz (geringe Alterung), da das Produkt  $R C$  die Impulslänge bestimmt.

**Kondensatoren für Zeitglieder und Schwingkreise** nach VDE 0560-12.

Sinus- bzw. Trapezwandler haben gegenüber Rechteckwandler den Vorteil des leichteren und sichereren Anlaufes und des geringeren sekundärseitigen Entstöraufwandes. Trapezspannungen bzw. einseitig abgekappede Sinusspannungen am Kollektor des Schalttransistors erhält man durch einen Kondensator parallel zur Primärwicklung des Transformators (LC-Schwingkreis).

Zeitglieder in Form von RC-Glieder werden vorwiegend in der Steuerelektronik verwendet, z. B. für die Impulszeitensteuerung.

Betriebsanforderungen:  $\tan \delta < 3 \cdot 10^{-3}$ , um die Verluste im Abstimmkreis möglichst niedrig zu halten; kleine Kapazitätstoleranz ( $\pm 5\%$ ); geringe Alterung; hoher Isolationswiderstand.

In **Tabelle 35** sind die Kennwerte und Auswahlkriterien der Kunststoff-Kondensatoren zusammengestellt, die sich in Schaltnetzteilen für Kopplung, Dämpfung, Kommutierung, Integrierung und Differenzierung, sowie für Zeitglieder und Schwingkreise besonders eignen.

Die Nomogramme in **Bild 63** dienen zur Ermittlung der zulässigen Scheitelspannung  $\hat{U}$  bei Betrieb der Kondensatoren mit trapez- bzw. sägezahnförmigen Wechselspannungen.

**Tabelle 35** Datenübersicht der Kondensatoren für Kopplung, Bedämpfung, Kommutierung, Integrierung und Differenzierung sowie für Zeitglieder und Schwingkreise in Schaltnetzteilen

Bauform	Anwendung	Nennspannung $U_N$	Kap.-Bereich	Kap.-Toleranz %								
<p>MKH-(MKT)-Kondensator Schichtausführung</p> <p><b>B32560</b> Raster e 7,5 mm E6-Reihe</p> <p><b>B32561</b> Raster e 10 mm E6-Reihe</p> <p><b>B32562</b> Raster e 15 mm E6-Reihe</p> <p><b>B32563</b> Raster e 22,5 mm E6-Reihe</p>	<p>Integrierung, Differenzierung, Bedämpfung, Kommutierung</p>	<p>100 V- 250 V- 400 V-</p> <p>100 V- 250 V- 400 V-</p> <p>100 V- 250 V- 400 V-</p> <p>100 V- 250 V- 400 V-</p>	<p>0,068 bis 0,68 <math>\mu</math>F 0,022 bis 0,1 <math>\mu</math>F 1 bis 15 nF</p> <p>0,22 bis 0,68 <math>\mu</math>F 0,022 bis 0,47 <math>\mu</math>F 0,01 bis 0,047 <math>\mu</math>F</p> <p>0,47 bis 2,2 <math>\mu</math>F 0,22 bis 1 <math>\mu</math>F 0,068 bis 0,47 <math>\mu</math>F</p> <p>2,2 bis 3,3 <math>\mu</math>F 0,68 bis 2,2 <math>\mu</math>F 0,47 bis 1 <math>\mu</math>F</p>	<p><math>\pm 5</math></p>								
<p>MKP-Kondensator im rechteckigen Kunststoffgehäuse, mit Gießharz abgeschlossen, E6-Reihe</p> <p><b>B32650</b></p> <p><b>B32656</b></p>	<p>Schwingkreise, Zeitglieder, Integrierung</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>l</th> <th>e (mm)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>18</td> <td>15</td> </tr> <tr> <td>27</td> <td>22,5</td> </tr> <tr> <td>32</td> <td>27,5</td> </tr> </tbody> </table> <p>400 V- / 500 V<sub>SS</sub> 1000 V- / 700 V<sub>SS</sub> 1500 V- / 1500 V<sub>SS</sub></p> <p>1000 V- / 400 V~</p>	l	e (mm)	18	15	27	22,5	32	27,5	<p>0,1 bis 1,8 <math>\mu</math>F 0,022 bis 0,22 <math>\mu</math>F 2,2 nF bis 0,12 <math>\mu</math>F</p> <p>2,2 bis 75 nF</p>	<p><math>\pm 5</math> <math>\pm 10</math></p>
l	e (mm)											
18	15											
27	22,5											
32	27,5											
<p>MKM-(MKC)-Kondensator im rechteckigen Kunststoffgehäuse, mit Gießharz abgeschlossen, E6-Reihe</p> <p><b>B32892</b></p>	<p>Kopplung, Bedämpfung, Kommutierung</p>	<p>400 V- / 220 V~ 630 V- / 250 V~</p>	<p>0,22 bis 1 <math>\mu</math>F 0,1 bis 0,47 <math>\mu</math>F</p>	<p><math>\pm 10</math> <math>\pm 20</math></p>								
<p>MKV-Kondensator, zylindrisches Metallgehäuse, <b>B25839</b>, E6-Reihe</p>	<p>Kopplung, Bedämpfung, Zeitglieder</p>	<p>500 V~</p>	<p>0,1 bis 0,68 <math>\mu</math>F 1 <math>\mu</math>F</p>	<p><math>\pm 10</math> <math>\pm 20</math></p>								
<p>MKV-Kondensator, Rundbecher, Flachsteckeranschlüsse, Gewindezapfen <b>B25834</b>, E6-Reihe</p>	<p>Bedämpfung, Kommutierung, Zeitglieder, Phasenschiebung</p>	<p>560 V 700 V 850 V</p>	<p>1,5 bis 150 <math>\mu</math>F 4,7 bis 100 <math>\mu</math>F 0,47 bis 68 <math>\mu</math>F</p>	<p><math>\pm 10</math> <math>\pm 20</math></p>								
<p>MKL-(MKU)-Kondensator, Metallrohr, isoliert, Stirnseiten mit Gießharz verschlossen, <b>B32110</b>, E6-Reihe</p>	<p>Glättung, Siebung</p>	<p>100 V- / 35 V~ 160 V- / 60 V~ 250 V- / 90 V~</p>	<p>0,1 bis 10 <math>\mu</math>F</p>	<p><math>\pm 10</math> <math>\pm 20</math></p>								

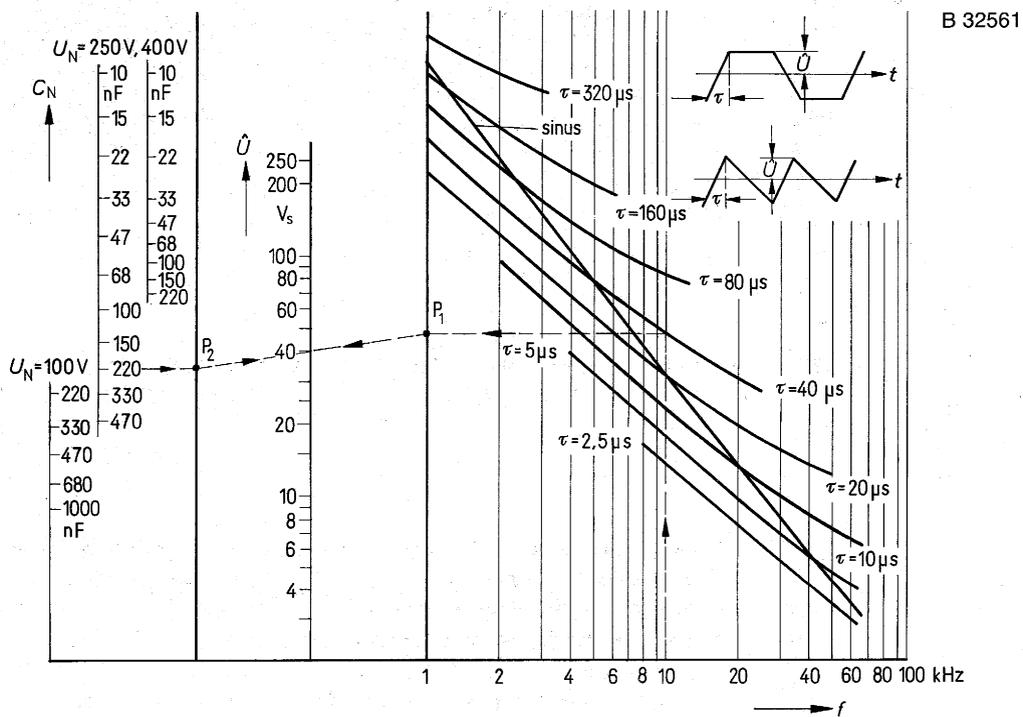
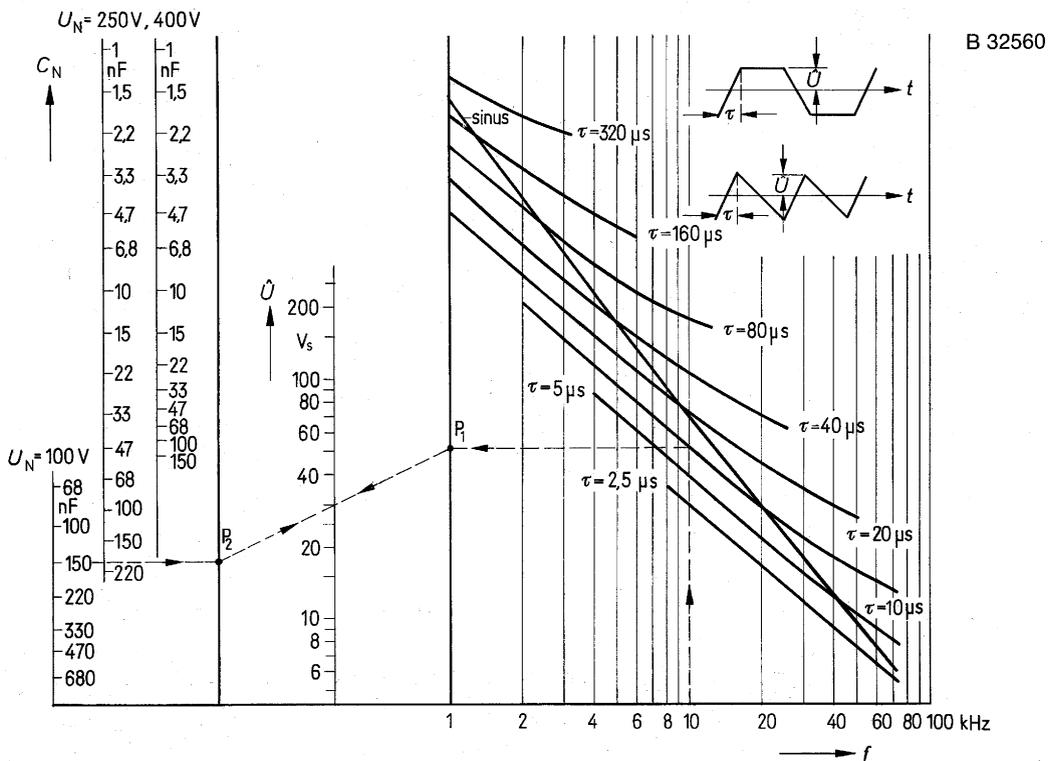
$\vartheta_{min}/\vartheta_{max}$  untere/obere Grenztemperatur  
 $\tan \delta$  Verlustfaktor bei 20°C

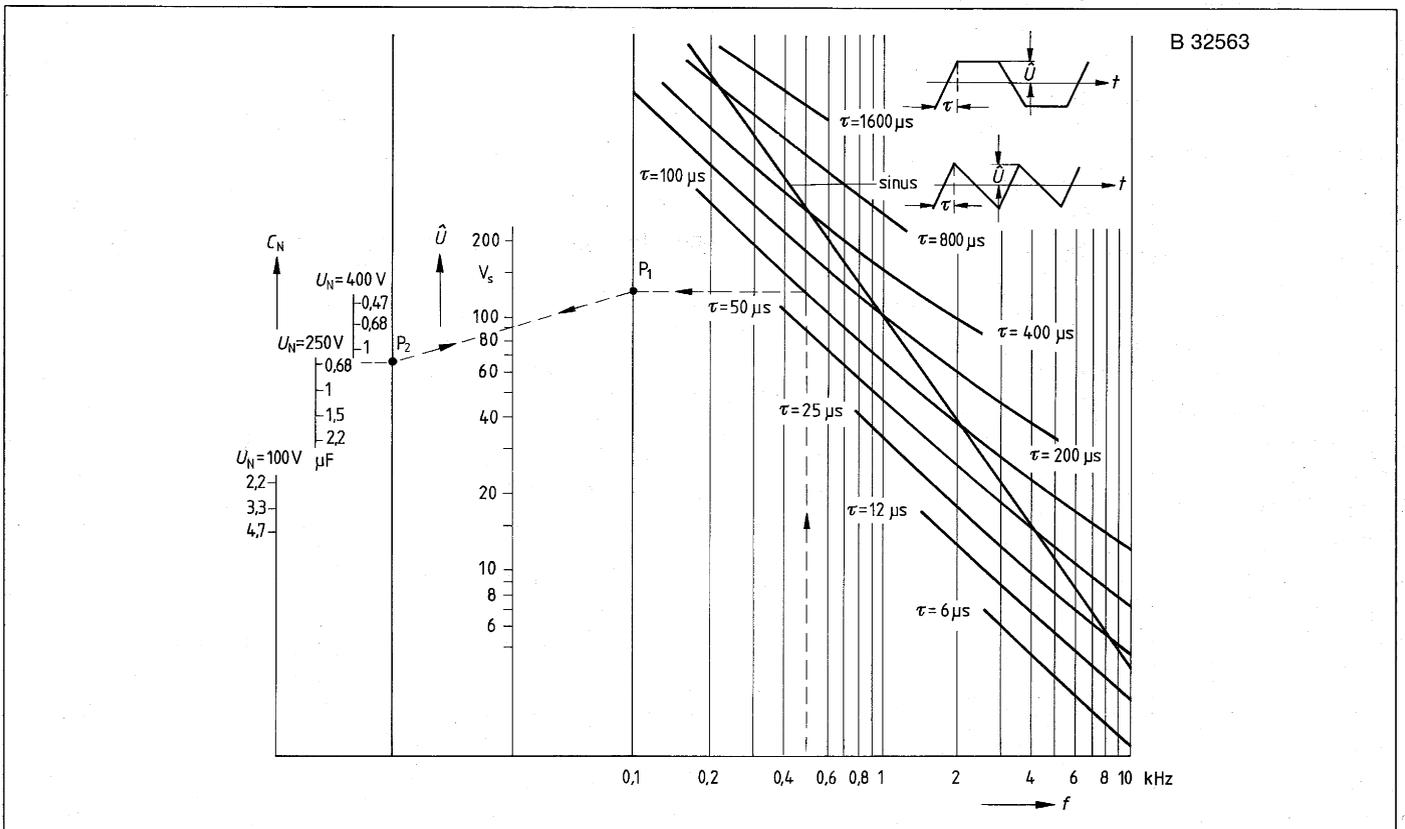
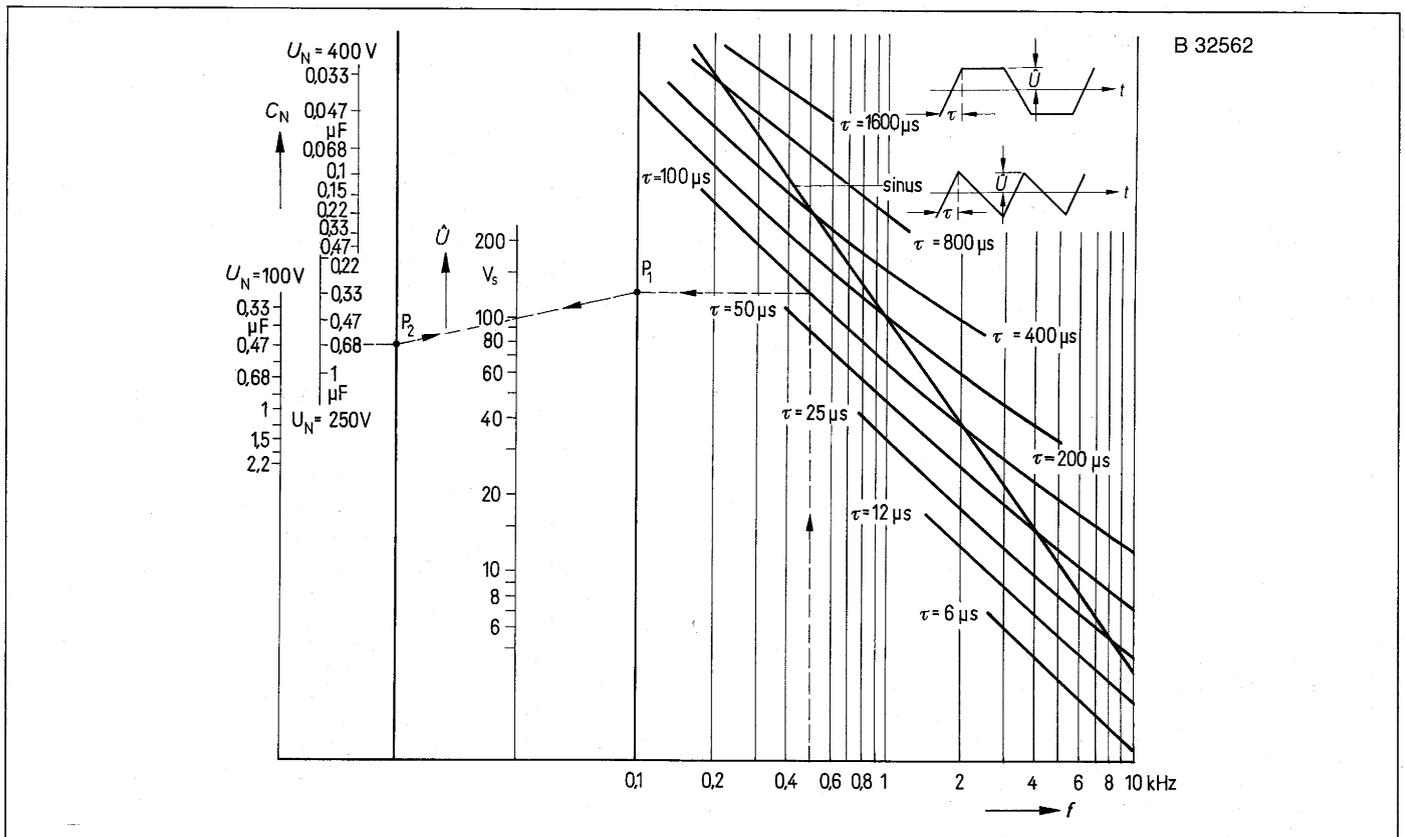
$i_z$  zeitliche Inkonzanz der Kapazität  
 E6-Reihe: 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8

**Tabelle 35 Fortsetzung**

$\vartheta_{\min}$ $\vartheta_{\max}$ Feuchtekl. °C	$\tan \delta$ $10^{-3}$	$i_z$ %	Abmessungen $l \times b \times h$ bzw. $\varnothing \times l$ mm	Eigenschaften																																																																					
-55 +100 F $\leq$ 75 %	5 bei 1 kHz 12 bei 10 kHz 18 bei 100 kHz	$\pm 3$	9×2,3×7,3 bis 9×8×11,4	Selbstheilend. Isolierfestigkeit der Schnittflächen $1,5 \times U_N$ bzw. $> 300 \text{ V}$ . Bei der Montage Kriech- und Luftstrecken zu benachbarten spannungsführenden Teilen beachten. Zulässige Scheitelspannung $\hat{U}$ bei trapez- bzw. dreieckförmigen Wechselspannungen siehe Nomogramm Bild 63. Gütebestätigung nach CECC-Norm. Impulsbelastbarkeit Maximal zulässige Spannungsänderung pro $\mu\text{s}$ (aufgeprägte Flankensteilheit $U_{ss}/\tau$ ) und Impulskennwert $k_o$ bei nichtsinusförmigen Spannungen (Impulse, Sägezähne).																																																																					
			11,5×3,4×7,2 bis 11,5×8,6×10,8		<table border="1"> <tr> <th>Nennspannung <math>U_N</math></th> <th></th> <th>B32560</th> <th>B32561</th> <th>B32562</th> <th>B32563</th> </tr> <tr> <td>100 V<sub>-</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}</math></td> <td>50 V/<math>\mu\text{s}</math> 10000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>25 V/<math>\mu\text{s}</math> 5000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>15 V/<math>\mu\text{s}</math> 3000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>50 V/<math>\mu\text{s}</math> 10000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> </tr> <tr> <td>250 V<sub>-</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}</math></td> <td>100 V/<math>\mu\text{s}</math> 50000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>50 V/<math>\mu\text{s}</math> 25000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>25 V/<math>\mu\text{s}</math> 12500 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>100 V/<math>\mu\text{s}</math> 50000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> </tr> <tr> <td>400 V<sub>-</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}</math></td> <td>125 V/<math>\mu\text{s}</math> 100000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>63 V/<math>\mu\text{s}</math> 50000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>30 V/<math>\mu\text{s}</math> 25000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>125 V/<math>\mu\text{s}</math> 100000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> </tr> <tr> <td colspan="2">Eigeninduktivität nH</td> <td colspan="2">5</td> <td colspan="2">6</td> </tr> <tr> <td colspan="2">Isolationswiderstand</td> <td colspan="2"></td> <td colspan="2">C <math>\leq</math> 0,33 <math>\mu\text{F}</math></td> </tr> <tr> <td colspan="2"></td> <td colspan="2"></td> <td colspan="2">C &gt; 0,33 <math>\mu\text{F}</math></td> </tr> <tr> <td colspan="2"></td> <td colspan="2"></td> <td colspan="2"><math>U_N</math> 100 V<sub>-</sub></td> </tr> <tr> <td colspan="2"></td> <td colspan="2"></td> <td colspan="2">&gt; 30000 M<math>\Omega</math></td> </tr> <tr> <td colspan="2"></td> <td colspan="2"></td> <td colspan="2"><math>U_N \geq</math> 250 V<sub>-</sub></td> </tr> <tr> <td colspan="2"></td> <td colspan="2"></td> <td colspan="2">&gt; 75000 M<math>\Omega</math></td> </tr> <tr> <td colspan="2"></td> <td colspan="2"></td> <td colspan="2">&gt; 25000 s</td> </tr> </table>	Nennspannung $U_N$		B32560	B32561	B32562	B32563	100 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	50 V/ $\mu\text{s}$ 10000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	25 V/ $\mu\text{s}$ 5000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	15 V/ $\mu\text{s}$ 3000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	50 V/ $\mu\text{s}$ 10000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	250 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	100 V/ $\mu\text{s}$ 50000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	50 V/ $\mu\text{s}$ 25000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	25 V/ $\mu\text{s}$ 12500 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	100 V/ $\mu\text{s}$ 50000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	400 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	125 V/ $\mu\text{s}$ 100000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	63 V/ $\mu\text{s}$ 50000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	30 V/ $\mu\text{s}$ 25000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	125 V/ $\mu\text{s}$ 100000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	Eigeninduktivität nH		5		6		Isolationswiderstand				C $\leq$ 0,33 $\mu\text{F}$						C > 0,33 $\mu\text{F}$						$U_N$ 100 V <sub>-</sub>						> 30000 M $\Omega$						$U_N \geq$ 250 V <sub>-</sub>						> 75000 M $\Omega$			
Nennspannung $U_N$		B32560	B32561	B32562	B32563																																																																				
100 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	50 V/ $\mu\text{s}$ 10000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	25 V/ $\mu\text{s}$ 5000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	15 V/ $\mu\text{s}$ 3000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	50 V/ $\mu\text{s}$ 10000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$																																																																				
250 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	100 V/ $\mu\text{s}$ 50000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	50 V/ $\mu\text{s}$ 25000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	25 V/ $\mu\text{s}$ 12500 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	100 V/ $\mu\text{s}$ 50000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$																																																																				
400 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	125 V/ $\mu\text{s}$ 100000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	63 V/ $\mu\text{s}$ 50000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	30 V/ $\mu\text{s}$ 25000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	125 V/ $\mu\text{s}$ 100000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$																																																																				
Eigeninduktivität nH		5		6																																																																					
Isolationswiderstand				C $\leq$ 0,33 $\mu\text{F}$																																																																					
				C > 0,33 $\mu\text{F}$																																																																					
				$U_N$ 100 V <sub>-</sub>																																																																					
				> 30000 M $\Omega$																																																																					
				$U_N \geq$ 250 V <sub>-</sub>																																																																					
				> 75000 M $\Omega$																																																																					
				> 25000 s																																																																					
-40 +85 F $\leq$ 75 %	0,25 bei 1 kHz 0,5 bei 10 kHz	$\pm 2$	5×11×18 bis 13×22,5×32	Selbstheilend, hohe Impulsbelastbarkeit, kleiner Verlustfaktor, kleine Inkonzanz; besonders für Wechselspannungseinsatz geeignet. Eigeninduktivität $\approx 20 \text{ nH}$ . Impulsbelastbarkeit Maximal zulässige Spannungsänderung pro $\mu\text{s}$ (aufgeprägte Flankensteilheit $U_{ss}/\tau$ ) und Impulskennwert $k_o$ bei nichtsinusförmigen Spannungen (Impulse, Sägezähne).																																																																					
-40 +85 D $\leq$ 80 % mit Betönung	0,25 bei 10 kHz 0,7 bei 50 kHz		6,5×15×27 bis 13×22,5×32		<table border="1"> <tr> <th>Nennspannung <math>U_N</math></th> <th></th> <th colspan="3">Kondensatorlänge</th> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <th>18 mm</th> <th>22 mm</th> <th>27 mm</th> <th>32 mm</th> </tr> <tr> <td>400 V<sub>-</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}</math></td> <td>62 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>0,5 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> <td></td> <td>37,5 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>0,3 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> <td>25 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>0,2 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> </tr> <tr> <td>1000 V<sub>-</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau^1}{k_o}</math></td> <td>215 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>3 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> <td></td> <td>115 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>1,6 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> <td>90 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>1,25 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> </tr> <tr> <td>1500 V<sub>-</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}</math></td> <td>-</td> <td></td> <td>430 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>13 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>400 V<sub>~</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}</math></td> <td></td> <td>400 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>8 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> <td>200 V/<math>\mu\text{s}</math> <math>4 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}</math></td> <td></td> </tr> </table>	Nennspannung $U_N$		Kondensatorlänge					18 mm	22 mm	27 mm	32 mm	400 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	62 V/ $\mu\text{s}$ $0,5 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$		37,5 V/ $\mu\text{s}$ $0,3 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	25 V/ $\mu\text{s}$ $0,2 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	1000 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau^1}{k_o}$	215 V/ $\mu\text{s}$ $3 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$		115 V/ $\mu\text{s}$ $1,6 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	90 V/ $\mu\text{s}$ $1,25 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	1500 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	-		430 V/ $\mu\text{s}$ $13 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	-	400 V <sub>~</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$		400 V/ $\mu\text{s}$ $8 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	200 V/ $\mu\text{s}$ $4 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$																																		
Nennspannung $U_N$		Kondensatorlänge																																																																							
		18 mm	22 mm	27 mm	32 mm																																																																				
400 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	62 V/ $\mu\text{s}$ $0,5 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$		37,5 V/ $\mu\text{s}$ $0,3 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	25 V/ $\mu\text{s}$ $0,2 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$																																																																				
1000 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau^1}{k_o}$	215 V/ $\mu\text{s}$ $3 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$		115 V/ $\mu\text{s}$ $1,6 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	90 V/ $\mu\text{s}$ $1,25 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$																																																																				
1500 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	-		430 V/ $\mu\text{s}$ $13 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	-																																																																				
400 V <sub>~</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$		400 V/ $\mu\text{s}$ $8 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$	200 V/ $\mu\text{s}$ $4 \times 10^5 \text{ V}^2/\mu\text{s}$																																																																					
-55 +100 F $\leq$ 75 %	1 bei 1 kHz 3 bei 10 kHz	$\pm 5$	6,5×15×27 bis 13×22,5×32	Selbstheilend, hohe Temperaturfestigkeit, hohe Resonanzfrequenz, ca. 1 MHz für C = 1 $\mu\text{F}$ . Impulsbelastbarkeit (aufgeprägte Flankensteilheit $U_{ss}/\tau$ und Impulskennwert $k_o$ ).																																																																					
				<table border="1"> <tr> <th>Nennspannung <math>U_N</math></th> <th></th> <th colspan="2">Kondensatorlänge</th> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <th>27 mm</th> <th>32 mm</th> </tr> <tr> <td>400 V<sub>-</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}</math></td> <td>85 V/<math>\mu\text{s}</math> 68000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>65 V/<math>\mu\text{s}</math> 52000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> </tr> <tr> <td>630 V<sub>-</sub></td> <td><math>\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}</math></td> <td>135 V/<math>\mu\text{s}</math> 170 100 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> <td>100 V/<math>\mu\text{s}</math> 126000 V<sup>2</sup>/<math>\mu\text{s}</math></td> </tr> </table> <p>Isolation: C <math>\leq</math> 0,33 <math>\mu\text{F}</math>, &gt; 75000 M<math>\Omega</math>; C &gt; 0,33 <math>\mu\text{F}</math>, &gt; 25000 s</p>	Nennspannung $U_N$		Kondensatorlänge				27 mm	32 mm	400 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	85 V/ $\mu\text{s}$ 68000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	65 V/ $\mu\text{s}$ 52000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	630 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	135 V/ $\mu\text{s}$ 170 100 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	100 V/ $\mu\text{s}$ 126000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$																																																					
Nennspannung $U_N$		Kondensatorlänge																																																																							
		27 mm	32 mm																																																																						
400 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	85 V/ $\mu\text{s}$ 68000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	65 V/ $\mu\text{s}$ 52000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$																																																																						
630 V <sub>-</sub>	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	135 V/ $\mu\text{s}$ 170 100 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$	100 V/ $\mu\text{s}$ 126000 V <sup>2</sup> / $\mu\text{s}$																																																																						
-25 +70 F $\leq$ 75 %	0,3 bei 10 kHz	$\pm 3$	16 $\varnothing$ ×32 bis 20 $\varnothing$ ×75	Selbstheilend, kleiner Verlustfaktor, hohe zulässige Flankensteilheit, für relativ hohe Leistungen. Flankensteilheit $du/dt$ 500 V/ $\mu\text{s}$ Spitzenspannung periodisch 1000 V vereinzelt 2000 V Isolation 10000 s																																																																					
-25 +70 F $\leq$ 75 %	0,5 bei 1 kHz 1,5 bei 10 kHz	+1 -3	25 $\varnothing$ ×48 bis 85 $\varnothing$ ×240	Selbstheilend, mit Überdruckabreißsicherung als Schutz gegen Überlastung, sehr kleiner Verlustfaktor, großer Kapazitätsbereich Scheitelspannung $U_s$ $2 \times U_N$ Flankensteilheit $du/dt$ für 560 V Reihe 50 V/ $\mu\text{s}$ 700 V Reihe 75 V/ $\mu\text{s}$ 850 V Reihe C $\leq$ 1,5 $\mu\text{F}$ 200 V/ $\mu\text{s}$ C $\geq$ 2,2 $\mu\text{F}$ 100 V/ $\mu\text{s}$ Effektivstrom $I_{\max}$ C $\leq$ 15 $\mu\text{F}$ 16 A (Flachsteckeranschlüsse) C $\geq$ 22 $\mu\text{F}$ 80 A (Schraubanschlüsse) Selbstentlade-Zeitkonstante $R_{is} \cdot C > 3000 \text{ s}$ ; Frequenzbereich 50 bis 15000 Hz																																																																					
-55 +85 F $\leq$ 75 %	15 bei 1 kHz 25 bei 10 kHz	+6 -3	5,4 $\varnothing$ ×18 bis 25,9 $\varnothing$ ×34	Selbstheilend Eigeninduktivität bei 6 mm langen Anschlußdrähten ca. 20 nH Scheinwiderstand für C = 10 $\mu\text{F}$ und $f = 300 \text{ kHz}$ 10 m $\Omega$ C = 0,1 $\mu\text{F}$ und $f = 3 \text{ MHz}$ 100 m $\Omega$ Isolationswiderstand > 15000 s																																																																					

**Bild 63** MKH-Schicht-Kondensatoren B 32560, B 32561, B 32562, B 32563 Nomogramme zur Ermittlung der zulässigen Scheitelspannung  $\hat{U}$  bei Impulsbetrieb mit trapezförmigen bzw. sägezahnförmigen Spannungen





**Erläuterungen zu Bild 63**

Schnittpunkte  $P_1$  und  $P_2$  gemäß eingezeichnetem Beispiel ermitteln. Die Verbindungslinie  $P_1, P_2$  liefert die maximal zulässige Scheitelspannung.

Bei trapezförmiger Spannung mit zwei Steiflanken ist die doppelte Wiederholfrequenz zu berücksichtigen. Bei sinusförmiger Spannung gilt die Kurve „Sinus“.

Den Angaben des Nomogramms liegt eine Eigenerwärmung des Kondensators von 10°C zugrunde. Sie ist beim Einsatz im Hinblick auf die zulässige obere Grenztemperatur zu berücksichtigen.

Folgende Grenzwerte dürfen nicht überschritten werden:

Nennspannung $U_N$	100 V	250 V	400 V
Grenzspannung $\hat{U}_g$	85 V	140 V	224 V

Für einen Spannungshub  $U_{SS} < U_N$  kann der Wert der zulässigen Flankensteilheit  $U_{SS}/\tau$  mit dem Faktor  $U_N/U_{SS}$  multipliziert werden. Bei periodischer Impulsbelastung sind die Angaben des Nomogramms zu berücksichtigen. Siehe auch Datenblatt B 32010 Absatz 5.2.6. im Datenbuch „Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren“.

# 4. Funk-Entstörbauelemente

## 4.1 Prinzipschaltungen für die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen.

Schaltnetzteile erzeugen Funkstörungen, die durch Entstörmaßnahmen soweit abzusenken sind, daß beim Betrieb die vorgegebenen Grenzwerte nach VDE 0871 und VDE 0872 eingehalten werden. Für die EG-Länder sind Richtlinien in Vorbereitung bzw. zum Teil bereits erschienen, die vorschreiben, daß der Hersteller eines Gerätes und nicht der Betreiber für die Funk-Entstörung verantwortlich ist. Die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen, die dafür gelten, sind in der SIEMENS-Technischen Mitteilung Schaltnetzteile 3 behandelt. Daher werden hier nur die Prinzipschaltungen für die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen aufgeführt (Bild 64a bis d) sowie auf Seite 68 die VDE-Bestimmungen für Funk-Entstörmittel.

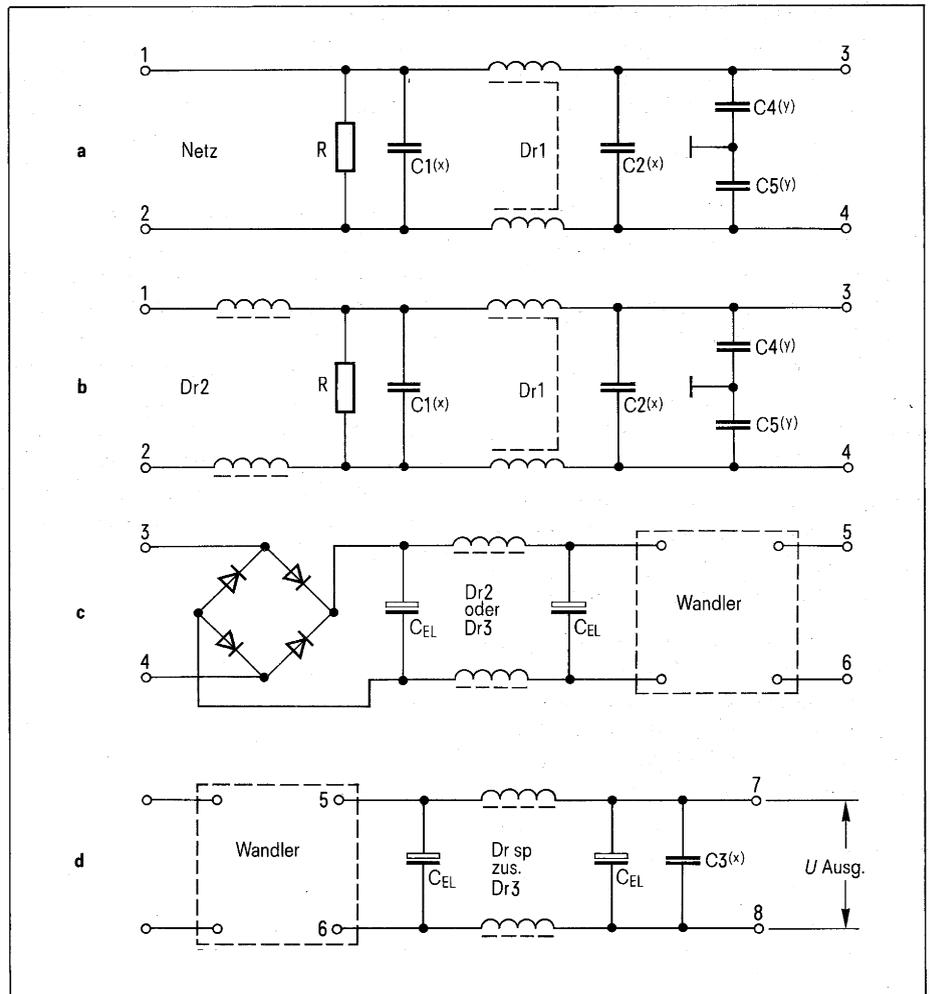
Schaltung **Bild 64b** stellt eine Erweiteschaltung zur Netzentstörung. Sie wird zwischen den Netzeingang, Anschluß 1, 2 und den Gleichrichter, Anschluß 3, 4 geschaltet.

Schaltung **Bild 64b** zeigt eine Erweiterung der Grundschialtung dar. Durch eine zusätzliche Drossel wird die Entstörwirkung verbessert.

Schaltung **Bild 64c** dient der Vorentstörung auf der Primärseite des Wandlers zur Verminderung der Grundwelle und ihrer 3. bis 5. Harmonischen.

Schaltung **Bild 64d** bewirkt eine Absenkung der Störspannung am Wandlerausgang, Anschluß 7, 8.

Schaltung (a) und (b) lassen sich beliebig mit Schaltung (c) und (d) kombinieren.



**Bild 64** Prinzipschaltungen für die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen

Die Kapazitäts- und Induktivitätswerte der in den Schaltungen **Bild 64a** bis **d** verwendeten Entstör-Bauelemente liegen etwa in folgenden Bereichen:

C1 (X), C2 (X) : 0,1 ... 2  $\mu$ F

C3 (X) : 0,1 ... 6,8  $\mu$ F

C4 (Y), C5 (Y) : 2200 pF ... 0,033  $\mu$ F

C<sub>EL</sub>: Elektrolytkondensator,  $\geq$  100  $\mu$ F

R: Entladewiderstand

Dr 1: stromkompensierte SIFERRIT®-Ringkern-Drossel, mehrere mH

Dr 2: Pulverkern-Einfachdrossel, mehrere 100  $\mu$ H

Dr 3: Zylinderkern-Drossel  $\geq$  5  $\mu$ H

Dr<sub>sp</sub>: Speicherdrossel

Zur Erleichterung der Auswahl ist in den Tabellen (Seite 69 bis 77) auf die Schaltungs-Bezeichnung C1 (X), C2 (X) usw. von **Bild 64** bezug genommen.

Eine Entstörowirkung der Elektrolytkondensatoren des SNT ist meist nur im Frequenzbereich bis 50 kHz vorhanden. Werden diese Kondensatoren in Filterschaltungen einbezogen, so sollten Entstörkondensatoren (0,1 ... 1  $\mu$ F) parallelgeschaltet werden. Vergleiche **Bild 64d**.

Für die Entstörung von Schaltnetzteilen werden vorzugsweise Ringkerndrosseln wegen ihres kleinen magnetischen Streufeldes und ihrer geringen Beeinflußbarkeit durch fremde magnetische Felder verwendet.

In schwierigen Fällen empfiehlt sich eine Musterentstörung (gegen Berechnung) in der Technischen Abteilung Funk-Entstörung des Bereichs Bauelemente. Hierzu ist von dem zu entstörenden Gerät ein Muster einschließlich Stromlaufplan und Gerätebeschreibung beizustellen. Anhand von HF-Störspannungsmessungen wird ein optimaler Entstörvorschlag unter Berücksichtigung der einschlägigen Vorschriften ausgearbeitet.

## 4.2 Begriffsbestimmungen

Funk-Entstörkondensatoren der Klasse X (X-Kondensatoren) sind für Anwendungen, bei denen ihr Ausfall durch Kurzschluß nicht zu einem gefährlichen elektrischen Schlag führen kann.

Die erhöhte elektrische und mechanische Sicherheit soll Kurzschlüsse im Kondensator ausschließen; durch die Begrenzung der Kapazität soll bei Wechselfrequenz der durch den Kondensator fließende Strom und bei Gleichspannung der Energie-Inhalt des Kondensators auf ein ungefährliches Maß herabgesetzt werden.

Funk-Entstörkondensatoren der Klasse Y (Y-Kondensatoren) sind Kondensatoren erhöhter Sicherheit und begrenzter Kapazität.

Y-Kondensatoren überbrücken in Erfüllung ihrer technischen Aufgabe in elektrischen Geräten, Maschinen und Anlagen Betriebsisolierungen, deren Sicherheit in Verbindung mit einer zusätzlichen Schutzmaßnahme zur Abwendung von Gefahren für Menschen und Tiere dient. Sie sind für Verwendungsfälle bestimmt, bei denen sie bei Versagen der Schutzmaßnahmen des Betriebsmittels zu einer Gefährdung durch elektrischen Schlag führen können.

Funk-Entstörkondensatoren der Klasse XY (XY-Kondensatoren) sind Kondensatoren, bei welchen X- und Y-Kondensatoren in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht sind.

### Anwendungsklassen für Funk-Entstörbauelemente

Die zulässige Temperatur- und Feuchtebeanspruchung ist bauf ormabhängig und wird nach DIN 40040 wie folgt gekennzeichnet:

1. Buchstabe untere Grenztemperatur	H -25 °C	G -40 °C	F -55 °C	
2. Buchstabe obere Grenztemperatur	P +85 °C	N +90 °C	L +110 °C	K +125 °C
3. Buchstabe relative Feuchte im Jahresmittel <sup>1)</sup> an 30 Tagen im Jahr andauernd an den übrigen Tagen gelegentlich <sup>2)</sup>	F ≤75 % 95 % 85 %	D ≤80 % 100 % 90 %	C ≤95 % 100 % 100 %	

<sup>1)</sup> Diese Tage sollen in natürlicher Weise über das Jahr verteilt sein.

<sup>2)</sup> Unter Einhaltung des Jahresmittels

### Nennspannung $U_N$

Die Nennspannung ist diejenige Spannung, für welche das Entstör-Bauelement bemessen ist, nach der es benannt ist, auf die sich andere Nenngrößen beziehen und mit der es innerhalb seines Nenntemperaturbereiches dauernd betrieben werden darf.

### Spitzenspannung

Bei den in den Auswahltabellen aufgeführten X-Kondensatoren – alles selbstheilende Kondensatoren mit Kunststoffolien als Dielektrikum – sind Spitzenspannungen bis 1200 V für Bruchteile von Sekunden bis zu 5mal pro Stunde zulässig.

Die Begrenzung „5mal pro Stunde“ ist als allgemeiner Richtwert aufzufassen und gewählt, um eindeutig klarzustellen, daß es sich nur um gelegentlich auftretende Spitzenspannungen handeln darf, wie sie z. B. durch Schaltvorgänge entstehen.

### Impulsbelastbarkeit

Die maximale zulässige Spannungsänderung je Zeiteinheit (Flankensteilheit) beträgt bei den X-Kondensatoren bei Betrieb mit nichtsinusförmiger Spannung, z. B. Trapezspannung, 50 V/µs.

### Nennstrom $I_N$

Der Nennstrom bezieht sich auf sinusförmigen 50 Hz-Wechselstrom. Bei der Auswahl von Funk-Entstördrosseln und -Filtern ist zu beachten, daß der Strom bei Schaltnetzteilen im allgemeinen nicht sinusförmig ist. Bei stromkompensierten Ringkerndrosseln ist in der Regel ein Effektivstrom in Höhe des Nennstromes zulässig. Bei allen anderen Drosseln ist eine Überprüfung der Erwärmung erforderlich.

### Toleranzen

Bevorzugte Kapazitätstoleranz	±20 %
Bevorzugte Induktivitätstoleranz bei stromkompensierten Ringkerndrosseln	±30 %
bei Pulverkerndrosseln	±30 %
bei Zylinderkerndrosseln	±20 %

### VDE-Bestimmungen für Funk-Entstörmittel; Prüfzeichen

VDE 0565/DIN 57565 Bestimmungen für Funk-Entstörmittel (Gelbdruck)

- Teil 1 Funk-Entstörkondensatoren
- Teil 2 Funk-Entstördrosseln
- Teil 3 Funk-Entstörfilter bis 16 A

Bis zum Erscheinen von VDE 0565 gelten für die Funk-Entstörmittel folgende VDE-Bestimmungen:

VDE 0550 Bestimmungen für Kleintransformatoren

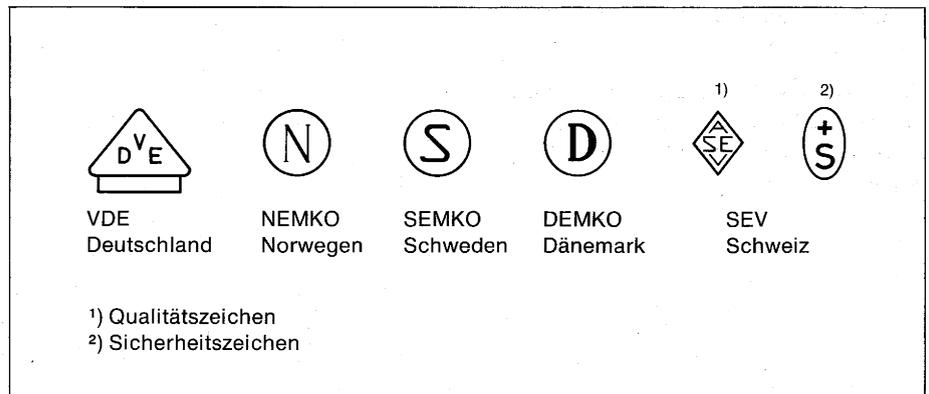
- Teil 1 Allgemeine Bestimmungen
- Teil 6 Besondere Bestimmungen für Drosseln (Netzdrosseln, vormagnetisierte Drosseln und Funk-Entstördrosseln)

VDE 0560 Bestimmungen für Kondensatoren

- Teil 1 Allgemeine Bestimmungen
- Teil 2 Kopplungskondensatoren für Spannungen bis 1000 V und Leistungen bis 0,5 kvar
- Teil 7 Funk-Entstörkondensatoren

### Prüfzeichen

Grundsätzlich sind alle unsere Funk-Entstörbauelemente nach den einschlägigen VDE-Bestimmungen ausgelegt. Bei den einzelnen Bauformen sind diese jeweils gültigen VDE-Bestimmungen genannt. Darüber hinaus gibt es Bauformen, die auf Kundenwunsch vom VDE oder von analogen ausländischen Institutionen dahingehend geprüft worden sind, ob sie die einschlägigen Vorschriften erfüllen. Nach Bestehen einer solchen Prüfung wird für die betroffenen Bauformen das entsprechende Prüf- bzw. Gütezeichen erteilt.



### 4.3 Bauelemente für Leiterplattentechnik

#### 4.3.1 X-Kondensatoren C1 und C2 aus Prinzipschaltung Bild 64

Selbstheilende Kondensatoren mit Kunststofffolien als Dielektrikum

Rechteckige Kunststoffgehäuse, Anschlußstifte im Rastermaß, Nennspannung 250 V<sub>~</sub>,

Anwendungsklasse: GPF (-40 bis +85 °C, Feuchtekategorie F)

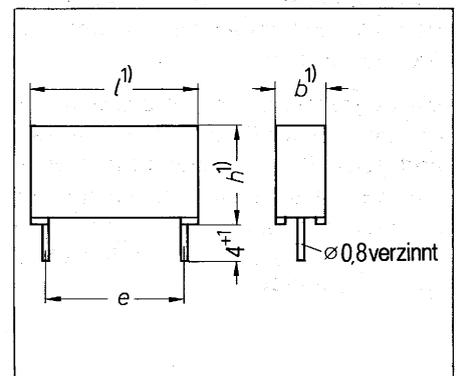
Tabelle 36

Nennkapazität µF	Abmessungen <i>b</i> × <i>b</i> × <i>l</i> mm	RM <i>e</i> mm	Gewicht g	Bestellbezeichnung
0,1 (X)	7 × 13 × 18	15	2,2	B81121-C-B54
0,15 (X)	9 × 14,5 × 18	15	3,2	B81121-C-B55
0,22 (X)	7 × 16,5 × 27	22,5	3,5	B81121-C-B56
0,33 (X)	8,5 × 18,5 × 27	22,5	5,2	B81121-C-B57
0,47 (X)	10,5 × 19 × 27	22,5	7,5	B81121-C-B58
0,68 (X)	11 × 20 × 32	27,5	9	B81121-C-B59
1,0 (X)	13 × 22,5 × 32	27,5	12	B81121-C-B60

Vorschriften Die Kondensatoren entsprechen als X-Kondensatoren den Bestimmungen nach VDE 0560-7/11. 67, IEC 161 und VDE 0565-1/Entwurf 9. 75.

Prüfzeichen    
565-1

Einbaumaße **Bild 65** und **Tabelle 36**.



**Bild 65** Einbaumaße der Kondensatoren Tabelle 36, 37, 38

### 4.3.2 X-Kondensator C3 aus Prinzipschaltung Bild 64

Selbstheilende Kondensatoren mit Kunststoffolie als Dielektrikum

MKH-Kondensatoren, rechteckige Kunststoffgehäuse mit Gießharz verschlossen

Nennspannung: 80 V $\sim$

Prüfspannung: 120 V $\sim$ , 2s

Anwendungsklasse: G P F

(-40 bis +85°C, Feuchtekategorie F)

Einbaumaße Bild 65 und Tabelle 37

Tabelle 37

Nennkapazität $\mu\text{F}$	Abmessungen $b \times h \times l$ mm	RM $e$ mm	Gewicht g	Bestellbezeichnung
1	9 $\times$ 15,5 $\times$ 18	15	4	B81123-C-B41
1,5	7,3 $\times$ 16,5 $\times$ 27	22,5	6	B81123-C-B42
2,2	8,5 $\times$ 18,5 $\times$ 27	22,5	7	B81123-C-B43
3,3	10,5 $\times$ 19 $\times$ 27	22,5	8	B81123-C-B44
4,7	11,5 $\times$ 20 $\times$ 32	27,5	10	B81123-C-B45
6,8	13,5 $\times$ 22,5 $\times$ 32	27,5	14	B81123-C-B46

### 4.3.3 Y-Kondensatoren C4 und C5 aus Prinzipschaltung Bild 64

Selbstheilende Kondensatoren mit Kunststoffolien als Dielektrikum

Rechteckige Kunststoffgehäuse, mit Gießharz verschlossen,

Anschlußstifte im Rastermaß, schwerentflammbar.

Nennspannung: 250 V $\sim$

Prüfspannung: 2500 V $\sim$ , 2s

Anwendungsklasse: G P F

(-40 bis +85°C, Feuchtekategorie F)

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen als Y-Kondensatoren VDE 0565-1 und als Koppelkondensatoren VDE 0565-2

Einbaumaße Bild 65 und Tabelle 38

Tabelle 38

Nennkapazität	Abmessungen $b \times h \times l$ mm	RM $e$ mm	Gewicht g	Bestellbezeichnung
2200 pF (Y)	7,3 $\times$ 16,5 $\times$ 27	22,5	5	B81121-C-B81
3300 pF (Y)	7,3 $\times$ 16,5 $\times$ 27	22,5	5	B81121-C-B82
4700 pF (Y)	7,3 $\times$ 16,5 $\times$ 27	22,5	6	B81121-C-B83
6800 pF (Y)	8,5 $\times$ 18,5 $\times$ 27	22,5	6	B81121-C-B84
0,01 $\mu\text{F}$ (Y)	10,5 $\times$ 19 $\times$ 27	22,5	7	B81121-C-B85
0,015 $\mu\text{F}$ (Y)	11,5 $\times$ 21 $\times$ 32	27,5	10	B81121-C-B86
0,022 $\mu\text{F}$ (Y)	11,5 $\times$ 21 $\times$ 32	27,5	10	B81121-C-B87
0,033 $\mu\text{F}$ (Y)	13,5 $\times$ 23 $\times$ 32	27,5	14	B81121-C-B88

Tabelle 39

Nennkapazität	Bestellbezeichnung
2 $\times$ 0,01 $\mu\text{F}$ (Y)	B81221-A-B21
2 $\times$ 0,015 $\mu\text{F}$ (Y)	B81221-A-B19
2 $\times$ 0,025 $\mu\text{F}$ (Y)	B81221-A-B23

Kondensatoren mit imprägniertem Papier als Dielektrikum und Metallfolien als Elektroden

Zylindrische Kunststoffbecher, mit Gießharz verschlossen, Anschlußstifte im Rastermaß.

Nennspannung: 250 V $\sim$

Prüfspannung: 2500 V $\sim$ , 2s

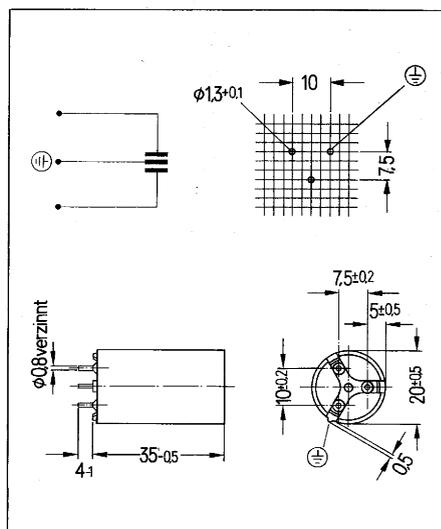
Anwendungsklasse: H P F

(-25 bis +85°C, Feuchtekategorie F)

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen VDE 0565-1

Einbaumaße Bild 66 und Tabelle 39

Bild 66 Einbaumaße der Kondensatoren Tabelle 39



#### 4.3.4 Drosseln Dr1 aus Prinzipschaltung Bild 64

##### Stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrosseln

Bauformen

a) SIFERRIT®-Ringkerndrossel, in Kunststoffbecher eingegossen, schwerentflammbar.

Nennspannung: 250 V $\approx$

Prüfspannung: 1500 V $\sim$  2s,

Wicklung gegen  
Wicklung

Anwendungsklasse: G K C

(-40 bis +125 °C, Feuchtekategorie C)

Bauformen B82722-G2-XX und B82724-G2-XX in Vorbereitung.

Für B82724-G2-XX wird noch nachstehende Bauformreihe B82724-G1-XX empfohlen.

Einbaumaße Bild 70 und 71

b) SIFERRIT®-Ringkerndrossel auf Montagerahmen, mit nicht brennbarer Tiefziehfolie umhüllt.

Gewicht ca. 50 g.

Nennspannung: 250 V $\approx$

Prüfspannung: 1500 V $\sim$  2s,

Wicklung gegen  
Wicklung

Anwendungsklasse: G L F

(-40 bis +110 °C, Feuchtekategorie F)

Einbaumaße Bild 69

Tabelle 40

Nennstrom	Nenninduktivität je Wicklung	Gleichstromwiderstand je Wicklung (Richtwert)	Einbaumaße	Gewicht	Bestellbezeichnung
A	mH	$\Omega$	Bild	g	
2×0,3	47	4,2	70	10	B82722-G2-A3
2×0,5	27	2,2	71	35	B82723-G2-B5
2×0,5	18	1,5	70	10	B82722-G2-A5
2×1	5,6	0,7	70	10	B82722-G2-A8
2×1	12	0,7	71	35	B82723-G2-B8
2×1	27	1,0	68	65	B82724-G2-A8
2×1,6	10	0,45	71	35	B82723-G2-B9
2×2	2,2	0,18	70	10	B82722-G2-A10
2×2	6,8	0,2	71	35	B82723-G2-B10
2×2	15	0,4	68	65	B82724-G2-A10
2×4	3,3	0,09	71	35	B82723-G2-B12
2×4	6,8	0,12	68	65	B82724-G2-A12
2×6	3,9	0,055	68	65	B82724-G2-A13

Tabelle 41

Nennstrom	Nenninduktivität je Wicklung	Gleichstromwiderstand je Wicklung (Richtwert)	Bestellbezeichnung
A	mH	m $\Omega$	
2×1	27	1000	B82724-G1-A8
2×2	15	400	B82724-G1-A10
2×4	6,8	120	B82724-G1-A12
2×6	3,9	55	B82724-G1-A13

#### 4.3.5 Drosseln Dr2 aus Prinzipschaltung Bild 64

##### Ringkern-Einfachdrossel

##### Bauformen

a) Ringkerndrosseln mit Pulverkern, in Kunststoffbecher eingegossen, schwerentflammbar.

Nennspannung: 250 V $\approx$   
Anwendungsklasse: G K C  
-40 bis +125°C, Feuchtklasse F  
VDE 0565-2

Bauformreihe B82603-G-CXX in Vorbereitung. Z. Zt. wird noch nachstehende Bauformreihe B82603-G-AXX empfohlen.

b) Ringkerndrosseln mit Pulverkern auf Montagerahmen, mit nicht brennbarer Tiefziehfolie umhüllt.

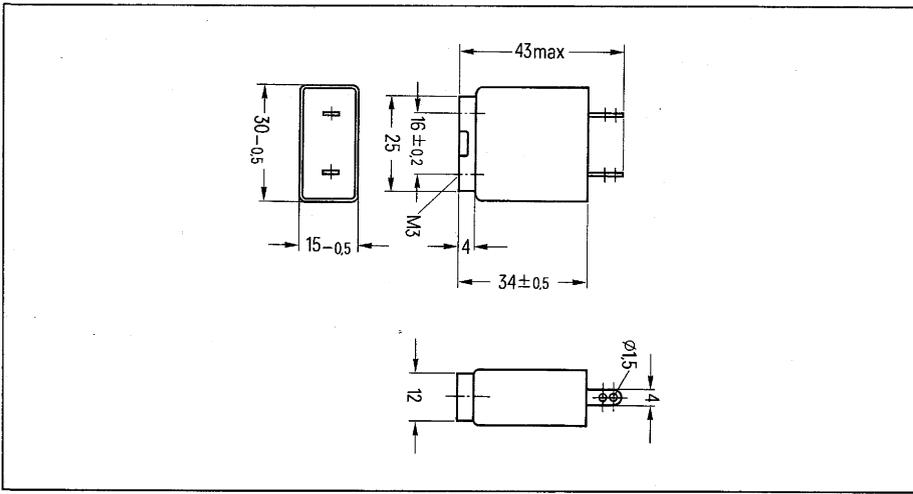
Nennspannung: 250 V $\approx$   
Anwendungsklasse: G L F  
Einbaumaße **Bild 69**  
-40 bis +110°C, Feuchtklasse F  
VDE 0565-2  
Einbaumaße **Bild 69** und **Tabelle 43**

**Tabelle 42**

Nennstrom A	Nenninduktivität mH	Gleichstromwiderstand (Richtwert) $\Omega$	Einbaumaße Bild	Gewicht g	Bestellbezeichnung
0,2	25	25	72	45	B82602-G-C2
0,2	50	39	68	90	B82603-G-C2
0,5	8	5	72	45	B82602-G-C5
0,5	20	6,2	68	90	B82603-G-C5
1	3,3	1,2	72	45	B82602-G-C8
1	6	1,6	68	90	B82603-G-C8
2	1,2	0,27	72	45	B82602-G-C10
2	2,5	0,5	68	90	B82603-G-C10
4	1,2	0,16	68	90	B82603-G-C12

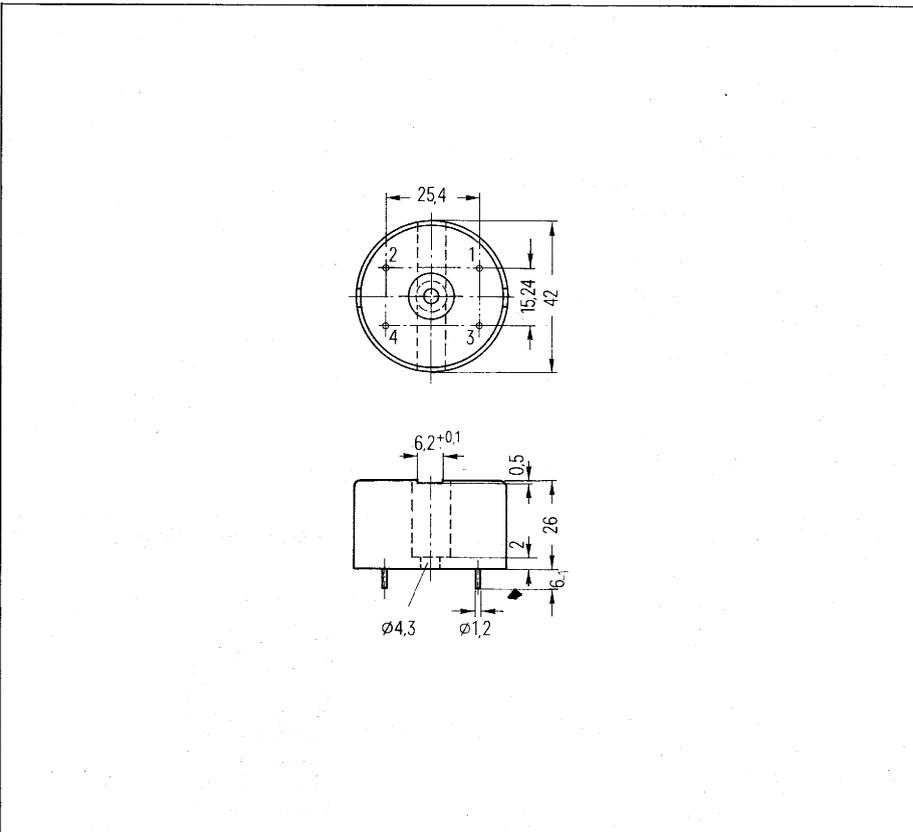
**Tabelle 43**

Nennstrom A	Nenninduktivität mH	Gleichstromwiderstand (Richtwert) $\Omega$	Gewicht g	Bestellbezeichnung
0,2	50	39	ca. 75	B82603-G-A2
0,5	20	6,2		B82603-G-A5
1	6	1,6		B82603-G-A8
2	2,5	0,5		B82603-G-A10
4	1,2	0,16		B82603-G-A12

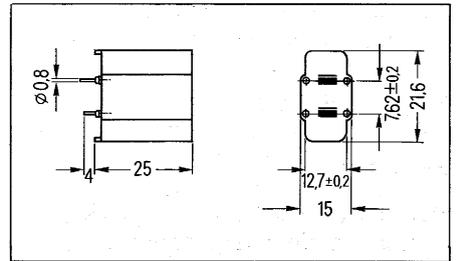
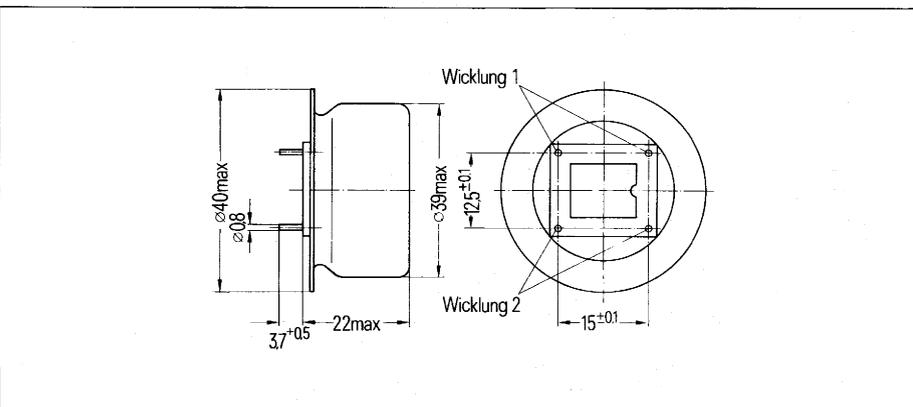


**Bild 67** Einbaumaße der Kondensatoren Tabelle 45

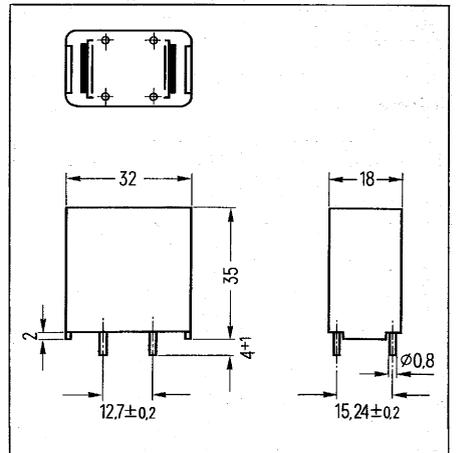
**Bild 68** Einbaumaße der Ringkern-Drossel Tabelle 40, 42;  
Anschlußbelegung: Einfachdrossel 1 und 4  
Zweifachdrossel Wicklung I 1 und 2  
Wicklung II 3 und 4

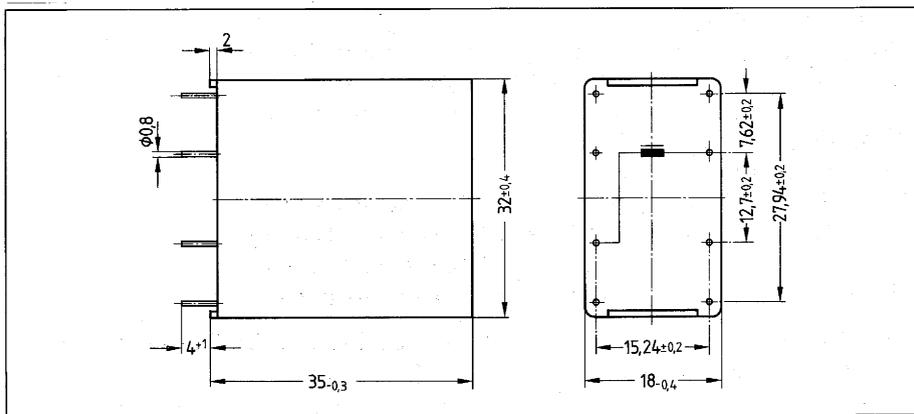


**Bild 69** Einbaumaße der Ringkern-Drosseln Tabelle 41, 43



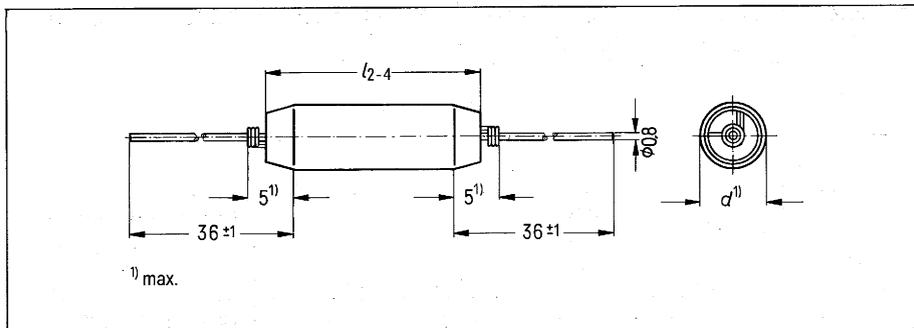
**Bild 70 und 71**  
Einbaumaße der Ringkern-Drosseln Tabelle 40  
und Tabelle 41





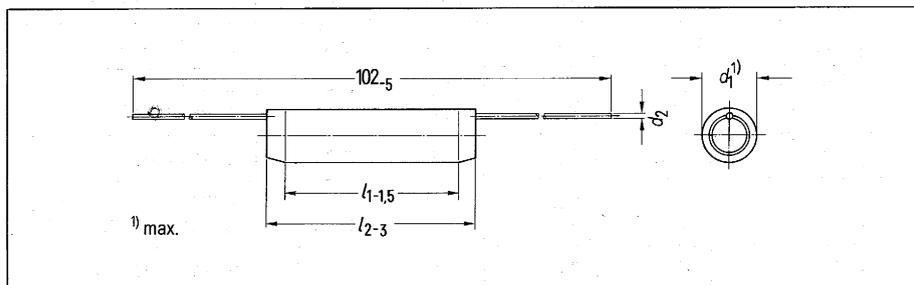
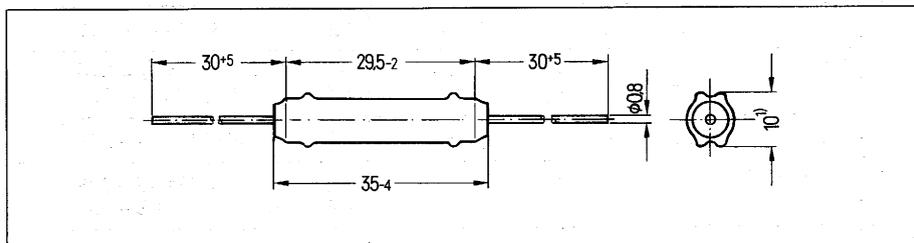
**Bild 72**

Einbaumaße der Ringkern-Drosseln  
Tabelle 42



**Bild 73, 74, 75**

Einbaumaße der Zylinderkern-Drosseln  
Tabelle 44



#### 4.3.6 Drosseln Dr3 aus Prinzip-schaltung Bild 64

Drosseln mit Sirufer- bzw. Siferrit-Zylinderkernen, Umhüllung mit Isolierfolie, axiale Anschlußdrähte.

Nennspannung: 250 V $\approx$  (B82500)  
500 V $\approx$  (B82111)

Spannungsfestigkeit

der Isolierung: (B82500) Prüfspannung 1500 V $\approx$ , 1 Minute  
(B82111) Prüfspannung 2500 V $\approx$ , 1 Minute  
(lt. VDE 0550-; § 17c, Tafel 5)

Induktivitätstoleranz:  $\pm 20\%$

Anwendungsklassen:

B82111-A-C... FKF (-55°...+125°C, Feuchtekategorie F)  
-B-C... HNF (-25°...+ 90°C, Feuchtekategorie F)  
-E-C... FKF (-55°...+125°C, Feuchtekategorie F)  
B82500-B-A... GLF (-40°...+110°C, Feuchtekategorie F)

Die Bauformen B82111-A-C... und -B-C... besitzen das VDE-Zeichen (geprüft nach VDE 0565 Teil 2/...76 Entwurf 1)

Für die Bauform B82111-E-C... ist das VDE-Zeichen beantragt.

Die Bauformen B82500-B-A5, -B-A8 und -B-A10 besitzen das VDE-Zeichen (geprüft nach VDE 0550 Teil 6/4.66)

Tabelle 44

Nennstrom A	Nenninduktivität $\mu\text{H}$	Gleichstromwiderstand (Richtwert) $\Omega$	Einbaumaße Bild	Gewicht g	Abmessungen				Bestellbezeichnung
					$l_1$ mm	$l_2$ mm	$d_1$ mm	$d_2$ mm	
0,1	1200 8200	34 65	73 74	2,3 7	20	24	6,0	0,8	B82111-E-C29 B82500-B-A1
					29,5	35	10,0	0,8	
0,15	475	20	73	3	25	29	6,0	0,8	B82111-A-C39
0,2	680 3900	14 20	73 74	2,3 7	20	24	6,0	0,8	B82111-E-C28 B82500-B-A2
					29,5	35	10	0,8	
0,3	230	7,2	73	3	25	29	6,0	0,8	B82111-A-C38
0,5	220 820	2,6 2,5	73 74	2,3 7	20	24	6,5	0,8	B82111-E-C26 B82500-B-A5
					29,5	35	10,0	0,8	
1	100 330	0,65 0,7	73 74	2,5 7	20	24	6,5	0,8	B82111-E-C25 B82500-B-A8
					29,5	35	10,0	0,8	
1,5	25	0,34	73	2,7	20	24	6,5	0,8	B82111-A-C25
2	40 120	0,18 0,2	73 74	3 7	20	24	7,0	0,8	B82111-E-C23 B82500-B-A10
					29,5	35	10,0	0,8	
4	15	24 m $\Omega$	75	7	28,5	34	8,5	0,75	B82111-B-C23
6	6 9	10 m $\Omega$ 12 m $\Omega$	75 75	5 8	24,5	29	7,0	0,95	B82111-B-C17 B82111-B-C22
					28,5	34	9,0	0,95	
10	5	5 m $\Omega$	75	10	28,5	34	9,5	1,3	B82111-B-C21

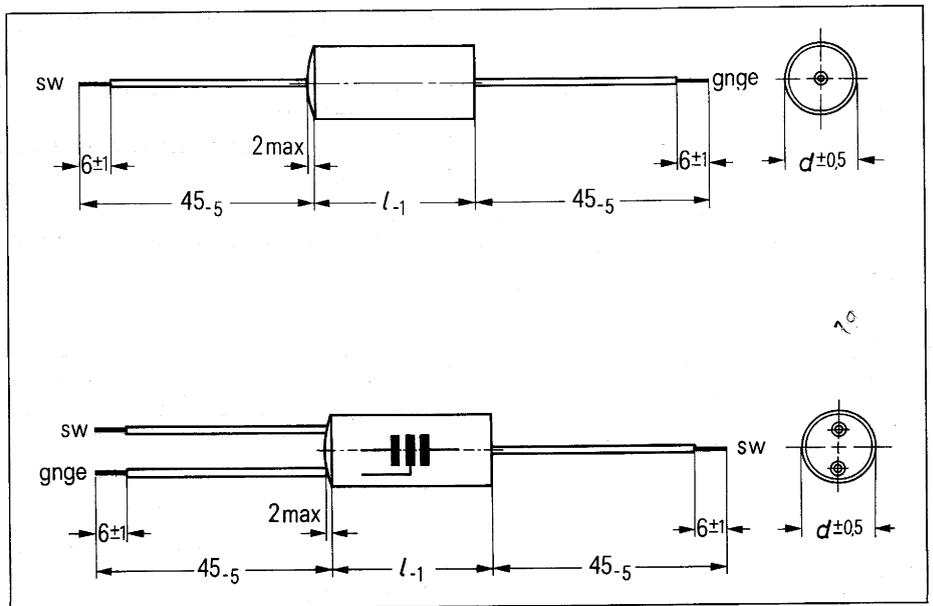


Bild 76 Einbaumaße der Kondensatoren Tabelle 46

#### 4.4 Bauelemente für Verdrahtungstechnik

##### 4.4.1 X-Kondensatoren C1 und C2 aus Prinzipschaltung Bild 64

Selbstheilende Kondensatoren mit Kunststofffolien als Dielektrikum

Rechteckiges Aluminiumgehäuse mit Bodenplatte, mit Gießharz verschlossen.

Nennspannung: 250 V $\approx$

Prüfspannungen: 1200 V – 2s

Belag/Belag

2500 V $\approx$  2s

Belag/Gehäuse

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen VDE 0565–1

Anwendungsklasse: GPD (–40 bis +85 °C, Feuchtklasse D)

Einbaumaße Bild 67 und Tabelle 45

Tabelle 45

Nennkapazität	Gewicht	Bestellbezeichnung
1 $\mu$ F (X)	25 g	B81121–C–B63

Weitere Kapazitätswerte in Vorbereitung.

##### 4.4.2 Y-Kondensatoren C4, C5 in Prinzipschaltung Bild 64

Kondensatoren mit imprägniertem Papier als Dielektrikum und mit Metallfolien als Elektroden eingebaut in zylindrische Kunststoffbecher mit Gießharzabschluß. Anschlußdrähte YV 1 $\times$ 0,8 mm  $\varnothing$ . (Auf Anfrage können diese Kondensatoren auch mit anderen Drahtlängen oder Litzenleitungen geliefert werden.)

Nennspannung: 250 V $\approx$

Prüfspannung: 2700 V – , 2s (Belag/Belag)

Dauerspannungs-Prüfung: 1000 h mit  $1,7 \cdot U_N = 425 \text{ V} \approx$

(Typprüfung)

Kapazitätstoleranz:  $\pm 20 \%$

Isolation:  $\geq 6000 \text{ M}\Omega$

Anwendungsklasse: HPF (–25 bis +85 °C, Feuchtklasse F)

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen der Norm DIN 41 171, Blatt 1 (Y-Kondensatoren)

Gehäuseart K (Kunststoffrohr)

[Gehäuseart M (Metallrohr) auf Anfrage]

ferner als Y-Kondensatoren den Bestimmungen nach VDE 0560–7/11.67

Prüfzeichen:  

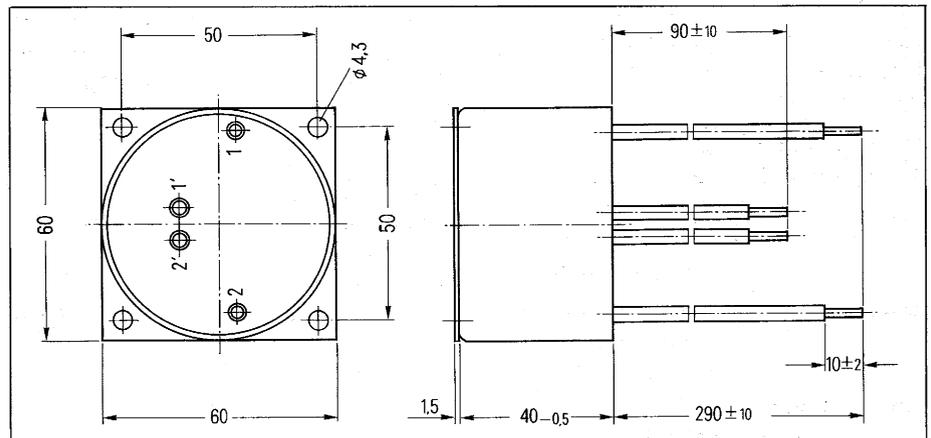
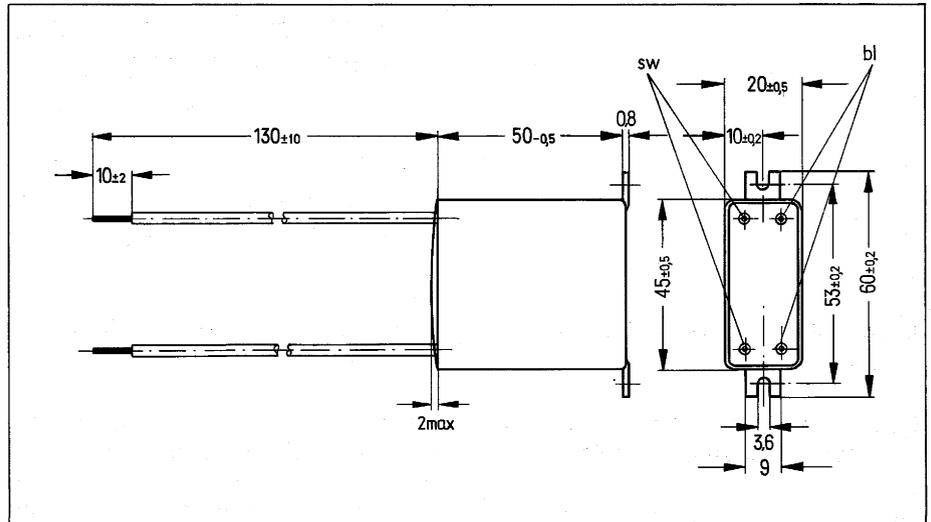
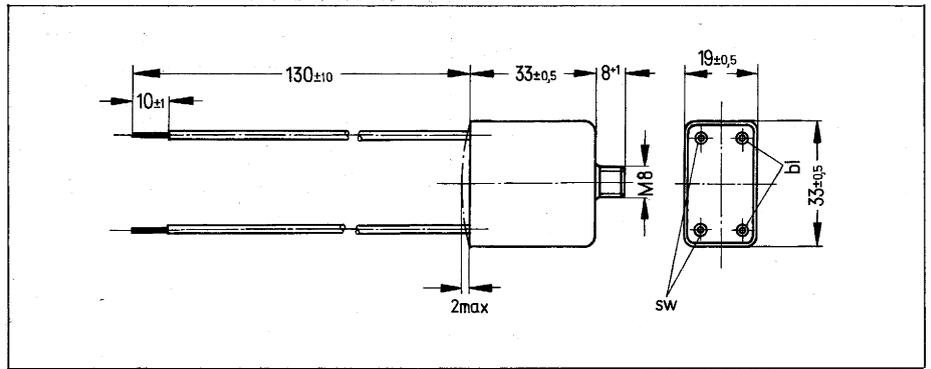
beantragt: 

Einbaumaße Bild 76 und Tabelle 46

Tabelle 46

Nennkapazität	Abmessungen $d \times l$ mm	Gewicht $\approx$ g	Bestellbezeichnung
0,01 $\mu$ F (Y)	12 $\times$ 34	8	B81111–A–B34
0,025 $\mu$ F <sup>1)</sup> (Y)	12 $\times$ 44	9	B81111–A–B35
0,035 $\mu$ F (Y)	14 $\times$ 44	11	B81111–A–B36
2 $\times$ 2500 pF (Y)	10 $\times$ 34	7	B81211–A–B32
2 $\times$ 5000 pF (Y)	12 $\times$ 34	8	B81211–A–B33
2 $\times$ 0,015 $\mu$ F (Y)	14 $\times$ 44	11	B81211–A–B34
2 $\times$ 0,035 $\mu$ F (Y)	20 $\times$ 44	20	B81211–A–B35

<sup>1)</sup> Diese Bauform ist in DIN 41 171, Blatt 1, nicht enthalten.



**Bild 77, 78, 79** Einbaumaße der Ringkern-Drosseln Tabelle 47

**Tabelle 47**

Nennstrom	Nenninduktivität je Wicklung	Gleichstromwiderstand je Wicklung (Richtwert)	Einbaumaße	Anschlußleitungen Querschnitt/Art	Bestellbezeichnung
A	mH	mΩ	Bild		
2× 1	11	550	77	0,75 mm <sup>2</sup> NYFAFw	B82723-E1-A8 B82723-E1-A10 B82723-E1-A12 B82723-E1-A13
2× 2	5,6	200			
2× 4	2,7	70			
2× 6	1,5	40			
2× 2	16	400	78	0,75 mm <sup>2</sup> NYFAFw	B82724-C1-A10 B82724-C1-A12 B82724-C1-A13
2× 4	6,8	120			
2× 6	4,3	55			
2× 10	1,8	25	78	1,5 mm <sup>2</sup> NYAF	B82724-C1-A14
2× 25	1,8	15	79	4,2 mm <sup>2</sup> Litze	B82725-C1-A6

#### 4.4.3 Drosseln Dr1 aus Prinzipschaltung Bild 64

##### Stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrosseln

Ferrit-Ringkerndrossel im Aluminiumbecher eingegossen, Anschlußlitze. Ausführung für sehr hohe mechanische Beanspruchungen.

Nennspannung: 250 V<sub>~</sub>

Prüfspannungen: 1500 V<sub>~</sub>, 2s

(Wicklung/Wicklung)

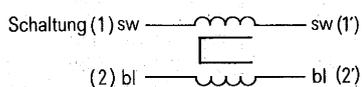
2500 V<sub>~</sub>, 2s

(Wicklung/Gehäuse)

Vorschriften: Die Drosseln entsprechen VDE 0565-2

Anwendungsklasse: G K C

(-40 bis +125°C, Feuchtklasse C)



#### 4.4.4 Funk-Entstörfilter

$\pi$ -Filter für 2 Leitungen, **Schaltung (a)**  
**Bild 64**

##### Bauformen

a) Stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrossel mit zwei X- und zwei Y-Kondensatoren, Entladewiderstand. Kunststoffgehäuse mit angespritzten Anschlußklemmen.

Nennspannung: 250 V $\approx$   
Prüfspannungen: 1200 V $-$ , 2s  
(Phase/Mp)  
2700 V $-$ , 2s  
(Phase verbunden mit Mp/Masse)

Anwendungsklasse: H P F (-25 bis +85 °C, Feuchtekategorie F)

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen VDE 0560-7  
Die Drosseln entsprechen VDE 0550-6

Gewicht: ca. 250 g  
Einbaumaße **Bild 80** und **Tabelle 48**

b) Stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrossel mit zwei X- und zwei Y-Kondensatoren. Metallgehäuse mit Kaltgerätestecker.

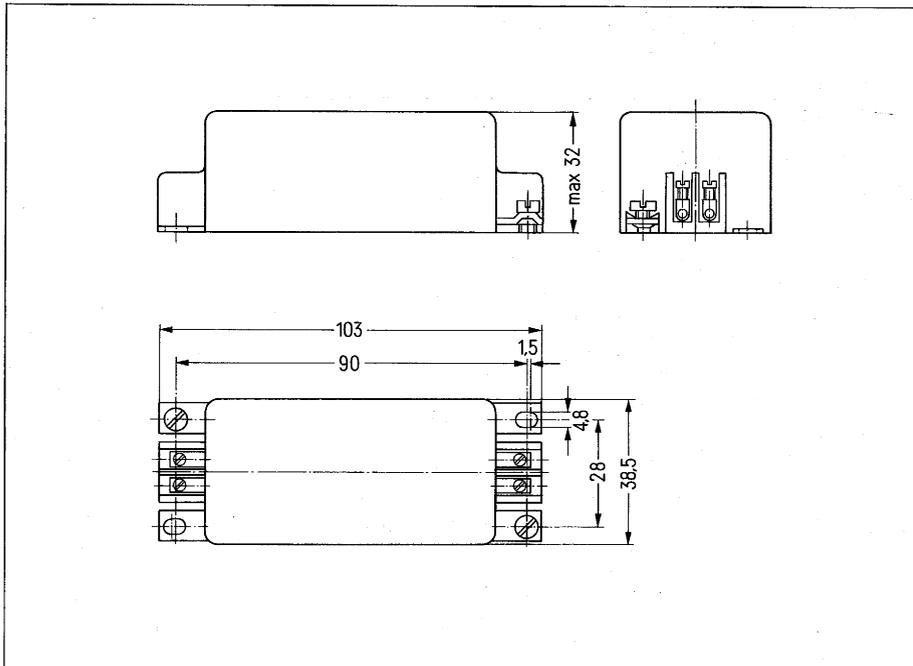
Nennspannung: 250 V $\approx$   
Nennstrom: bezogen auf +40 °C Umgebungstemperatur  
Prüfspannungen: 1000 V $-$ , 2s (Phase/Mp)  
2700 V $-$ , 2s (Phase verbunden mit Mp/Masse)  
Anwendungsklasse: H P F (-25 bis +85 °C, Feuchtekategorie F)  
Prüfzeichen: Stecker Filter (beantragt)  
VDE VDE  
Semko Semko  
SEV SEV  
Gewicht: ca. 85 g  
Einbaumaße **Bild 81** und **Tabelle 49**

**Tabelle 48**

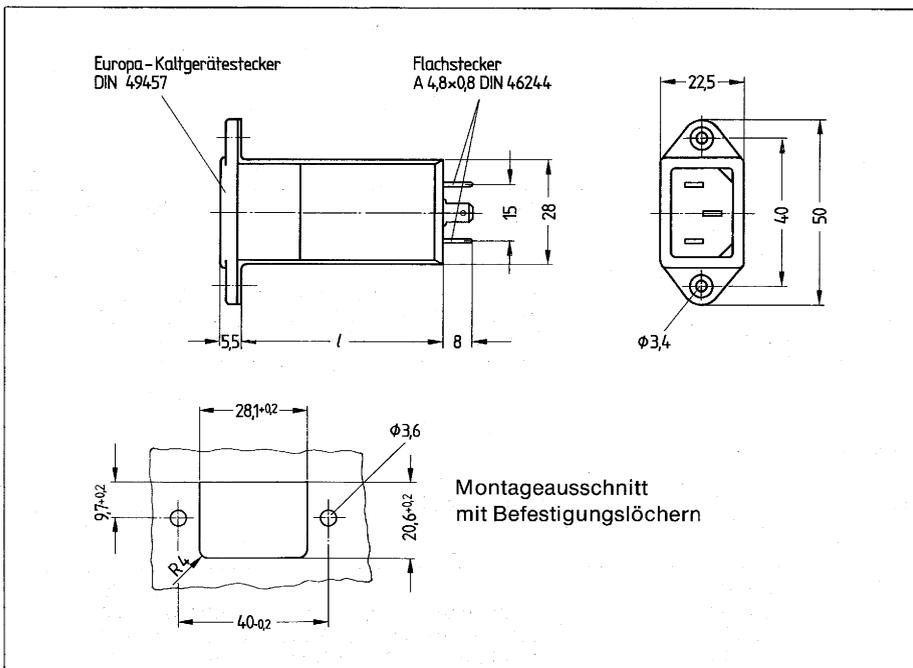
Nennstrom A	Nenninduktivität je Wicklung mH	Nennkapazität	Bestellbezeichnung
1	2×18	2×0,22 $\mu$ F (X) + 2×2500 pF (Y)	B84102-K30
2	2×10	2×0,33 $\mu$ F (X) + 2×2500 pF (Y)	B84102-K40
4	2× 4,7	2×0,39 $\mu$ F (X) + 2×2500 pF (Y)	B84102-K50

**Tabelle 49**

Nennstrom A	Nenninduktivität je Wicklung mH	Nennkapazität	Bestellbezeichnung
1	2×10	symmetrisch 2×0,1 $\mu$ F (X) unsymmetrisch 2×5 nF (Y) 2×0,1 $\mu$ F (X) + 2×4 nF (Y)	B84104-K30
2	2× 5,6		B84104-K40
4	2× 2,7		B84104-K50
6	2× 1,8		B84104-K60



**Bild 80** Einbaumaße der Funk-Entstörfilter  
Tabelle 48



**Bild 81** Einbaumaße der Funk-Entstörfilter  
Tabelle 49

# 5. Literatur

- [1] SIEMENS-Datenbuch 1976/77  
Silizium-Gleichrichterioden,  
Bestell-Nr. B 13/1352
- [2] SIEMENS-Datenbuch 1976/77  
Kleingleichrichtersätze,  
Bestell-Nr. 1523
- [3] SIEMENS-Datenbuch 1977/78  
Dioden, Z-Dioden, Referenzdioden,  
Bestell-Nr. B 1744
- [4] SIEMENS-Datenbuch 1976/77  
Einzelhalbleiter Industrie-Typen,  
Bestell-Nr. B 1662
- [5] SIEMENS-Datenbuch 1976/77  
Silizium-Thyristoren, Frequenz-  
thyristoren, Bestell-Nr. B 1592
- [6] SIEMENS-Datenbuch 1975/76  
Optoelektronik Halbleiter,  
Bestell-Nr. B 33/1304
- [7] SIEMENS-Datenbuch 1976/77  
Lineare Schaltungen,  
Bestell-Nr. B 1502
- [8] SIEMENS-Datenbuch 1975/76  
Weichmagnetisches SIFERRIT-  
und SRUFER-Material,  
Bestell-Nr. B 24/1200
- [9] Nachtrag 1977 zu [8],  
Bestell-Nr. B 1751
- [10] SIEMENS-Datenbuch 1976/77  
Aluminium-Elektrolyt-Konden-  
satoren, Bestell-Nr. B 1354
- [11] Nachtrag zu [10], Bestell-Nr. B 1652
- [12] SIEMENS-Datenbuch 1978/79  
Metallisierte Kunststoff-Konden-  
satoren, Bestell-Nr. B 1855
- [13] SIEMENS-Datenbuch 1975/76  
Kondensatoren für die Energie-  
Elektronik, Bestell-Nr. B 21/1300
- [14] SIEMENS-Datenbuch 1977/78  
Funk-Entstörbauelemente,  
Bestell-Nr. B 1717
- [15] SIEMENS-Datenbuch 1975/76  
Funk-Entstörfilter,  
Bestell-Nr. B 26/1198
- [16] SIEMENS Technische Mitteilung  
Das Schalten mit dreifach-  
fundierten Transistoren,  
Bestell-Nr. B 1622
- [17] SIEMENS Technische Mitteilung  
Schaltnetzteile 1  
Allgemeine Einführung,  
Grundsaltungen  
Bestell-Nr. B 1703
- [18] SIEMENS Technische Mitteilung  
Schaltnetzteile 3  
Funk-Entstörung  
Bestell-Nr. B 1821
- [19] SIEMENS Technische Mitteilung  
Schaltnetzteile 4  
Bemessungsgrundlagen  
Bestell-Nr. B 1749

1) Die hier aufgeführte Literatur ist gegen  
Gebühr erhältlich im  
Siemens Bauteile Service  
Lieferzentrum Fürth  
Postfach 146  
8510 Fürth-Bislohe

# Unsere Geschäftsstellen

## Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG  
Salzufer 6-8  
Postfach 11 05 60  
**1000 Berlin 11**  
☎ (030) 39 39-1, ☐ 1 83 766

Siemens AG  
Contrescarpe 72  
Postfach 10 78 27  
**2800 Bremen 1**  
☎ (0421) 3 64-1, ☐ 2 45 451

Siemens AG  
Lahnweg 10  
Postfach 11 15  
**4000 Düsseldorf 1**  
☎ (0211) 30 30-1, ☐ 8 581 301

Siemens AG  
Gutleitstraße 31  
Postfach 41 83  
**6000 Frankfurt 1**  
☎ (0611) 2 62-1, ☐ 4 14 131

Siemens AG  
Lindenplatz 2  
Postfach 10 56 09  
**2000 Hamburg 1**  
☎ (040) 2 82-1, ☐ 2 162 721

Siemens AG  
Am Maschpark 1  
Postfach 53 29  
**3000 Hannover 1**  
☎ (0511) 1 99-1, ☐ 9 22 333

Siemens AG  
N 7, 18 (Siemenshaus)  
Postfach 20 24  
**6800 Mannheim 1**  
☎ (0621) 2 96-1, ☐ 4 62 261

Siemens AG  
Richard-Strauss-Straße 76  
Postfach 20 21 09  
**8000 München 2**  
☎ (089) 92 21-1, ☐ 5 29 421

Siemens AG  
Von-der-Tann-Straße 30  
Postfach 24 29  
**8500 Nürnberg 1**  
☎ (0911) 6 54-1, ☐ 6 22 251

Siemens AG  
Martin-Luther-Straße 25  
Postfach 3 59  
**6600 Saarbrücken 3**  
☎ (0681) 30 08-1, ☐ 4 421 431

Siemens AG  
Geschwister-Scholl-Straße 24  
Postfach 1 20  
**7000 Stuttgart 1**  
☎ (0711) 20 76-1, ☐ 7 23 941

Siemens Bauteile Service  
Gründacher Straße 260  
Postfach 146  
**8510 Fürth-Bischof**  
☎ (0911) 30 01-1, ☐ 623 818

## Europa

### Belgien

Siemens S.A.  
chaussée de Charleroi 116  
**B-1060 Bruxelles**  
☎ (02) 5 37 31 00, ☐ 21 347

### Bulgarien

RUEN,  
Technisches Beratungsbüro  
der Siemens Aktiengesellschaft  
uliza Nikolai Gogol 5,  
agal Boulevard Lenin  
**BG-1504 Sofia**  
☎ 45 70 82, ☐ 22 763

### Dänemark

Siemens A/S  
Borupvang 3  
**DK-2750 Ballerup**  
☎ (02) 65 65 65, ☐ 35 313

### Finnland

Siemens Osakeyhtiö  
Mikonkatu 8  
Fach 8  
**SF-00101 Helsinki 10**  
☎ (90) 16 26-1, ☐ 12 465

### Frankreich

Siemens Société Anonyme  
39-47, boulevard Ornano  
B.P. 109  
**F-93203 Saint-Denis CEDEX 1**  
☎ (16-1) 8 20 61 20, ☐ 620 853

### Griechenland

Siemens Hellas E.A.E.  
Voulas 7  
P.O.B. 601  
**Athen 125**  
☎ (021) 32 93-1, ☐ 2 16 291

### Großbritannien

Siemens Limited  
Siemens House  
Windmill Road  
**Sunbury-on-Thames**  
Middlesex TW 16 7HS  
☎ (09327) 85 691, ☐ 89 51 091

### Irland

Siemens Limited  
8, Raglan Road  
**Dublin 4**  
☎ (01) 68 47 27, ☐ 5341

### Island

Smith & Norland H/F  
Nástun 4  
P.O.B. 519  
**Reykjavik**  
☎ 2 83 22, ☐ 2055

### Italien

Siemens Elettra S.p.A.  
Via Fabio Filzi, 25/A  
Casella Postale 41 83  
**I-20124 Milano**  
☎ (02) 62 48, ☐ 36 261

### Jugoslawien

Generalexport  
Masarikova 5/XV  
Poštanski fah 223  
**YU-11001 Beograd**  
☎ (011) 68 48 66, ☐ 11 287

### Luxemburg

Siemens Société Anonyme  
17, rue Glesener  
B.P. 1701  
**Luxembourg**  
☎ 4 97 11-1, ☐ 3430

### Niederlande

Siemens Nederland N.V.  
Wilhelmina van Pruisenweg 26  
Postbus 18068  
**Den Haag 2500**  
☎ (070) 78 27 82, ☐ 31 373

### Norwegen

Siemens A/S  
Østre Aker vei 90  
Postboks 10, Veitvet  
**N-050 5**  
☎ (02) 15 30 90, ☐ 18 477

### Österreich

Siemens Aktiengesellschaft  
Österreich  
Apostelgasse 12  
Postfach 326  
**A-1031 Wien**  
☎ (0222) 72 93-0, ☐ 11 866

## Polen

PHZ Transactor S.A.  
ul. Stawki 2  
P.O.B. 276  
**PL-00-950 Warszawa**  
☎ 39 89 10, ☐ 81 32 288

## Portugal

Siemens S.A.R.L.  
Avenida Almirante Reis, 65  
Apartado 1380  
**Lisboa 1**  
☎ (019) 53 88 05, ☐ 12 563

## Rumänien

Siemens birou  
de consultati tehnice  
Strada Edgar-Quinet 1  
**R-7 Bucuresti 1**  
☎ 15 18 25, ☐ 11 473

## Schweden

Siemens Aktiebolag  
Avt. elektronisk komponenter  
Norra Stationsgatan 69  
**Stockholm**  
(Fack. S-104 35 Stockholm)  
☎ (08) 24 17 00, ☐ 116 72

## Schweiz

Siemens-Albis AG  
Freilagerstraße 28  
Postfach  
**CH-8047 Zürich**  
☎ (01) 2 47 31 11, ☐ 52 131

## Spanien

Siemens S.A.  
Sede Central  
Orensse, 2  
Apartado 155  
**Madrid 20**  
☎ (91) 4 55 25 00, ☐ 27 769

## Tschechoslowakei

EFEKTIM,  
Technisches Büro Siemens AG  
Anglická ulice 22  
P.O.B. 1087  
**CS-120000 Praha 2**  
☎ 25 84 17, ☐ 122 389

## Türkei

Elektrik Tesisat ve Mühendislik A.Ş.  
Meclisi Mebusan Caddesi,  
55/35, Fındikli  
P.K. 64, Tophane  
**Istanbul**  
☎ 45 20 90, ☐ 22 290

## Ungarn

Intercooperation AG,  
Siemens Kooperationsbüro  
Böszörményi út 9-11  
P.O.B. 1525  
**H-1126 Budapest**  
☎ (01) 15 49 70, ☐ 224 133

## Union der Sozialistischen Sowjetrepubliken

Vertretung der Siemens AG  
Kurssovoj Pereulok, Dom 1/1,  
Kwartira 4,  
Wchod Sojmonowskij Projezd  
Postf. 77, Internationales Postamt  
**SU-Moskau 6 34**  
☎ 2 02 77 11, ☐ 7413

## Afrika

### Ägypten

Siemens Resident Engineers  
6, Salah El Din Street, Zamalek  
P.O.B. 775  
**Cairo**  
☎ 81 72 28, ☐ 321

### Algerien

Siemens Algérie S.A.R.L.  
3, Viaduc du Duc des Cars  
B.P. 224, Alger-Gare  
**Alger**  
☎ 63 95 47/51, ☐ 52 817

### Äthiopien

Siemens Ethiopia Ltd.  
Ras Bitwodod Makonen Building  
P.O.B. 5505  
**Addis Ababa**  
☎ 15 15 99, ☐ 21 052

### Libyen

Assem Azzabi  
17, 1st September Street,  
Tariq Building  
P.O.B. 2583  
**Tripoli**  
☎ 4 15 34, ☐ 20 029

## Marokko

SETEL S.A.  
km 1, Route de Rabat  
**Casablanca-Ain Sebâa**  
☎ 35 10 25, ☐ 21 914

## Nigeria

Siemens Nigeria Limited  
Industrial Estate 3 f,  
Block A  
P.O.B. 304  
**Lagos (Oshodi)**  
☎ 4 19 20, ☐ 21 357

## Südafrika

Siemens Limited  
Siemens House,  
Corner Wolmarans and  
Biccard Streets, Braamfontein  
P.O.B. 45 83  
**Johannesburg 2000**  
☎ (011) 7 15 91 11, ☐ 58-7721

## Sudan

National Electrical &  
Commercial Company  
Murad Sons Building,  
Barlaman Street  
P.O.B. 12 02  
**Khartoum**  
☎ 8 08 18, ☐ 642

## Tunesien

Sitelac S.A.,  
Société d'Importation  
et de Travaux d'Electricité  
26, Avenue Farhat Hached  
**Tunis**  
☎ 24 28 60, ☐ 12 326

## Zaire

Siemens Zaire S.P.R.L.  
1222, Avenue Tombalbaye  
B.P. 98 97  
**Kinshasa 1**  
☎ 2 26 08, ☐ 21 377

## Amerika

### Argentinien

Siemens Sociedad Anónima  
Avenida Pte. Julio A. Roca 516  
Casilla Correo Central 12 32  
**RA-1067 Buenos Aires**  
☎ 30 04 11, ☐ 121 812

### Bolivien

Sociedad Comercial e Industrial  
Hansa Limitada  
Calle Mercado esquina Yanacocha  
Cajón Postal 14 02  
**La Paz**  
☎ 5 44 25, ☐ 5261

### Brasilien

ICOTRON S.A., Indústria de  
Componentes Eletrônicos  
Avenida Mufinga, 3716  
Caixa Postal 1375  
**BR-05110 São Paulo 1**  
☎ (011) 2 61 02 11  
☐ 11-23 633, 11-23 641

### Chile

Gildemeister S.A.C.,  
Area Siemens  
Avenida Aguirre 178  
Casilla 99-D  
**Santiago de Chile**  
☎ 8 25 23,  
☐ TRA SGO 392, TDE 40 588

### Ecuador

Siemens S.A.  
Avenida América y  
Hernández Girón s/n.,  
Sector 28  
Casilla 35 80  
**Quito**  
☎ 24 53 63, ☐ 22 190

### Kanada

Siemens Electric Limited  
Montreal Office  
7300 Trans-Canada Highway  
P.O.B. 7300  
**Pointe Claire, Québec H9R 4R6**  
☎ (514) 6 95 73 00,  
☐ 05-822 778

### Kolumbien

Siemens S.A.  
Carrera 65, No. 11-83  
Apartado Aéreo 8 01 50  
**Bogotá 6**  
☎ 61 04 77, ☐ 44 750

## Mexico

Siemens S.A.  
Poniente 116, No. 590  
Apartado Postal 1 50 64  
**México 15, D.F.**  
☎ 5 67 07 22, ☐ 1 772 700

## Uruguay

Conatel S.A.  
Ejido 1690  
Casilla de Correo 13 71  
**Montevideo**  
☎ 91 73 31, ☐ 934

## Venezuela

Siemens S.A.  
Avenida Principal,  
Urbanización Los Ruices  
Apartado 36 16  
**Caracas 101**  
☎ (02) 34 85 31, ☐ 25 131

## Vereinigte Staaten von Amerika

Siemens Corporation  
186 Wood Avenue South  
Iselin, New Jersey 08 830  
☎ (201) 4 94-1000  
☐ WU 84-491  
TWX WU 710 998 0588

## Asien

### Afghanistan

Afghan Electrical Engineering  
and Equipment Limited  
Alaudin, Karte 3  
P.O.B. 7  
**Kabul 1**  
☎ 4 04 46, ☐ 35

### Bangladesh

Siemens Bangladesh Ltd.  
74, Dilkusha Commercial Area  
P.O.B. 33  
**Dacca 2**  
☎ 24 43 81, ☐ 824

### Hongkong

Jebsen & Co., Ltd.  
Prince's Building, 23rd floor  
P.O.B. 97  
**Hong Kong**  
☎ 5 22 51 11, ☐ 73 221

### Indien

Siemens India Ltd.  
134A, Dr. Annie Besant Road, Worli  
P.O.B. 65 97  
**Bombay 400018**  
☎ 37 99 06, ☐ 112 373

### Indonesien

P.T. Siemens Indonesia  
Kebon Sirih 4  
P.O.B. 24 69  
**Jakarta**  
☎ 5 10 51, ☐ 46 222

### Irak

Samhiry Bros. Co. (W.L.L.)  
Abu Nawas Street  
P.O.B. 300  
**Baghdad**  
☎ 9 00 21, ☐ 2255

### Iran

Siemens Sherkat S. (K.)  
Khabane Takhte Djamsid 32,  
Siemenshaus  
**Teheran 15**  
☎ (021) 6 14-1, ☐ 212 351

### Japan

Nippon Siemens K.K.  
Furukawa Sogo Building,  
6-1, Marunouchi 2-chome,  
Chiyoda-ku  
Central P.O.B. 1619  
**Tokyo 100-91**  
☎ 00 81 32 84-01 73, ☐ 27 441

### Jemen (Arab. Republik)

Tihama Tractors  
& Engineering Co. Ltd.  
P.O.B. 49  
**Sanaa**  
☎ 24 62, ☐ 217

### Korea (Republik)

Siemens Electrical  
Engineering Co., Ltd.  
Daehan Building, 8th floor,  
75, Susomun-dong, Chung-ku  
C.P.O.B. 30 01  
**Seoul**  
☎ 7 77 75 58, ☐ 23 229

## Kuwait

Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.  
& Partners  
Abdulla Fahad Al-Mishan Building  
Al-Sour Street  
P.O.B. 32 04  
**Kuwait, Arabien**  
☎ 42 33 36, ☐ 21 31

## Libanon

Ets. F. A. Kattanah S.A.  
(Kattanah Frères)  
Rue du Port, Immeuble Fattal  
P.B. 11 02 42  
**Beyrouth**  
☎ 22 11 80, ☐ 20 614

## Malaysia

Guthrie Engineering (Malaysia)  
Sdn. Bhd.  
Electrical &  
Communications Division  
17, Jalan Semangat  
P.O.B. 30  
**Petaling Jaya**  
☎ 77 33 44, ☐ 37 573

## Pakistan

Siemens Pakistan Engineering  
Co. Ltd.  
Ilaco House, Abdullah Haroon Road  
P.O.B. 71 58  
**Karachi 3**  
☎ 51 60 61, ☐ 2820

## Philippinen

Engineering Equipment, Inc.,  
Machinery Division,  
Siemens Department  
2280 Pasong Tamo Extension  
P.O.B. 71 60,  
Airmail Exchange Office,  
Manila International Airport,  
Philippines 31 20  
**Makati, Rizal**  
☎ 85 40 11/19,  
☐ RCA 7222 382, EEC 3695

## Saudi-Arabien

E. A. Juffali & Bros.  
Head Office  
King Abdul-Aziz-Street  
P.O.B. 10 49  
**Jeddah**  
☎ 2 22 22, ☐ 40 130

## Singapur

Siemens Components P.Te. Ltd.  
Promotion Office  
19B - 45B, Jalan Tenteram  
**Singapore 12**  
☎ 55 08 11, ☐ 21 000

## Syrien

Syrian Import Export & Distribution  
Co., S.A.S. SIEDCO  
Port Saïd Street  
P.O.B. 363  
**Damas**  
☎ 1 34 31, ☐ 11 267

## Taiwan

Delta Engineering Ltd.  
42, Hsu Chang Street, 8th floor  
P.O.B. 5 84 97  
**Taipei**  
☎ 311 47 31, ☐ 21 826

## Thailand

B. Grimm & Co., R.O.P.  
1643/4, Petchburi Road (Extension)  
P.O.B. 66  
**Bangkok 10**  
☎ 2 52 40 81, ☐ 26 14

## Australien

**Australien**  
Siemens Industries Limited  
**Melbourne Office**  
544 Church Street  
Richmond, Vic. 3121  
☎ (03) 4 29 71 11, ☐ 30 425



**SIEMENS**

# **Technische Mitteilung aus dem Bereich Bauelemente**

**Schaltnetzteile 3  
Funk-Entstörung**

**Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente**

Redaktion: W. Ackermann

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT  
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum  
Balanstraße 73, 8000 München 80

# Schaltnetzteile 3

# Funk-Entstörung

Rudolf Schaller

Ing. (grad.)  
Rudolf Schaller  
Siemens Aktiengesellschaft  
Bereich Bauelemente, Regensburg  
Technische Entwicklung  
Funk-Entstörung

1. Einleitung
2. Funk-Entstörbestimmungen
3. Störquellen
4. Ausbreitung von Funkstörungen  
und Störmeßtechnik
5. Funkstörgrenzwerte
6. Entstörmaßnahmen  
zur Verminderung  
leitungsgebundener Störungen
- 6.1 Funk-Störspannungsmeßtechnik
- 6.2 Symmetrische Störspannung  
des Wandler-Eingangs
- 6.3 Asymmetrische Störspannung  
des Wandler-Eingangs
- 6.4 Entstörschaltungen für den  
Wandler-Eingang
- 6.5 Störspannung des Wandler-  
Ausgangs und Entstörschaltung
7. Maßnahmen zur Verminderung  
elektrischer und magnetischer  
Störfelder
8. Auswahl und Anordnung der  
Entstörbauelemente
9. Sicherheitsbestimmungen
10. Beispiele aus der Entstörpraxis
11. Literatur
12. Normen und Vorschriften

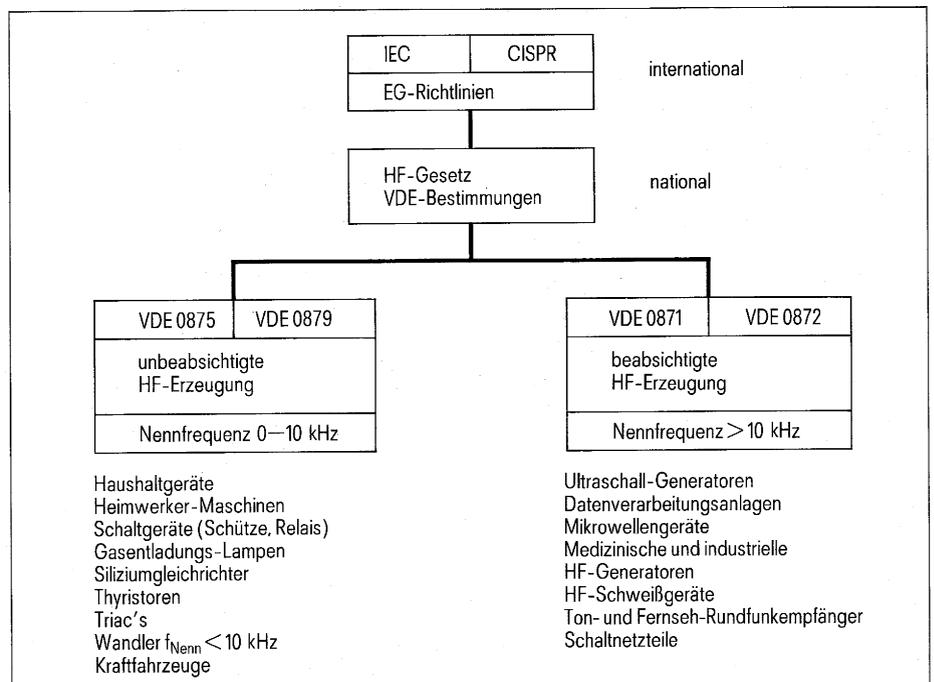
# 1. Einleitung

Bei getakteten Stromversorgungen entstehen durch die Taktung diskrete Frequenzen, durch die der Rundfunk- und Fernsehempfang sowie die Nachrichtenübertragung durch Funk gestört werden können.

Der Gesetzgeber verlangt für alle elektrischen Geräte und Anlagen, die hochfrequente Energie erzeugen, eine Begrenzung des Störpegels.

Grundlage hierfür ist das Gesetz über Fernmeldeanlagen vom 14. Januar 1928 und das Gesetz über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten vom 9. August 1949. Bei getakteten Stromversorgungen (Schaltnetzteile) ist in der Regel das Hochfrequenzgesetz vom 9. August 1949 anzuwenden.

# 2. Funk-Entstörbestimmungen

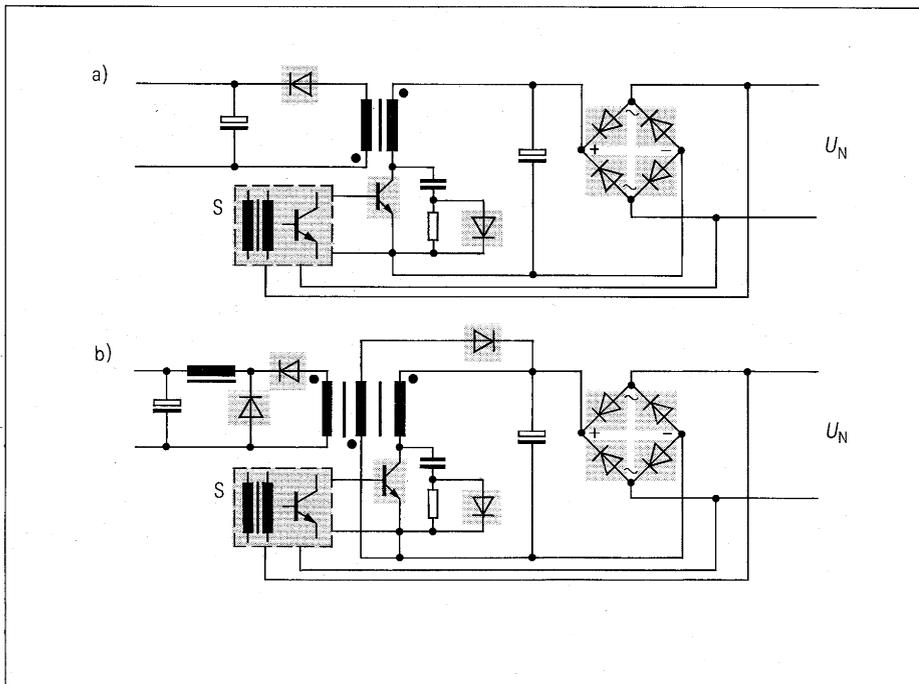


**Bild 1** Funk-Entstörbestimmungen

Wie in der Einleitung dargelegt, ist der Betrieb von Schaltnetzteilen auf Grund des Hochfrequenzgeräte-Gesetzes (HFG) in der Bundesrepublik Deutschland genehmigungspflichtig. Der Gesetzgeber stützt sich dabei auf international und national gültige Funk-Entstörbestimmungen. Unter welche Entstörbestimmungen Schaltnetzteile in der BRD fallen, hängt von der Nenn- bzw. Betriebsfrequenz ab. Solange diese unter 10 kHz liegt, sind die VDE-Bestimmungen 0875 zu erfüllen. Beispiele: Haushaltgeräte, Heimwerkzeugmaschinen sowie elektronische Steuerungen, die mit Thyristoren oder Triac arbeiten.

Schaltnetzteile benutzen Betriebsfrequenzen, die meistens über 10 kHz liegen. Wie aus **Bild 1** hervorgeht, sind deshalb für Schaltnetzteile die VDE-Bestimmungen 0871 anzuwenden. Ist das Schaltnetzteil in einem Fernsehgerät eingebaut, gilt noch zusätzlich die VDE-Bestimmung 0872. Teilweise sind diese Bestimmungen mit den internationalen Gesetzen und den EG-Richtlinien harmonisiert, so daß in absehbarer Zeit, evtl. noch handelshemmende nationale Genehmigungsverfahren wegfallen werden.

# 3. Störquellen



**Bild 2** Störquellen in Schaltnetzteilen  
a) Sperrwandler, b) Durchflußwandler,  
S Steuerkreis,  $U_N$  Netz

Die Vorteile im Gewicht, im Volumen und im Wirkungsgrad, die sich aus der hohen Schaltfrequenz und der steilen Flanken der Pulsspannung ergeben, wirken sich für die Funk-Entstörung nachteilig aus, da neben der Schaltfrequenz auch noch höhere Harmonische der Pulsspannung freigesetzt werden.

Als hauptsächliche Störquelle ist bei allen Schaltnetzteilen der Halbleiterschalter anzusehen. **Bild 2** zeigt daneben noch andere mögliche Störquellen am Beispiel des Sperr- und Durchflußwandlers.

Störquellen des Sperrwandlers:

- Schalttransistor
- Netzgleichrichter
- Ausgangsdiode
- Transistor-Schutzdiode
- Steuerung

Störquellen des Durchflußwandlers:

- Schalttransistor
- Netzgleichrichter
- Ausgangsdiode
- Freilaufdiode
- Entmagnetisierungsdiode
- Transistor-Schutzdiode
- Steuerung

Obwohl sich die Schaltungen des Sperr- und Durchflußwandler-Netzteils bezüglich der Anordnung des Schalttransistors sehr ähnlich sehen, erzeugt ein Sperrwandler-Netzteil am Netzeingang bei hohen Frequenzen im MHz-Bereich geringere Funkstörungen als ein Durchflußwandler-Netzteil. Die Ursache liegt am unterschiedlichen Wandler-Prinzip.

Beim Sperrwandler zeigt der Wandler-eingangsstrom, wegen der im Stromkreis liegenden Primärinduktivität des Transformators dreieckförmigen Verlauf.

Der Stromverlauf am Eingang des Durchflußwandlers ist dagegen rechteckförmig. Hier hat die Primärinduktivität auf die Form des Eingangstromes keinen Einfluß, da die sekundärseitige Last in der Leitphase des Transistors den Strom bestimmt. Die Amplituden der Harmonischen des Rechteckstromes fallen nach Fourier mit 20 dB pro Dekade zu höheren Frequenzen hin ab, die eines dreieckförmigen Stromes mit 40 dB pro Dekade.

Bei beiden Wandlern wird der Eingangsstrom dem netzseitigen Elektrolytkondensator entnommen.

Elektrolytkondensatoren sind wie auch andere Kondensatoren keine „idealen“ Bauelemente, d. h., sie können die gespeicherte Energie nicht beliebig schnell und restlos zur Verfügung stellen. Die Ursache liegt in den ohm'schen Widerständen des Elektrolyten und der Zuleitungen sowie im Blindwiderstand  $\omega L$  der Induktivität des Wickels und der Zuleitungen.

Wird aus dem Elektrolytkondensator vom Wandlerstrom entnommen, so entsteht an den genannten Widerständen ein Spannungsabfall. Da der ohm'sche Widerstand des Elektrolyten überwiegt, ist der Spannungsabfall daran ein Abbild des Stromverlaufs (dreieck- bzw. rechteckförmig) mit dem gleichen Amplitudenverlauf der Harmonischen wie beim Strom.

Für die hochfrequenten Schwingungen ist der Netz-Innenwiderstand groß. Das über den Netzgleichrichter angeschlossene Netz kann daher diese hochfrequenten Störspannungen nicht unterdrücken. Es kommt zur Ausbreitung der Hochfrequenzstörungen über die Netzleiter.

Werden zur Gleichrichtung der Netzspannung Siliziumgleichrichter verwendet, so erzeugen auch diese wegen des „Träger-Speicher-Effektes“ breitbandige Funkstörungen, die proportional zu der Stromamplitude in Durchlaßrichtung sind.

Der Effekt kommt dadurch zustande, daß beim Übergang von der Durchlaß- in die Sperr-Richtung kurzzeitig ein Diodenstrom in Sperr-Richtung fließt, der nach dem Abbau der Ladungsträger in der Sperrschicht sehr plötzlich Null wird.

Das geschieht bei jedem Nulldurchgang des Stromes, am 50-Hz-Netz mit einer Wiederholungsfrequenz von 100 Hz. Bei Schaltnetzteilen können die vom Netzgleichrichter verursachten „breitbandigen“ Funkstörungen im Vergleich zu den Störungen des Schalttransistors vernachlässigt werden.

Ähnliches Verhalten zeigen die Ausgangs-, Freilauf-, Entmagnetisierungs- und Transistor-Schutz-Dioden. Da es sich hier um sogenannte „schnelle Dioden“ handelt, ist auch der Träger-Speicher-Effekt schärfer ausgeprägt.

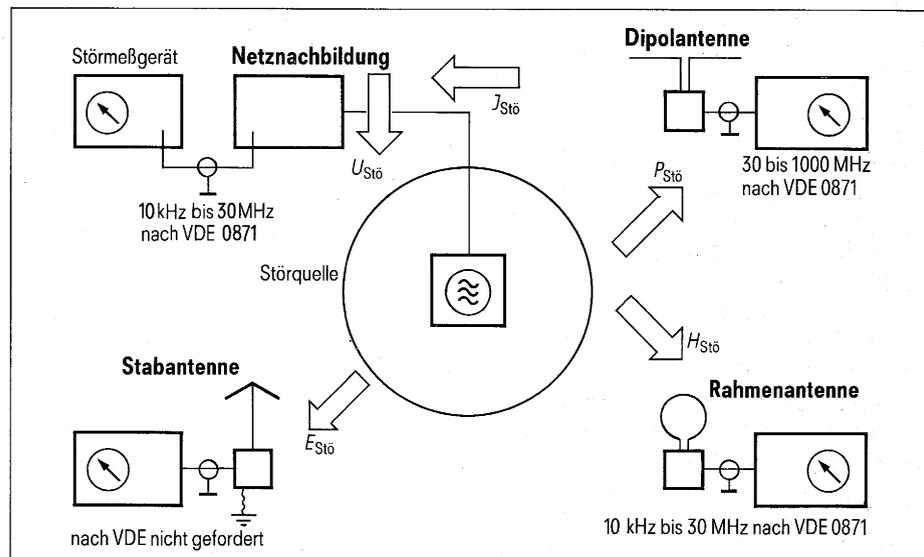
Es entstehen in diesem Fall „diskrete“ Funkstörungen, da die Wiederholungsfrequenz der Rückstromspitze gleich der Wandlerfrequenz oder ein Vielfaches davon ist. Die Störungen können so groß sein, daß sie die Vorteile des Sperrwandlers in bezug auf die Höhe der Funkstörungen im MHz-Bereich wieder aufheben. Deshalb empfehlen sich Dioden, bei denen die Rückstromspitze sanft („soft-recovery“) und nicht abrupt („step-recovery“) verläuft.

# 4. Ausbreitung von Funkstörungen und Störmeßtechnik

Allgemein gehen von einer Störquelle leitungsgebundene und nicht leitungsgebundene Funkstörungen aus. Die Ausbreitung über Leitungen kann durch Messung des Störstromes  $J_{Stö}$  und der Störspannung  $U_{Stö}$  nachgewiesen werden. Störströme erzeugen besonders in Leiterschleifen und Spulen auch magnetische Störfelder  $H_{Stö}$ . Plötzliche Spannungsänderungen gegenüber Erdpotential sind die Ursache für elektrische Störfelder  $E_{Stö}$ . Der Einfluß von magnetischen und elektrischen Störfeldern auf die nächste Umgebung wird auch als induktive bzw. kapazitive Kopplung bezeichnet. In genügend großer Entfernung von der Störquelle sind das magnetische und das elektrische Störfeld über den Wellenwiderstand des freien Raumes miteinander verknüpft. Man spricht dann vom elektromagnetischen Störfeld oder von der Störstrahlung  $P_{Stö}$ .

Die Störmeßtechnik mußte sich an diese Gegebenheiten anpassen (**Bild 3**). Die von der Störquelle ausgehenden Störströme rufen am Netz-Scheinwiderstand einen Spannungsabfall hervor, der als Störspannung bezeichnet wird. Um hier zu reproduzierbaren Meßergebnissen zu kommen, ist der Netz-Scheinwiderstand genormt und wird bei der Störmessung durch die sog. „Netznachbildung“ ersetzt.

Magnetische und elektrische Störfelder werden mit Hilfe von Rahmen- bzw. Stabantennen in Verbindung mit einem Störmeßgerät ermittelt. Nach den VDE-Bestimmungen ist die Messung des elektrischen Störfeldes im Gegensatz zu militärischen Vorschriften nicht erforderlich. Die Störstrahlung wird vorzugsweise mit Dipol-Antennen und Störmeßgeräten erfaßt.



**Bild 3** Störmeßtechnik

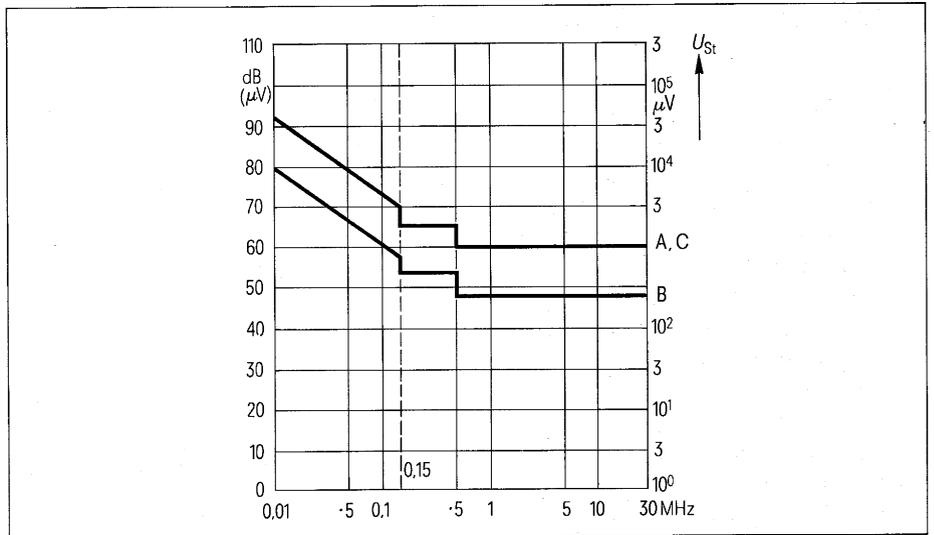
# 5. Funkstörgrenzwerte

Schaltnetzteile müssen im allgemeinen bezüglich der Funk-Entstörung der VDE-Bestimmung 0871 genügen. (Siehe auch Punkt 2.)

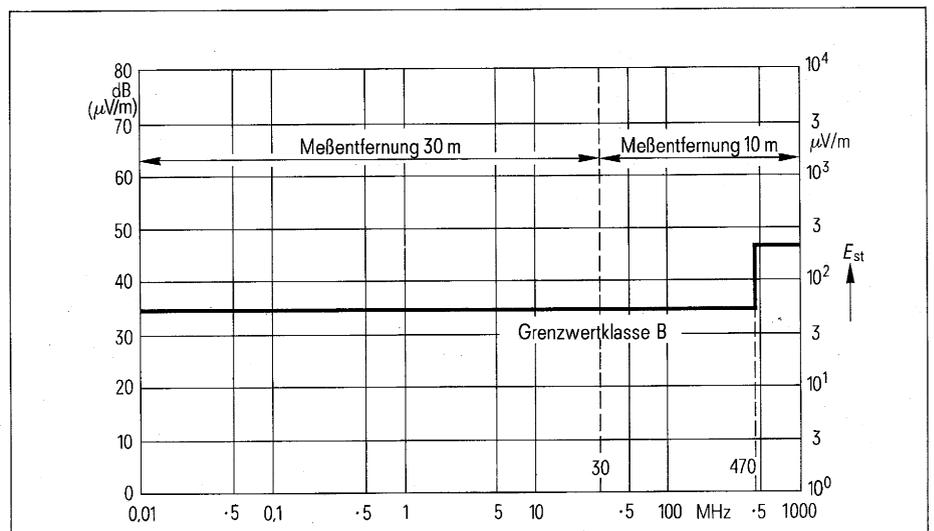
Die neu im Gelbdruck veröffentlichte VDE-Bestimmung 0871/... 75 bietet die drei Grenzwertklassen A, B und C zur Auswahl an. Für Schaltnetzteile kommt praktisch nur die Grenzwertklasse B in Betracht, da unter dieser Klasse das Fernmeldetechnische Zentralamt in Darmstadt (FTZ) eine „Allgemeine Genehmigung“ erteilt. Dies hat den Vorteil, daß eine „Einzelgenehmigung“ seitens der zuständigen Funkstörmeßstelle nicht notwendig ist.

Die **Bilder 4** und **5** geben die Grenzwertkurven der Funkstörspannung (10 kHz bis 30 MHz) und der Funkstörfeldstärke (10 kHz bis 1 GHz) nach VDE 0871/... 75 wieder.

Zum Vergleich ist im Diagramm für die Funkstörspannung auch die Grenzwertkurve für die Grenzwertklasse A und C eingetragen. Daraus ist ersichtlich, daß die Vorteile der „Allgemeinen Genehmigung“ (Grenzwertklasse B) mit einem strengeren Grenzwert „erkaufte“ werden müssen.



**Bild 4** Grenzwertklassen A, B, C für Funkstörspannungen  $U_{st}$  nach VDE 0871/... 75. Die Angaben in dB ( $\mu V$ ) sind bezogen auf 0 dB ( $\mu V$ ) entsprechend 1  $\mu V$



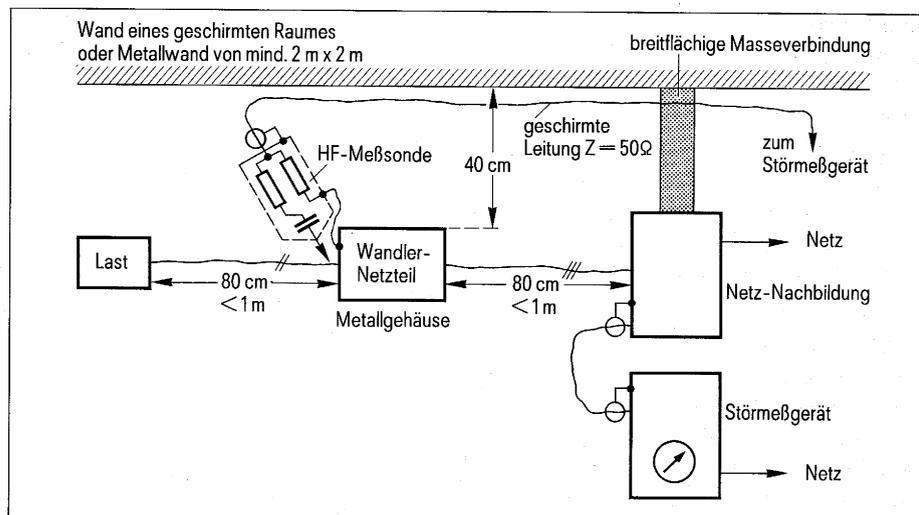
**Bild 5** Grenzwerte für Funkstörfeldstärken  $E_{st}$  nach VDE 0871/... 75. Die Angaben in dB ( $\mu V/m$ ) sind bezogen auf 0 dB ( $\mu V/m$ ) entsprechend 1  $\mu V/m$

# 6. Entstörmaßnahmen zur Verminderung leitungsgebundener Störungen

## 6.1 Funk-Störspannungsmesstechnik

Beim Entwurf von Entstörschaltungen sind nicht nur die hochfrequenten Gegebenheiten der Störquelle, sondern auch die der Störmeßtechnik zu berücksichtigen. Die Verminderung der leitungsgebundenen Störungen, der Störströme und Störspannungen gelingt am besten, wenn die Entstörschaltung an den Innenwiderstand der Störquelle wie auch an den Netz-Scheinwiderstand fehlangepaßt ist. Der Netz-Scheinwiderstand wird bei der Störmessung durch die Netznachbildung ersetzt und ist deshalb bekannt, der Innenwiderstand der Störquelle dagegen unbekannt. Daher sind zur Entwicklung einer Funk-Entstörschaltung Entstörversuche unerlässlich.

In **Bild 6** ist die zukünftig in VDE 0877 Teil 1 genormte Meßanordnung zur Erfassung von Störspannungen im Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz dargestellt. Hiernach ist das Wandler-Netzteil auf einen nichtleitenden Tisch in 40 cm Entfernung von der Wand eines geschirmten Raumes oder einer Metallwand von mindestens 2 m × 2 m Größe aufzustellen.



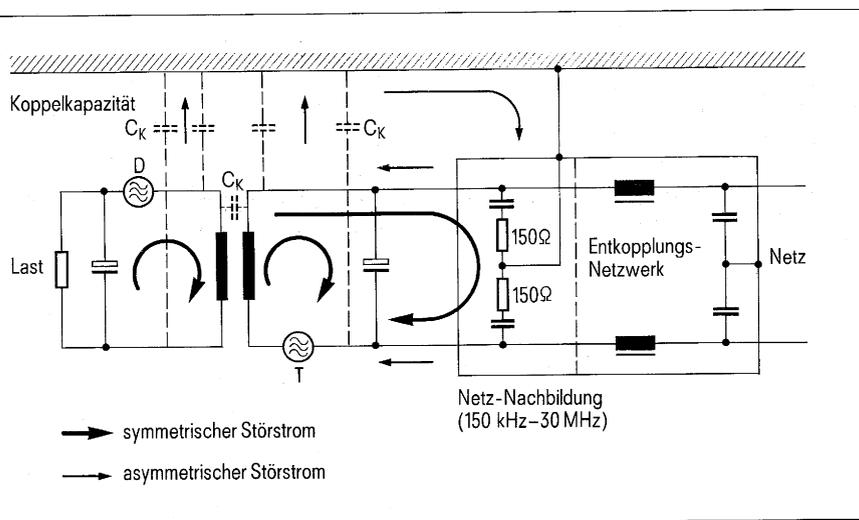
**Bild 6** Erfassung von Funk-Störspannungen im Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz. Typische Meßanordnung nach VDE 0877 Teil 1 (Vorentwurf)

Die Wand des geschirmten Raumes bzw. die Metallwand dient während der Messung als Bezugspotential. Über eine 80 cm lange, ungeschirmte Leitung wird der Netzeingang des Wandlers mit dem Netzausgang der Netznachbildung verbunden.

Falls am Wandler-Netzteil im praktischen Betrieb noch andere Leitungen mit einer Länge von mehr als 2 m angeschlossen werden können, wie z. B. zu einem externen Lastwiderstand, dann ist auch auf diesen Leitungen die Funkstörspannung mit einer in VDE 0877 Teil 1 festgelegten HF-Meßsonde (Tastkopf) zu messen.

Der Masseanschluß der Netznachbildung muß induktivitätsarm, z. B. über eine breitflächige Masseverbindung, mit dem Bezugspotential (Wand des geschirmten Raumes) verbunden sein. Wird hierauf nicht geachtet, so kann es im MHz-Bereich zu Fehlmessungen kommen.

Bevor Entstörmaßnahmen überlegt werden, muß man sich über die Ausbreitungswege der Störungen bei der Meßanordnung nach **Bild 6** im klaren sein.



**Bild 7** Störquelle und Störmeßtechnik

**Bild 7** gibt stark vereinfacht die Ersatzschaltung eines Sperrwandlers mit angeschlossener Netznachbildung wieder. Es sind nur die Hauptstörquellen, und zwar primärseitig der Schalttransistor T und sekundärseitig die Ausgangsdiode D als Ersatzstörquelle eingezeichnet. Der Wandler besitzt keinen Schutzleiteranschluß, ist also schutzisoliert.

Beide Störquellen, Schalttransistor und Ausgangsdiode treiben über die zugehörigen Wicklungen des Übertragers und die angeschlossenen Elektrolytkondensatoren einen symmetrischen Störstrom. Primärseitig fließt auch über die Netznachbildungswiderstände (150 Ohm) der Netznachbildung ein entsprechender Anteil des symmetrischen Störstromes. Er verursacht dort eine symmetrische Störspannung, da der Elektrolytkondensator auf Grund seines endlichen Scheinwiderstandes die hochfrequenten Störströme nur zum Teil führen kann.

Die Koppelkapazitäten  $C_K$  zwischen Primär- und Sekundärseite des Übertragers und zwischen der Bezugsmasse (Wand des geschirmten Raumes) bewirken auch einen asymmetrischen Störstrom. Dieser erzeugt an den Netznachbildungswiderständen (150 Ohm) ebenfalls einen Spannungsabfall, den man als asymmetrische Störspannung bezeichnet.

Hat das Wandler-Netzteil einen Schutzleiter (Schutzklasse I), so fließt auch über diesen entsprechend der Koppelkapazitäten im Innern des Netzteils (z. B. zwischen Schaltung und Metallgehäuse) ein asymmetrischer Störstrom zur Netznachbildung, der den über die äußeren Koppelkapazitäten fließenden Störstrom übersteigen kann.

Das Störmeßgerät, das beide Störspannungskomponenten gleichzeitig erfaßt, kann nicht zwischen symmetrischer und asymmetrischer Störspannung unterscheiden. Entstörversuche mit Entstörbauelementen, die vorzugsweise eine der beiden Störspannungen bedämpfen, lassen jedoch schnell erkennen, welche Komponente bei bestimmten Frequenzen vorherrscht.

Nach der VDE-Bestimmung 0876/... 75 (Entwurf 1) für Funkstörmeßgeräte sind derzeit zur Messung der Funkstörspannung zwei Netznachbildungen vorgeschrieben. Im Frequenzbereich von 10 bis 150 kHz ist eine Netznachbildung mit frequenzabhängigem Scheinwiderstand und im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz mit konstantem Scheinwiderstand von 150 Ohm zu verwenden.

Geplant ist, zukünftig nur noch die Netznachbildung mit frequenzabhängigem Scheinwiderstand, erweitert bis 30 MHz, zuzulassen.

**Bild 8** zeigt die Schaltung und den Scheinwiderstandsverlauf beider Netznachbildungen.

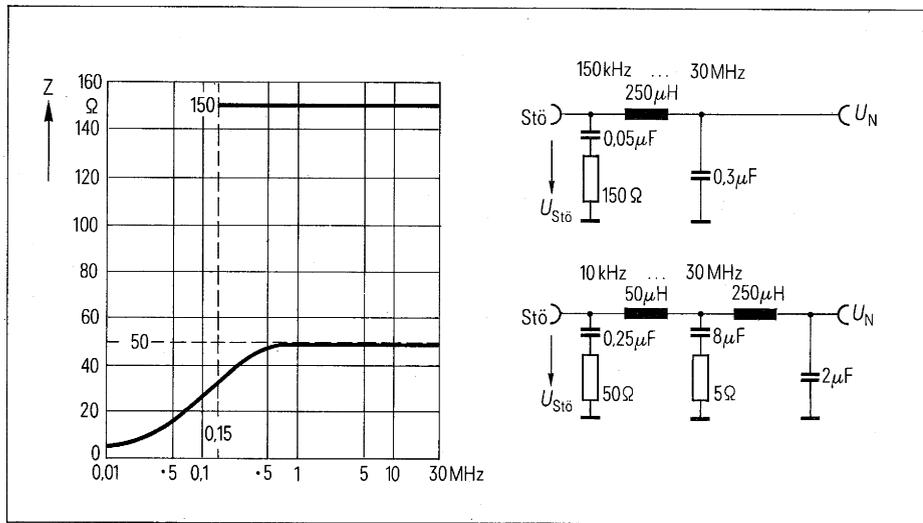
## 6.2 Symmetrische Störspannung des Wandler-Eingangs

Im nicht entstörten Zustand wird in der Regel die Höhe und der Verlauf der Störspannung bis etwa 1 MHz von ihrer symmetrischen Komponente bestimmt. Die Werte erstrecken sich in ungünstigen Fällen bis zum 1000fachen des gesetzlich geforderten Grenzwertes. Um den Entstöraufwand in Grenzen zu halten, ist es zweckmäßig, die Entstörwirkung der ohnehin benötigten Elektrolytkondensatoren durch eine Schaltung nach **Bild 9** zu ergänzen. Durch die Aufteilung des netzseitigen Elektrolytkondensators in zwei Kondensatoren mit jeweils halber Kapazität, kombiniert mit 2 Zylinderkern-Drosseln geringer Induktivität und damit kleinen Abmessungen, läßt sich eine gute Vorentstörung der Grundwelle und der 1. bis etwa 5. Harmonischen erreichen.

**Bild 10** zeigt die 60 Ohm-Einfügungsdämpfung eines derartigen  $\pi$ -Gliedes im Vergleich zu zwei parallel geschalteten Elektrolytkondensatoren.

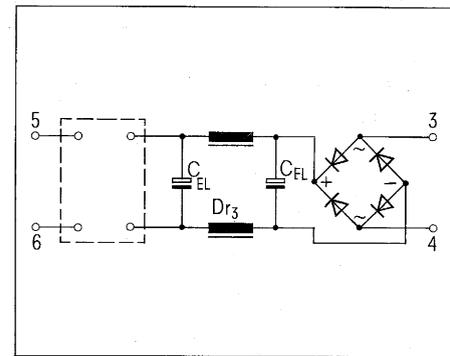
Der Dämpfungsgewinn (Schraffur) durch die beiden Zylinderkern-Drosseln ist beträchtlich. Selbst verglichen mit einem idealen 200  $\mu$ F-Kondensator erreicht das  $\pi$ -Glied bis 1,5 MHz höhere Dämpfungswerte.

Alternativ dazu oder zusätzlich läßt sich die symmetrische Störspannung auch am Netzeingang in Verbindung mit Entstörungsmaßnahmen zur Verminderung der asymmetrischen Störspannung absenken. Hierauf wird im weiteren noch eingegangen.



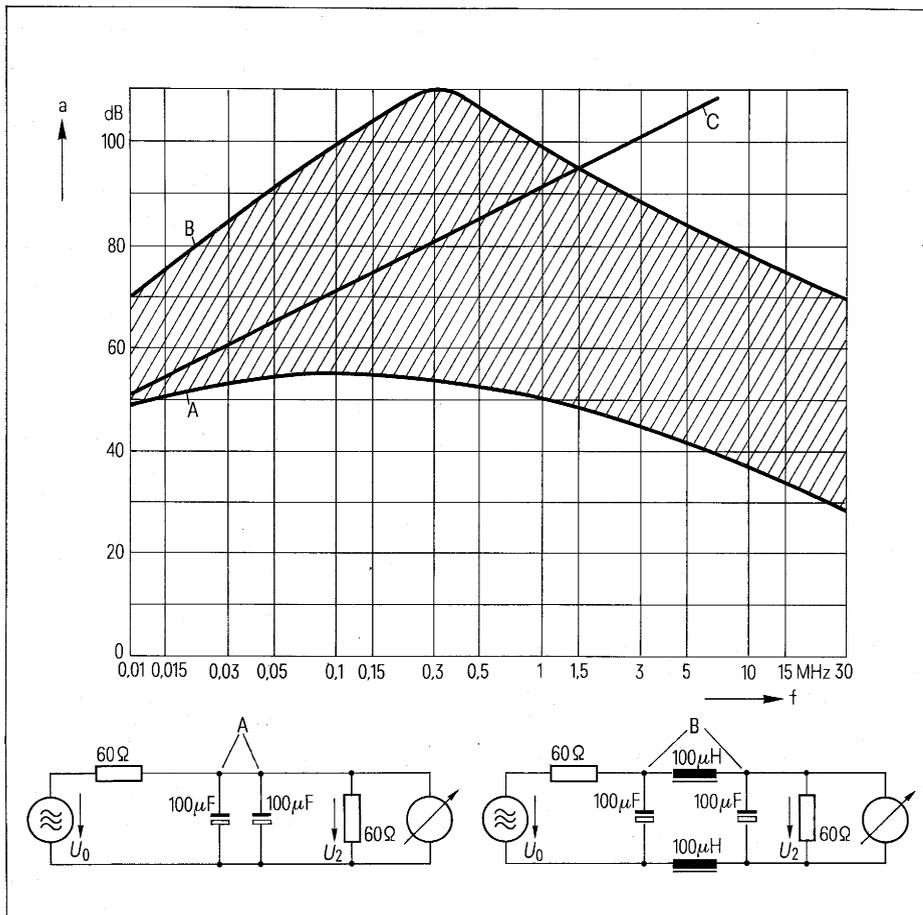
**Bild 8** Netz nachbildungen nach VDE 0876/...75

Z Scheinwiderstand,  
Stö Störquelle,  
 $U_N$  Netz



**Bild 9** Vorentstörung durch Aufteilung des Eingangskondensators und Drosselbeschaltung (Zylinderkerndrossel)

3, 4 Netz Eingang,  
5, 6 Wandlerausgang



**Bild 10** 60  $\Omega$ -Einfügungsdämpfung

Kurve A Dämpfung von zwei parallel geschalteten Elektrolytkondensatoren

Kurve B Dämpfung eines  $\pi$ -Gliedes, bestehend aus zwei Elektrolytkondensatoren und zwei Zylinderkern-Drosseln

////// Dämpfungsgewinn durch 2 Zylinderkern-Drosseln 100  $\mu$ H

Kurve C Dämpfung eines idealen 200  $\mu$ F-Kondensators

Definition: Einfügungsdämpfung

$$a = 20 \cdot \lg \frac{U_0}{2 \cdot U_2}$$

### 6.3 Asymmetrische Störspannung des Wandler-Eingangs

Auf Grund der Koppelkapazitäten entstehen, wie im Abschnitt 6.1 beschrieben, auch asymmetrische Störspannungen. Vereinfacht ergibt sich ein Ersatzschaltbild nach **Bild 11**.

Der hochfrequente Innenwiderstand des Schaltnetztes wird praktisch durch die Koppelkapazität  $C_K$  gebildet.

Die Schaltung zeigt Hochpaß-Verhalten, d. h., der asymmetrische Störstrom  $I_{\text{asym}}$  und die asymmetrische Störspannung  $U_{\text{asym}}$  steigen mit wachsender Frequenz bei konstanter Quellenspannung  $U_o$ .

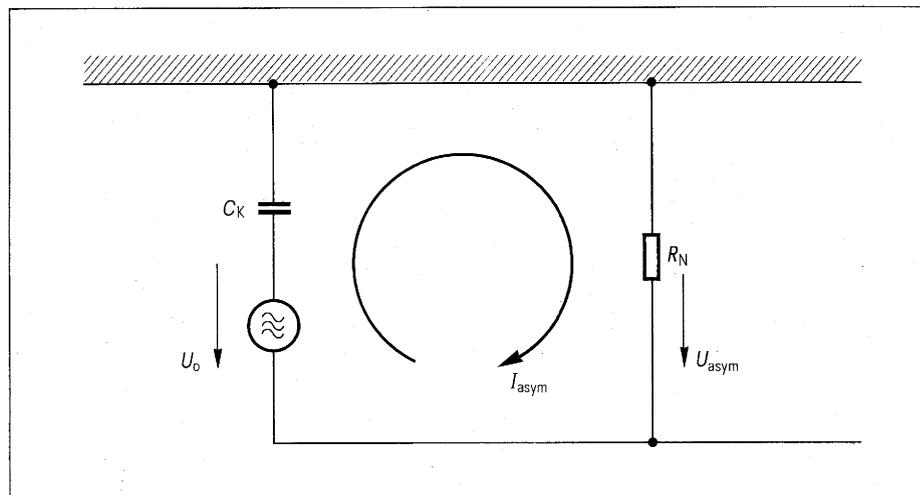
Deshalb konzentrieren sich die Entstörmaßnahmen auf einen möglichst geringen asymmetrischen Störstrom bei hohen Frequenzen.

Folgende Möglichkeiten bieten sich hierfür an:

- Verminderung der Quellenspannung  $U_o$
- Verkleinerung der Koppelkapazität  $C_K$
- Bedämpfung des asymmetrischen Störstroms durch Entstördrosseln
- Schirmung des Schaltnetztes und Filterung aller an- und abgehenden Leitungen.

**Bild 11** Ersatzschaltbild für asymmetrische Störspannung

$I_{\text{asym}}$  asymmetrischer Störstrom  
 $U_{\text{asym}}$  asymmetrische Störspannung  
 $R_N$  Netznachbildwiderstand



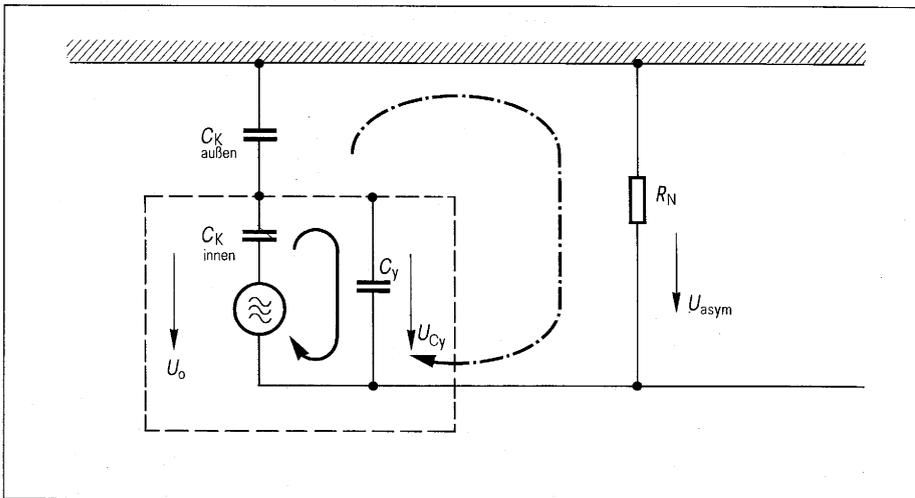
Die Verminderung der Quellenspannung ist nur begrenzt möglich. Maßnahmen, wie beispielsweise Verlängerung der Schaltzeiten des Schalttransistors verschlechtern den Wirkungsgrad des Schaltnetztes und erhöhen die Eigenenerwärmung des Transistors.

Die Koppelkapazität ist vom konstruktiven Aufbau des Schaltnetztes abhängig. Der Kapazitätswert wird bestimmt von der Größe des Netztes, der Fläche etwa vorhandener Metallteile z. B. Kühlkörper und der räumlichen Ausdehnung der Verdrahtung sowie der Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung des Übertragers. Sie bewegt sich zwischen einigen pF und ca. 100 pF.

Eine Verkleinerung der Koppelkapazität zwischen Bezugsmasse (Wand der geschirmten Kabine) und Schaltnetzteil kann durch kompaktere Bauweise erreicht werden, allerdings besteht dann die Gefahr, daß sich die Koppelkapazitäten zwischen der Primär- und Sekundärseite vergrößern.

Die Bedämpfung des asymmetrischen Störstroms erfordert Entstördrosseln hoher Induktivität. Der Scheinwiderstand der Drossel muß im interessierenden Frequenzbereich größer sein als der der Koppelkapazität. Bei z. B. 100 pF Koppelkapazität und einer Frequenz von 150 kHz müßte die Induktivität der Drossel weit über 15 mH liegen. Stromkompensierte Drosseln bieten diese Induktivitätswerte, doch sind bei tieferen Frequenzen auch in diesem Fall Grenzen gesetzt.

Die völlige Abschirmung des Schaltnetztes bei gleichzeitiger Filterung aller an- und abgehenden Leitungen führt immer zum Erfolg.



**Bild 12** Ersatzschaltbild für geschirmtes Schaltnetzteil

- ← asymmetrischer Störstrom im Innenraum der Schirmung
- ← - - - asymmetrischer Störstrom im Außenraum
- - - Schirmung
- $R_N$  Netznachbildwiderstand

Das Prinzip läßt sich gut am vereinfachten Ersatzschaltbild nach **Bild 12** erklären. Mit Hilfe der Schirmung und dem gegen diese Schirmung geschalteten Kondensator  $C_y$  wird dem asymmetrischen Störstrom ein „Ersatzstromkreis“ angeboten. Im Idealfall ( $C_y \rightarrow \infty$ ) fließt nur noch im Innenraum der Schirmung ein Störstrom, so daß am Netznachbildwiderstand keine asymmetrische Störspannung  $U_{asym}$  mehr auftreten kann.

Wegen der elektrischen Sicherheit (Begrenzung des Ableitstroms) muß der Kondensator  $C_y$  in der Kapazität begrenzt sein. Der Störstrom verursacht deshalb am Blindwiderstand des Kondensators  $C_y$  einen Spannungsabfall  $U_{cy}$ . Diese Spannung treibt jetzt wieder einen asymmetrischen Störstrom über die äußere Koppelkapazität (zwischen Schirmung und Bezugspotential) und dem Netznachbildwiderstand.

Der asymmetrische Störstrom  $I_{asym}$  und damit auch die asymmetrische Störspannung  $U_{asym}$  im Außenraum ist um das Verhältnis der inneren Koppelkapazität  $C_K$  zur Kapazität des Kondensators  $C_y$  geringer als ohne  $C_y$  (Voraussetzung:  $C_{K\text{außen}} \ll C_{K\text{innen}}$ )

Beispiel:

$$\begin{aligned} C_{K\text{innen}} &= 100 \text{ pF} \\ C_y &= 5000 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Entstörwirkung} &\approx \frac{100 \text{ pF}}{5000 \text{ pF}} = \\ &= \frac{1}{50} \triangleq -34 \text{ dB} \end{aligned}$$

d. h., die asymmetrische Störspannung wurde durch diese Entstörmaßnahme auf ein Fünfzigstel oder um 34 dB abgesenkt.

Die Entstörung nur mit dem Kondensator  $C_y$  reicht häufig nicht aus, um den gesetzlich geforderten Störgrenzwert einzuhalten. Die Entstörschaltung muß durch Entstördrosseln, ggf. durch weitere Kondensatoren  $C_y$  ergänzt werden.

Im **Bild 13** ist die um eine Entstördrossel und einen zweiten Kondensator  $C_y$  zu einem  $\pi$ -Glied erweiterte Schaltung, **Bild 12**, wiedergegeben. Die Entstörwirkung läßt sich für den Sperrbereich des  $\pi$ -Gliedes und  $C_{K\text{außen}} \ll C_{K\text{innen}}$  überschlägig berechnen nach der Formel:

$$\text{Entstörwirkung} \approx \frac{C_{K\text{innen}}}{(2\pi \cdot f)^2 \cdot L \cdot C_{y1} \cdot C_{y2}}$$

$f$  = Frequenz

Beispiel:

$$f = 150 \text{ kHz} \quad C_{K\text{innen}} = 100 \text{ pF}$$

$$L = 15 \text{ mH} \quad C_{y1} = C_{y2} = 2500 \text{ pF}$$

Entstörwirkung

$$= \frac{100 \cdot 10^{-12}}{(2 \cdot 3,14 \cdot 150 \cdot 10^3)^2 \cdot 15 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^{-9} \cdot 2,5 \cdot 10^{-9}}$$

$$= \frac{1}{833} \approx 1,2 \cdot 10^{-3} \triangle - 58 \text{ dB}$$

Durch die Erweiterung der Schaltung konnte die Entstörwirkung von 34 dB auf 58 dB erhöht werden ohne die Gesamtkapazität der Kondensatoren  $C_y$  erhöhen zu müssen.

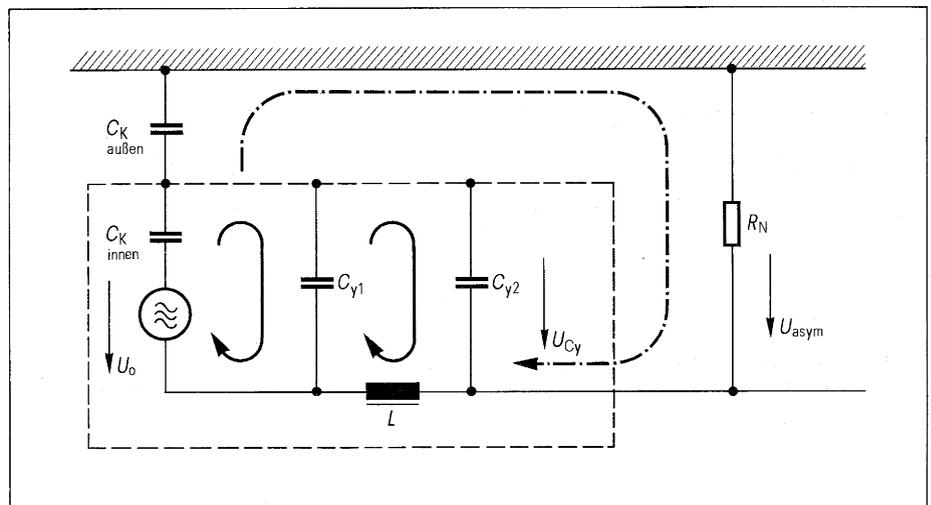
Ist ein Schutzleiter (Schutzklasse I) vorhanden, kann der Kondensator  $C_{y2}$  entfallen. Allerdings muß in diesem Fall die Kapazität  $C_{y1}$  um ein Vielfaches

$$\left( \sim \frac{C_{K\text{innen}}}{C_{K\text{außen}}} \right)$$

erhöht werden, da der asymmetrische Innenwiderstand jetzt von der inneren Koppelkapazität  $C_{K\text{innen}}$  alleine und nicht von der Reihenschaltung aus  $C_{K\text{innen}}$  und  $C_{K\text{außen}}$  gebildet wird.

Der Schutzleiter überbrückt die Kapazität  $C_{K\text{außen}}$ , was zur Folge hat, daß der asymmetrische Störstrom größer wird.

In den Ersatzschaltbildern ist zur Vereinfachung die Störquelle einpolig gegen das Bezugspotential (Wand des ge-



**Bild 13** Schaltnetzteil geschirmt und mit  $\pi$ -Glieder-Entstörung

- ← asymmetrischer Störstrom im Innenraum der Schirmung
- ←- - - asymmetrischer Störstrom im Außenraum
- Schirmung
- $R_N$  Netznachbildwiderstand

schirmten Raumes) gezeichnet. In der Praxis muß selbstverständlich jede an- und abgehende Leitung des Schaltnetztes so behandelt werden.

#### 6.4 Entstörschaltung für den Wandler-Eingang:

Die Standard-Entstörschaltung für Geräte der Schutzklasse I (Schutzleiter) nach **Bild 14** besteht aus einer stromkompensierten Drossel  $D_{r1}$  hoher Induktivität, zwei Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  in symmetrischer Anschaltung sowie zwei gegen Masse geschaltete Kondensatoren  $C_4$  und  $C_5$ .  $R$  dient als Entladungswiderstand.

Die Kapazität bzw. Induktivität der Bauelemente bewegt sich etwa zwischen folgenden Werten:

$$C_1, C_2: 0,1 \quad \dots 2 \mu\text{F} (x)$$

$$C_4, C_5: 2200 \text{ pF} \quad \dots 0,033 \mu\text{F} (y)$$

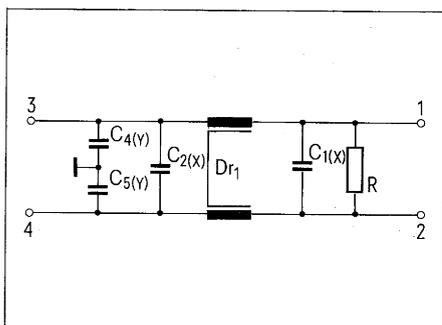
$$DR_1: 1,8 \text{ mH } 25 \text{ A} \quad \dots 47 \text{ mH } 0,3 \text{ A}$$

Geräte der Schutzklasse II (Schutzisolierung) benötigen aus den unter 6.3 beschriebenen Gründen die Kondensatoren  $C_4$  und  $C_5$  auch am Netzeingang.

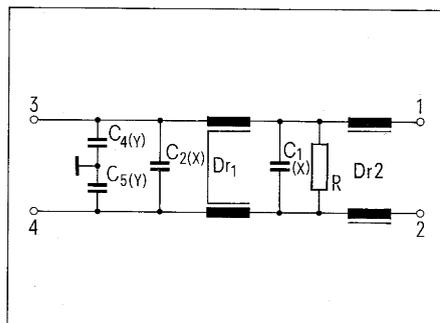
Bei der Auswahl der Entstörbau-elemente ist darauf zu achten, daß die Eigenresonanzfrequenz der Entstörschaltung unter der Wandlerfrequenz liegt.

Die Standard-Entstörschaltung kann durch die Drossel  $D_{r2}$  erweitert werden (**Bild 15**). Dadurch wird der Ladestrom des Kondensators  $C_1$  begrenzt. Von den Drosseln wird außerdem die symmetrische und asymmetrische Störspannung zusätzlich vermindert. Die Begrenzung des Einschaltstroms ist unter Umständen bei der Verwendung von Schaltnetzteilen in Datenverarbeitungs- und Übertragungsanlagen notwendig, um eine gegenseitige Störbeeinflussung der Elektronik beim Einschalten der Geräte zu verhindern.

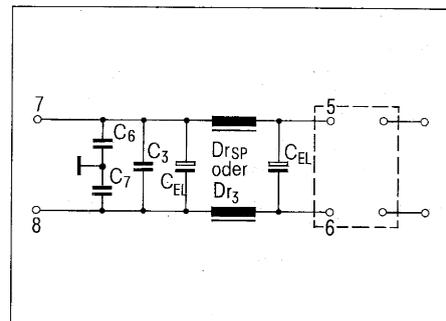
Für die Drossel  $D_{r2}$  sind je nach Stromstärke Induktivitätswerte von 0,5 ... 50 mH lieferbar.



**Bild 14** Standard-Entstörschaltung für Geräte der Schutzklasse I;  
1, 2 Netzeingang



**Bild 15** Erweiterte Standard-Entstörschaltung für Geräte der Schutzklasse I  
1, 2 Netzeingang



**Bild 16** Prinzipschaltung der Ausgangsentstörung  
 $Dr_{sp}$  Speicherdrossel oder  $Dr_3$  Zylinderkern-drossel  
5, 6 Wandler-Ausgang  
7, 8 entstörter Wandler-Ausgang

### 6.5 Störspannung des Wandler-Ausgangs und Entstörschaltung

Der Wandler-Ausgang muß nur dann entstört sein, wenn externe Verbraucher über ungeschirmte Leitungen von einer Länge von mehr als 2 m angeschlossen werden können. Ungeachtet dieser vom VDE aufgestellten Forderung ist es jedoch auch ratsam, diese Leitungen zu entstören, wenn das Wandler-Netzteil selbst Bestandteil eines anderen Gerätes ist. Dadurch wird die „Verseuchung“ von nicht störenden Teilen des betreffenden Gerätes durch Störungen aus dem Wandler-Netzteil verhindert.

Zu messen ist in diesem Fall die Störspannung mit dem in VDE 0877 Teil 1 festgelegten Tastkopf mit einem Eingangswiderstand von 1500 Ohm. Dieser Widerstand ist größer als der Netznachbildwiderstand, demzufolge ist die Störspannung am Ausgang höher als am Netzeingang. Dafür sind die Entstörungsmaßnahmen leichter durchzuführen, da z. B. die Kapazität von Kondensatoren, die gegen Masse geschaltet werden, wegen der kleinen Ausgangsspannungen aus sicherheitstechnischen Gründen nicht begrenzt ist.

**Bild 16** zeigt ein Beispiel für die Entstörung der Ausgangsseite. Ähnlich wie am Netzeingang können die Ausgangs-Elektrolytkondensatoren in Kombination mit etwa vorhandenen Speicherdrosseln oder einer Zylinderkern-Drossel (einige  $\mu\text{H}$ ) zur Bedämpfung der symmetrischen Störspannung ausgenutzt werden. Wegen des Oberwellengehalts des Ausgangsstromes kann es

auf Grund von Wirbelstromverlusten zu einer unzulässig hohen Erwärmung dieser Drossel kommen. Es wird deshalb empfohlen, Drosseln mit größerer Nennstromstärke als gleichstrommäßig notwendig zu verwenden. Eine Auswahl derartiger Drosseln ist in der Technischen Mitteilung „Schaltnetzteile“, Tabelle 44, wiedergegeben. Der Kondensator  $C_3$  dient zur Verbesserung der symmetrischen Entstörung im MHz-Bereich. Die Kondensatoren  $C_6$  und  $C_7$  vermindern die asymmetrische Störspannung. Wie hoch der Entstöraufwand für die Ausgangsleitungen getrieben werden muß, hängt vom Verwendungszweck des Wandler-Netzteils ab.

Übliche Werte für die Entstörkondensatoren:

$C_3$  : 1 ... 6,8  $\mu\text{F}$   
 $C_6, C_7$  : 2200 pF ... 6,8  $\mu\text{F}$

# 7. Maßnahmen zur Verminderung elektrischer und magnetischer Störfelder

Das elektrische Störfeld, welches durch plötzliche Spannungsänderungen zwischen Potentialen entsteht, läßt sich durch einfache Schirmungsmaßnahmen reduzieren. Auf Grund der Influenz ist es nicht notwendig, völlig geschlossene Schirmhüllen zu schaffen. Es genügt die Teilschirmung.

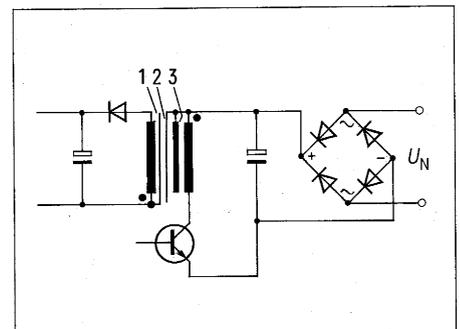
Diese Tatsache wird z. B. ausgenützt, um die Primär- und Sekundärseite des Wandlertransformators voneinander abzuschirmen.

**Bild 17** erklärt das Prinzip einer Schirmung des Transformators. Abgeschirmt sind die Primär- und die Sekundärwicklung mittels gefiederter Kupferfolie oder Leitvlies, um die Wirbelstromverluste so gering wie möglich zu halten. Schirmwicklungen sind wegen der hohen Frequenz unbrauchbar. Die Schirmung darf nicht geschlossen sein, da sonst eine Kurzschlußwindung entstehen würde. Die Schirme werden mit dem jeweiligen „kalten“ Ende der betreffenden Wicklung verbunden. Bei großen Transformator-kernen ist auch dieser mit der Schirmung der Primärwicklung zu verbinden, wenn die Primärwicklung zu-unterst aufgebracht ist.

Nachteilig ist, daß trotz sorgfältiger Ausführung der Schirmung immer noch Wirbelstromverluste auftreten. Außerdem erhöht sich die Streuinduktivität des Transformators, was sich ungünstig auf die Regelung und den Innenwiderstand des Wandlers auswirkt. Inwiefern diese Nachteile in Kauf genommen werden können, hängt vom Einzelfall ab. Ein Ausweg ist die Gesamtschirmung des Wandlernetz-teils. Sie führt immer zum Ziel, selbst dann noch, wenn auch von anderen Teilen des Wandlers, wie beispielsweise den Kühlkörpern der Schalttransistoren oder der Ausgangs-dioden, elektrische Störfelder ausgehen.

Magnetische Störfelder abzuschirmen erfordert wesentlich aufwendigere Konstruktionen als im vorgenannten Fall, da die Schirmungshüllen in sich geschlossen sein müssen. Hier ist es wichtig, daß in den Schirmungshüllen Wirbelströme fließen. Die Schirmungsteile müssen deshalb großflächig und elektrisch gut leitend miteinander verbunden sein.

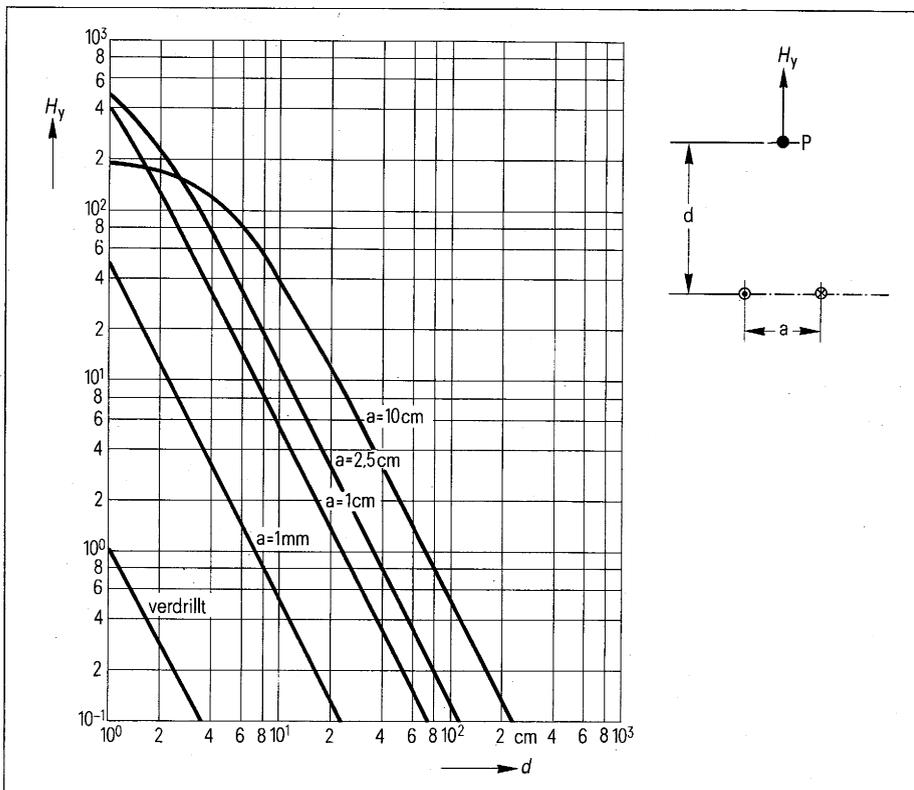
Der Schirmungseffekt kommt dadurch zustande, daß bei hohen Frequenzen die Eindringtiefe des Feldes sehr gering ist. Die hochfrequenten Störströme breiten sich flächenhaft aus und schirmen so das Innere gegen das Störfeld ab. Bedingung ist, daß die Eindringtiefe der Störströme im Verhältnis zur Wandstärke der Schirmungshülle klein ist.



**Bild 17** Verminderung des Störpotentials durch elektrische Schirmung der Primär- und Sekundärwicklung.

- 1 Schirmung der Sekundärwicklung
  - 2 Schirmung der Primärwicklung
  - 3 Transformator-kern, mit der Schirmung der Primärwicklung verbunden
- $U_N$  Netz

Die Wirbelstromverluste müssen vom abzuschirmenden Stromkreis, der das magnetische Feld erzeugt, gedeckt werden. Eine große Leitfähigkeit des Schirmmaterials ergibt eine gute Schirmwirkung und ist hinsichtlich der Wirbelstromverluste günstig, während hohe Permeabilität des Schirmmaterials für die Schirmwirkung vorteilhaft ist, aber zu größeren Verlusten führt, was wiederum den Wirkungsgrad des Wandlernetz-teils verschlechtern kann.



**Bild 18** Magnetische Feldstärke  $H_y$  im Punkt  $P$  (normiert) in Abhängigkeit vom Leiterabstand  $a$  und vom Abstand  $d$  zum Leiterpaar. Störstrom in beiden Leitern gleich groß und entgegengesetzt gerichtet.

Die beste Lösung ist, hohe magnetische Störfelder erst gar nicht entstehen zu lassen. Man muß sich beim Entwurf des Schaltungsaufbaus zuerst fragen, von welchen elektrischen Stromkreisen hohe magnetische Störfelder ausgehen können. Die Antwort ist einfach, nämlich überall dort, wo hohe Störströme fließen. Als Beispiele seien die Stromkreise „Schalttransistor – Netz-Elektrolytkondensator – Primärwicklung“ oder Ausgangsdiode – Sieb-Elektrolytkondensator – Sekundärwicklung genannt.

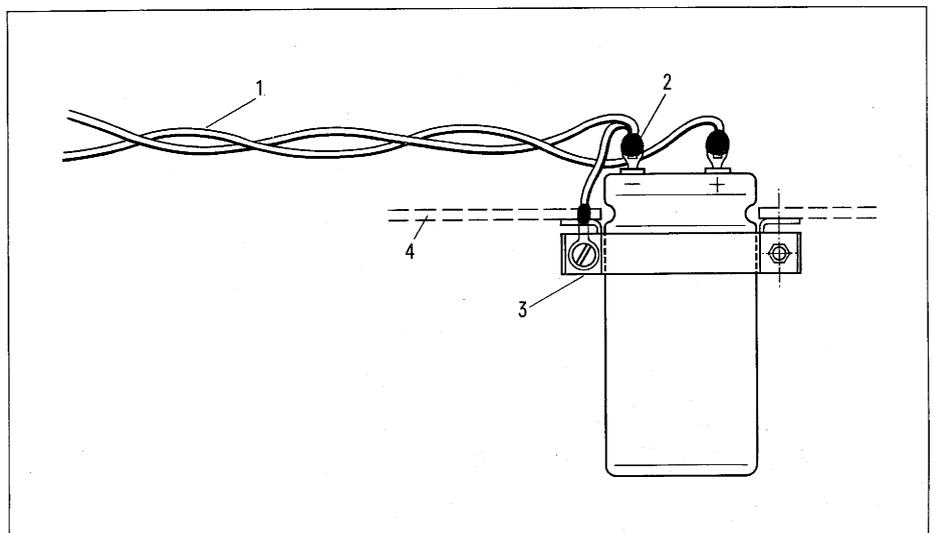
Das magnetische Feld ist nicht nur vom Störstrom, sondern auch von der Fläche der aufgespannten Leiterschleifen abhängig. Je kleiner diese Flächen sind, um so geringer ist das magnetische Feld. Am besten hat sich das Verdrillen von Leitungen bewährt. Bei gedruckten Schaltungen muß durch dicht beieinanderliegende korrespondierende Streifenleiter dafür gesorgt werden, daß die aufgespannte Fläche klein bleibt. Das **Bild 18** gibt den Zusammenhang der magnetischen Feldstärke in Abhängigkeit vom Leiterabstand und vom Abstand zum Leiterpaar wieder, wobei vorausgesetzt wird, daß der Störstrom in beiden Leitern gleich groß und entgegengesetzt gerichtet ist.

Die Zahlenwerte der magnetischen Feldstärke geben nicht den Absolutwert an, sondern sind auf eine verdrillte Leitung bezogen. So ist beispielsweise die magnetische Feldstärke eines Leiterpaares mit 1 mm Leiterabstand 50mal größer als die einer verdrillten Leitung.

Weiterhin ist aus Diagramm **Bild 18** zu ersehen, daß das magnetische Feld mit dem Quadrat des Abstands zum Leiterpaar abnimmt. Der Leiterabstand geht proportional ein.

Mit der Wahl des Abstandes zum Leiterpaar ist eine sehr wirksame Entstörmaßnahme gegeben. Das gilt besonders für die magnetische Verkopplung zwischen unentstörten und entstörten Leitungspaaren. Hier kann oft durch das Verdrillen und die Vergrößerung des Abstandes zwischen den unentstörten und entstörten Leitungspaaren mehr erreicht werden, als durch aufwendige Schirmung.

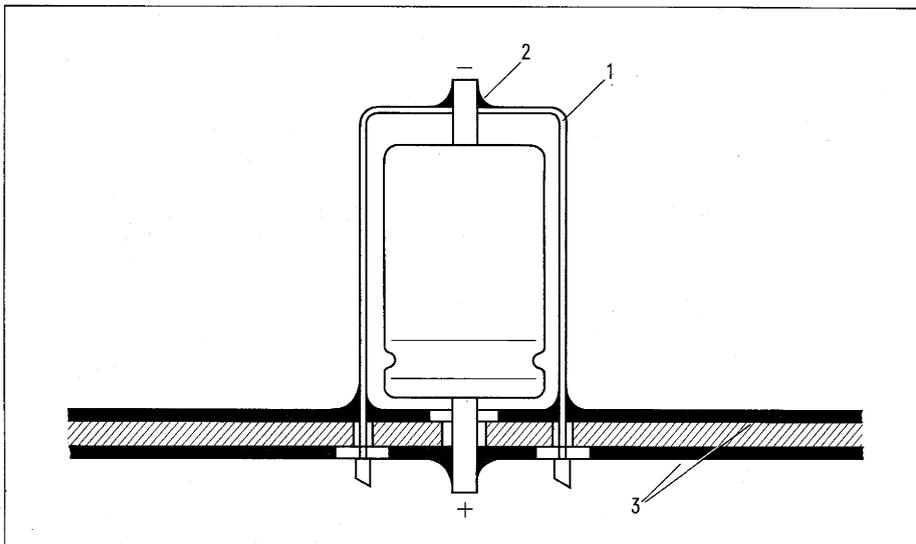
Gleiches gilt auch für die Bauelementeanordnung bei konventioneller Verdrahtung bzw. bei Montage auf Leiterplatten. Besonders beim Anschluß großvolumiger Bauelemente, wie Elektrolytkondensatoren in Becherbauform oder Übertrager und Speicherdrosseln großer Leistung, werden unbedachterweise Leiterschleifen gebildet. Dadurch wird der Vorteil der verdrillten Anschlußleitung wieder ganz oder teilweise aufgehoben. **Bild 19** und **20** zeigt die entstörwirksame Montage von Elektrolytkondensatoren. Die Montage nach **Bild 20** eignet sich besonders für ein Parallelschalten von Kondensatoren gleicher Bauhöhe, da über den Winkel ein gemeinsamer Kathodenanschluß mit sehr kurzer Zuleitung gegeben ist. Diese kurze Zuleitung ergibt sehr kleine Ersatz-Serien-Induktivitäten und die Schirmwirkung des Metallwinkels eine Verminderung der magnetischen Feldstärke.



**Bild 19** Elektrolytkondensator für Ringkernschellenbefestigung entstörwirksam montiert. Zur Verminderung der magnetischen Feldstärke ist die Anschlußleitung (1) verdrillt und der Minuspol (2) über die Ringschelle (3) mit dem Kondensatorgehäuse verbunden. (4) Montageplatte.

Hohe magnetische Störfelder gehen auch von Spulen und Transformatoren aus. Die Spulen- und Transformatorenkerne sollten deshalb nur kleine Luftspalte haben, die in der Mitte der Kerne innerhalb des Wickelkörpers angeordnet sind. Am besten haben sich Schalenkerne mit innenliegendem Luftspalt bewährt. U- oder E-Kerne mit einem Luftspalt über alle Schenkel stellen bezüglich der magnetischen Störfelder die ungünstigste Lösung dar. In diesem Fall ist für die Abschirmung des Schaltnetzteils ein größerer Aufwand notwendig. Um das Streufeld der Wicklungen klein zu halten, sind große Wicklungshöhen zu vermeiden.

Bei Stromkreisen, die nur geringe Störströme führen, ist ein streufeldarmer Aufbau der Schaltung nicht so wichtig. Als Beispiel sei die nach **Bild 9** vorgeschlagene Zylinderkerndrossel zur Verringerung der symmetrischen Störspannung genannt. Der Störstrom, der durch diese Drossel fließt, ist um einige Größenordnungen geringer als im wandlerseitigen Elektrolytkondensator. Falls sich das Streufeld trotzdem störend auswirkt, wird die Verwendung von Ringkerndrosseln mit Karbonyleisen- bzw. Pulverkernen empfohlen.



**Bild 20** Elektrolytkondensator mit axialen Anschlußdrähten entstörwirksam montiert. (1) Winkel oder Becher aus Metall; (2) Minusanschluß des Elektrolytkondensators durch Lötung oder Schweißung mit (1) verbunden; (3) Leiterplatte mit beidseitiger Kaschierung.

# 8. Auswahl und Anordnung der Entstörbauelemente

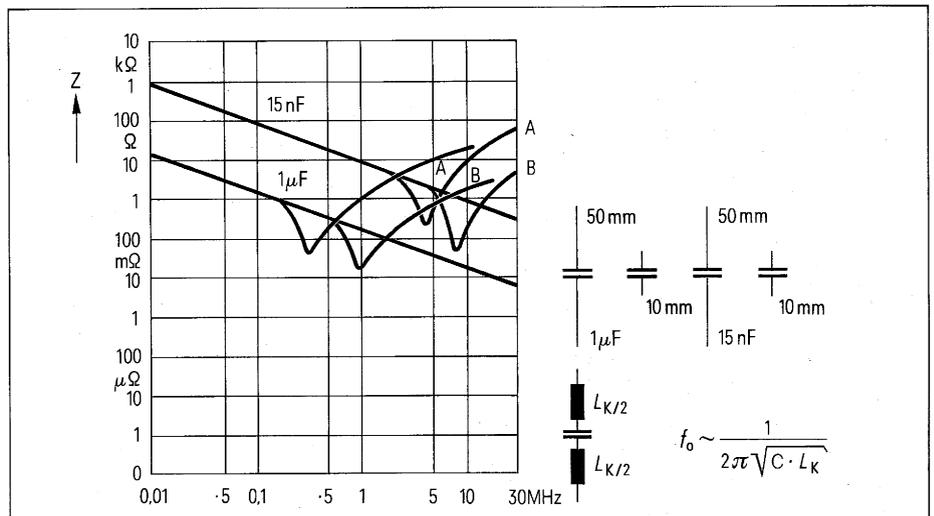
Die Wirksamkeit der Entstörschaltung hängt unter anderem von der richtigen Auswahl und Anordnung der Entstörbauelemente ab. Eine ungeschickte Anordnung der Entstörkomponenten setzt die Hochfrequenzdämpfung einer Entstörschaltung beträchtlich herab. Lange Anschlußleitungen von Kondensatoren verschlechtern durch die Induktivität in Reihe zur Kapazität die Entstörschaltung bei hohen Frequenzen. Bei Drosseln bewirkt die zur Induktivität parallel liegende Eigenkapazität eine Minderung der Hochfrequenzeigenschaften.

Für die richtige Auswahl der Entstörbauelemente ist deshalb nicht nur der Induktivitäts- bzw. Kapazitätswert, sondern auch der Scheinwiderstandsverlauf des betreffenden Bauelements maßgebend.

Bei Funk-Entstördrosseln wird deshalb in den Datenblättern neben der Stromstärke und der Induktivität auch der Scheinwiderstand in Abhängigkeit von der Frequenz angegeben.

Für Funk-Entstörkondensatoren ist die Angabe des Scheinwiderstandes seitens des Herstellers nicht sinnvoll, da hier die Anschluß-Drahtlänge eingeeht. In **Bild 21** ist am Beispiel eines 1- $\mu$ F- und eines 15-nF-Kondensators der Einfluß der Anschluß-Drahtlänge gezeigt. Je kürzer die Anschlußdrähte gehalten werden, um so höher liegt die Eigenresonanzfrequenz und um so weiter erstreckt sich die Entstörschaltung des Kondensators.

Daraus folgt, daß Kondensatoren grundsätzlich so kurz wie möglich angeschlossen werden sollen.



**Bild 21** Scheinwiderstandsverlauf  $Z$  von Kondensatoren mit unterschiedlichen Anschlußdrahtlängen.

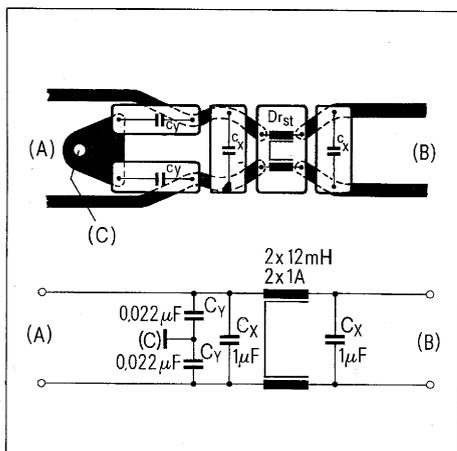
A  $2 \times 50$  mm Drahtlänge; B  $2 \times 10$  mm Drahtlänge. Faustregel: 1 cm Draht ca. 14 nH.

Ebenso wichtig ist die räumliche Anordnung der Entstörbauelemente. Um kapazitive und induktive Verkoppelungen zu vermeiden, sind die Bauelemente im Zuge der Leitung zu platzieren. **Bild 22** gibt ein Beispiel, wie Entstörbauelemente auf einer Leiterplatte im Zuge der Leitung angeordnet werden können.

Die Dämpfung einer Entstörschaltung im Kurzwellenbereich wird in erster Linie von den gegen Masse geschalteten Kondensatoren  $C_y$  bestimmt. Daher ist außer kurzen Kondensatoranschlüssen auch eine induktivitätsarme Verbindung zwischen dem Masseanschluß der Entstörschaltung und der Schirmung des Wandlers (z. B. Metallgehäuse) erforderlich. Diese Verbindung kann z. B. über eine ohnehin notwendige mechanische Befestigung mit Hilfe von metallischen Abstandsbolzen erfolgen.

Die Entstörschaltung sollte so weit entfernt wie nur möglich vom Wandlertransformator untergebracht werden, um magnetische Einstreuungen auf die Funk-Entstördrosseln zu vermeiden.

# 9. Sicherheitsbestimmungen



**Bild 22** Beispiel einer Entstörerschaltung mit Anordnung der Bauelemente auf der Leiterplatte.

(A) Wandlerseite; (B) Netzseite; (C) Bohrung zum induktivitätsarmen Anschluß der Masse über Stehbolzen.

$C_x$  X-Kondensatoren;  $C_y$  Y-Kondensatoren;  $D_{rst}$  stromkompensierte Drossel

Ist die letztgenannte Empfehlung bei kompakter Bauweise des Schaltnetzteils nicht durchführbar, so ist eine allseitige Abschirmung der Entstörerschaltung notwendig. Zur Abschirmung geeignet sind dicke, gut elektrisch oder magnetisch leitende Bleche, die breitflächig mittels Schrauben oder durch Lötung miteinander verbunden sind. Die Praxis hat ergeben, daß eine Schirmdämpfung von 30 dB bei der Wandler-Taktfrequenz von z.B. 35 kHz ausreichend ist. Die Blechdicke muß in diesem Fall etwa 1 mm bei Messing und 0,3 mm bei Stahl sein. Bei höheren Frequenzen kann die Blechstärke geringer sein, z. B. bei vierfacher Frequenz genügt bei Eisen halbe Blechstärke.

Neben guten Hochfrequenzeigenschaften müssen Entstörbauelemente auch den starkstrommäßigen Forderungen genügen. Die Erfüllung dieser Bedingung unterscheidet sie von anderen passiven Bauelementen.

Für Funk-Entstörmittel galten bisher die VDE-Bestimmungen 0550 Teil 6 (Entstördrosseln) und 0560 Teil 7 (Entstörkondensatoren).

Zukünftig gelten die VDE-Bestimmungen 0565.

- Teil 1 Funk-Entstörkondensatoren
- Teil 2 Funk-Entstördrosseln
- Teil 3 Funk-Entstörfilter bis 16 A

Bei der Auswahl der Entstörmittel müssen auch die Sicherheitsbestimmungen des zu entstörenden Gerätes beachtet werden. Durch die Beschaltung der Netzleitungen mit Kondensatoren gegen Gerätemasse fließt bei Berührung der Gerätemasse ein kapazitiver Ableitstrom zwischen Gerätegehäuse – Mensch – Erde. Dieser Strom muß begrenzt oder aber so abgeleitet werden, daß im Fehlerfall keine für den Menschen gefährlichen Spannungen an berührbaren Metallteilen auftreten können.

Für ortsveränderliche Geräte der Schutzklasse I (Schutzleiteranschluß) ist der Ableitstrom in der Regel auf 0,75 mA, für ortsfeste Geräte auf 3,5 mA begrenzt.

Auch bei Geräten der Schutzklasse II (Schutzisolierung) ist der Ableitstrom in bezug auf die innere Gerätemasse auf 3,5 mA begrenzt.

Kondensatoren, die gegen Gehäusemasse geschaltet werden dürfen, heißen Y-Kondensatoren. Sie haben eine besonders große Sicherheit gegen Durch- und Überschläge im Dielektrikum. Durch die richtige Auswahl der Kapazität wird der Ableitstrom unter 0,75 mA bzw. 3,5 mA gehalten.

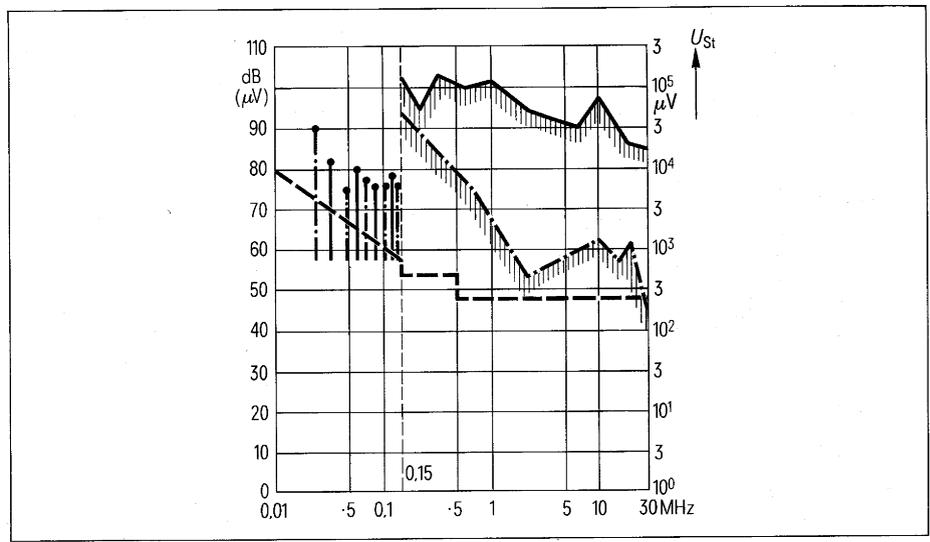
Kondensatoren, die zwischen die Netzanschlußleitungen geschaltet sind, werden X-Kondensatoren genannt. Die Kapazität ist hier nicht begrenzt. Lediglich unter bestimmten Bedingungen (siehe VDE 0160 Teil 1/7.71, § 10c 3 und VDE 0760/. . . 75, Entwurf 2 § 8) kann ein Entladewiderstand erforderlich sein.

# 10. Beispiele aus der Entstörpraxis

Das **Bild 23** gibt die Störspannung eines Durchflußwandlers im Vergleich zu einem Sperrwandler für den Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz wieder.

Der Sperrwandler verursacht im Mittel- und Kurzwellenbereich wesentlich geringere Störspannungen als der Durchflußwandler. (Siehe Abschnitt 3 Störquellen.)

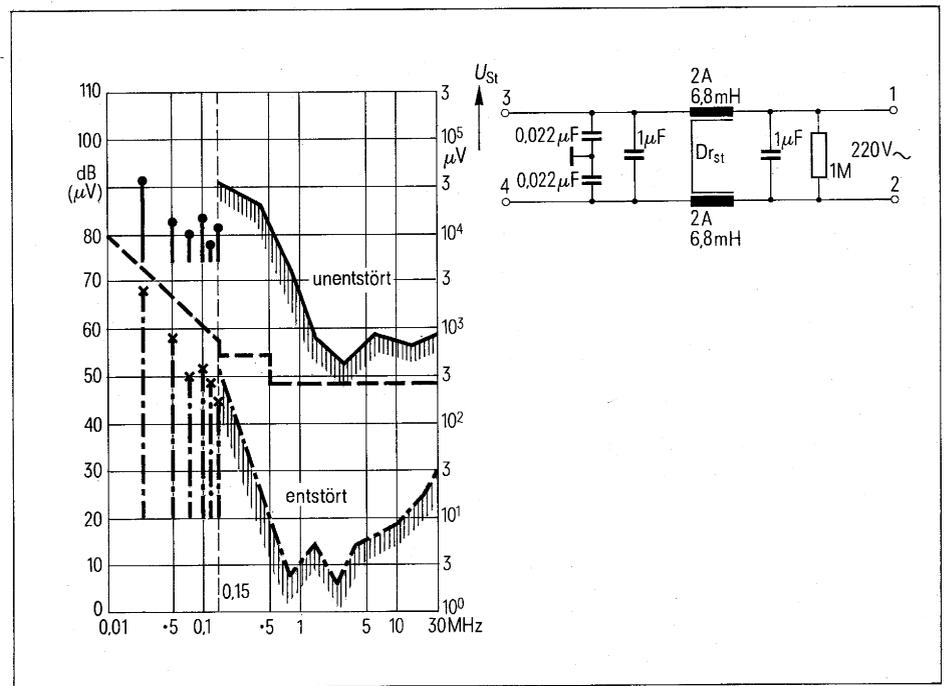
Anmerkung:  
Der Störspannungs-Sprung im **Bild 23** bei 150 kHz ist durch den unterschiedlichen Scheinwiderstand der beiden Netznachbildungen (siehe Bild 8) begründet.

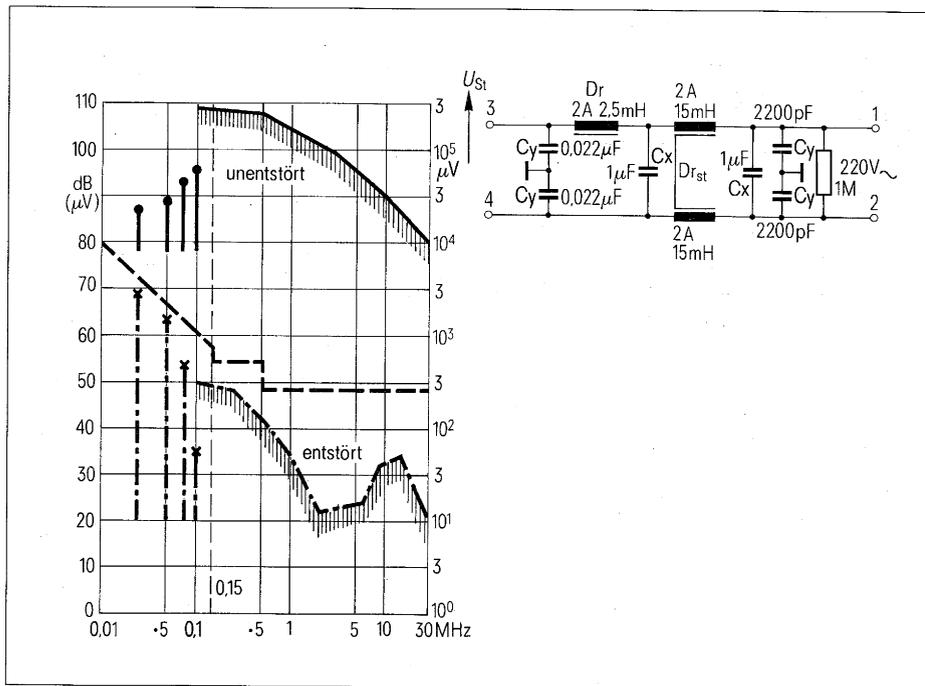


**Bild 23** Vergleich der Funkstörspannung  $U_{st}$  zwischen einem Durchflußwandler (— Kurve) und einem Sperrwandler (--- Kurve). Beide Wandler unentstört, Schutzklasse I (Schutzleiter, 250 VA Nennleistung). --- Grenzwertklasse B nach VDE 0871/... 75. Im Bereich von 10 bis 150 kHz sind die einzelnen Spektrallinien, über 150 kHz die Einhüllende der Spektrallinien gezeichnet.

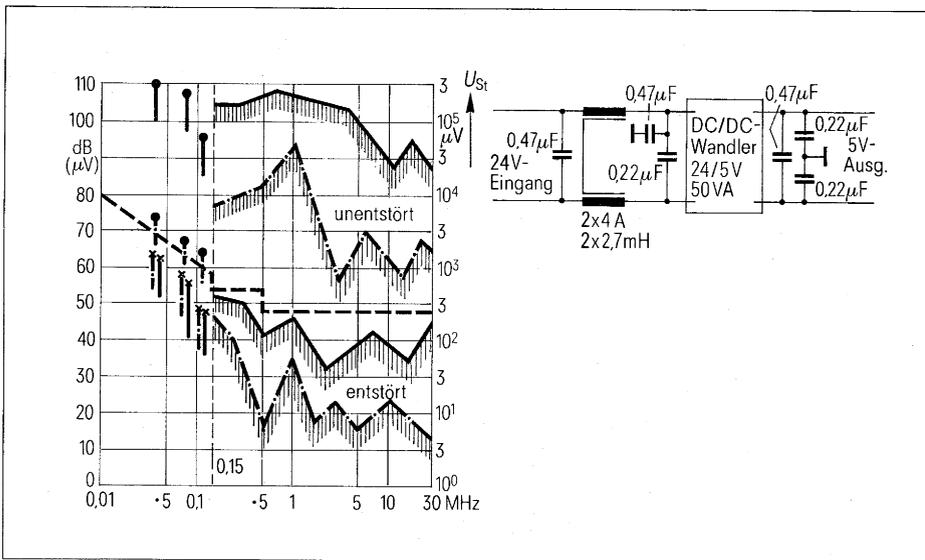
**Bild 24** Entstörschaltung und Funkstörspannung  $U_{st}$  eines Sperrwandlers, 250 VA, Schutzklasse I (Schutzleiter)

1, 2 Netzeingang; 3, 4 Wandler-Eingang;  
 $D_{rst}$  stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrossel.  
— unentstört  
--- entstört  
--- Grenzwertklasse B nach VDE 0871/... 75





**Bild 25** Entstör-schaltung und Funkentstörspannung  $U_{st}$  eines Eintakt-Durchflußwandlers, 250 VA, Schutzklasse I (Schutzleiter)  
 1, 2 Netzeingang; 3, 4 Wandlereingang;  
 $D_r$  Ringkerndrossel mit Karbonyleisen- bzw. Pulverkern;  $D_{rst}$  stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrossel.  
 — unentstört  
 - - - - - entstört  
 - - - - - Grenzwertklasse B nach VDE 0871/... 75



**Bild 26** Entstör-schaltung und Funkentstörspannung  $U_{st}$  eines DC/DC-Sperrwandlers 24 V/5 V, 50 VA.  
 - - - - - Kurven 24 V Eingang, Anschluß über V-Netznachbildung  
 — Kurven 5 V Ausgang, mit 1500-Ω-Tastkopf gemessen  
 - - - - - Grenzwertklasse B nach VDE 0871/... 75

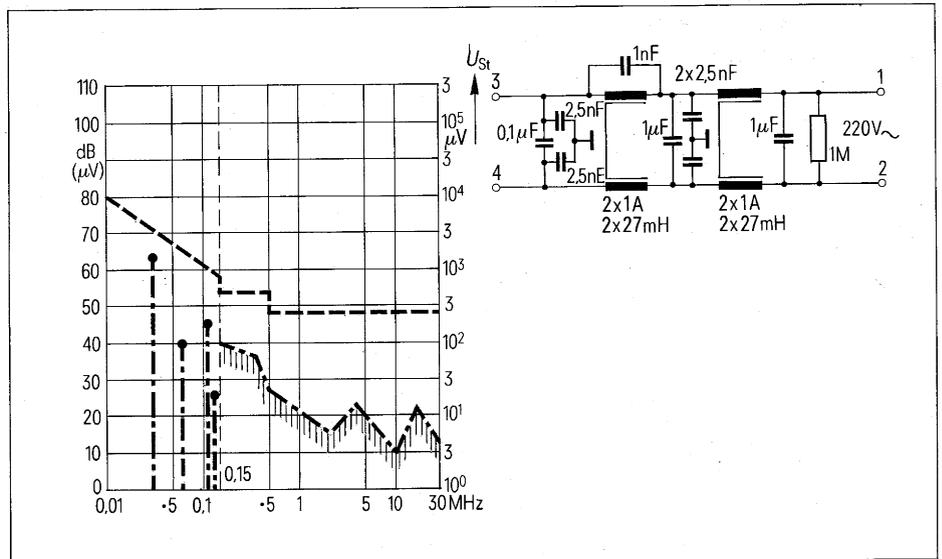
Die höheren Funkstörungen des Durchflußwandlers erfordern auch einen höheren Entstöraufwand. Entstör-Beispiele zeigen **Bild 24** und **25**. Beide Wandler haben die gleiche Leistung und sind in Geräten mit Schutzleiteranschluß (Schutzklasse I) eingebaut. Die Ringkerndrossel mit Karbonyleisen- bzw. Pulverkern in der Entstör-schaltung des Durchflußwandlers dient zur zusätzlichen Bedämpfung der symmetrischen Störspannung. Beim Sperrwandler dagegen reicht die Streuinduktivität der stromkompensierten Drossel zusammen mit den beiden 1-µF-Kondensatoren aus, um die symmetrische Störspannung unter dem Störgrenzwert zu halten.

Um die höhere asymmetrische Störspannungskomponente des Durchflußwandlers ausreichend zu verringern, ist eine stromkompensierte Drossel mit etwa doppelter Induktivität gegenüber dem Sperrwandler notwendig. Die beiden 2200-pF-Kondensatoren ( $y$ ) am Netzeingang des Durchflußwandlers sind wegen der höheren asymmetrischen Störspannung im Kurzwellenbereich erforderlich.

Einfacher ist die Entstörung eines 24-V-/5-V-DC/DC-Sperr-Wandlers nach **Bild 26**. Der Vorteil ergibt sich aus der niedrigen Ein- und Ausgangsspannung. Da beide Spannungswerte als Klein-spannung einzustufen sind, ist es möglich, Kondensatoren mit großer Kapazität gegen Gerätemasse zu schalten.

**Bild 27** Entstörschaltung mit Sperrkreis und Funkstörspannung  $U_{st}$  eines Sperrwandlers 150 VA, 220 V~, entstört, Schutzklasse I (Schutzleiter)

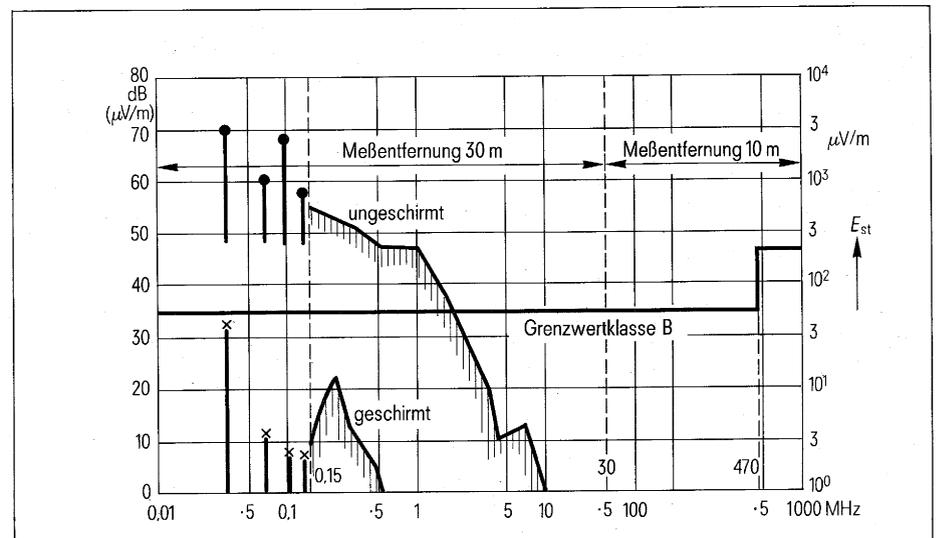
1, 2 Netzeingang; 3, 4 Wandlereingang  
 --- Grenzwertklasse B nach VDE 0871/... 75



Das Beispiel einer „Sonder-Entstörung“ eines Sperrwandler-Netzteils zeigt **Bild 27**. Da das Netzteil für einen speziellen Einsatz konzipiert war, mußte der Störpegel weit unter den gesetzlich geforderten Grenzwert reduziert werden. Erschwerend kam noch hinzu, daß die Y-Kapazität den Maximalwert von  $2 \times 5000$  pF nicht überschreiten durfte, da der Ableitstrom entsprechend der Forderung für ortsveränderliche Geräte unter 0,5 mA liegen mußte.

Die zulässige Y-Kapazität wurde auf zwei Y-Kondensatoren von  $2 \times 2500$  pF aufgeteilt. Neben den üblichen X-Kondensatoren war man gezwungen, zwei stromkompensierte Drosseln einzusetzen, wobei die eine durch Parallelschaltung mit einem 1-nF-Kondensator als Sperrkreis für die Grundwelle (ca. 30 kHz) wirkt.

Als weiteres Beispiel zeigt **Bild 28** den Verlauf der magnetischen Störfeldstärke eines Sperrwandler-Netzteils im ungeschirmten und geschirmten Zustand. An dem Sperrwandler waren keine besonderen Maßnahmen zur Verminderung elektrischer und magnetischer Störfelder getroffen. Noch in 30 m Entfernung werden im ungeschirmten Zustand magnetische Störfelder von einem Vielfachen des zulässigen Grenzwertes abgegeben.



**Bild 28** Magnetische Störfeldstärke  $E_{st}$  eines Sperrwandlers im ungeschirmten und geschirmten Zustand

Da die Konstruktion des Wandlers zum Zeitpunkt der Entstörversuche bereits unabänderlich abgeschlossen war, konnten die unter Abschnitt 7 empfohlenen Maßnahmen nicht mehr durchgeführt werden. Als Alternative blieb nur noch die Gesamtschirmung des Wandlers übrig. Als Schirmmaterial wurde vernickeltes 0,8 mm starkes Stahlblech verwendet. Das Schirmgehäuse war allseitig geschlossen, die Einzelteile waren großflächig miteinander kontaktiert. Für den nötigen Kontaktdruck sorgten im Abstand von 70 mm angebrachte Schrauben. Etwa 30 % der Schirmoberfläche waren mit runden Lüftungsöffnungen von 5 mm Durchmesser versehen.

Die Entstörung der Netzleitungen entsprach der in **Bild 24** dargestellten Schaltung.

Trotz der aufwendigen Abschirmung wird der Störfeldstärkegrenzwert von der Grundwelle (ca. 25 kHz) nur knapp eingehalten.

Spätere Verbesserungen an dem Sperrwandler-Netzteil nach Abschnitt 7 haben die magnetische Störfeldstärke der Grundwelle und der Harmonischen bis 150 kHz um etwa 30 dB vermindert. Dadurch war nur noch eine Teilschirmung des Wandlertransformators und der Entstörschaltung erforderlich.

# 11. Literatur

- Seiler, V., und Wimmer, J.: Schnittstellenfilter für Daten- und Signalleitungen. Siemens-Zeitschrift 51, 1977, Heft 8.
- Stoll, D.: EMC, elektromagnetische Verträglichkeit. Berlin: Elitera-Verlag 1976.
- Schaller, R.: Die Funk-Entstörung von elektrischen Spielzeugeisenbahnen. Siemens-Bauteile-Report 1974, Heft 4.
- Seiler, V.: Funk-Entstörung eines Hochfrequenz-Schleudergußgerätes. Siemens-Bauteile-Information 1973, Heft 2.
- Kaiserswerth, H.-P., und Schaller, R.: Bedämpfte UKW-Drossel (R-L-Glied) – ein neues Bauelement für die UKW-Entstörung. Siemens-Bauteile-Information 1972, Heft 4.
- Kaiserswerth, H.-P.: Ringkern-Funk-Entstördrosseln für Thyristorgeräte. Siemens-Bauteile-Information 1972, Heft 2, S. 25 bis 28.
- Schulz, H.-W.: Funk-Entstörung mit stromkompensierten Drosseln. Siemens-Bauteile-Information 1972, Heft 2.
- Benedikter, S.: Musterentstörung elektrischer Geräte, Maschinen und Anlagen. Siemens-Bauteile-Information 1971, Heft 3.
- Wimmer, J.: Störleistungsmessung mit der absorbierenden Stromwandlerzange. Elektrotechnische Zeitschrift 1971, Heft 26.
- Benedikter, S.: Funk-Entstörung elektrischer Geräte, Maschinen und Anlagen in Deutschland. Siemens-Bauteile-Information 1970, Sonderheft Funk-Entstörung.
- Kübel, V.: Der Ableitstrom in der Funk-Entstörtechnik. Siemens-Bauteile-Information 1970, Sonderheft Funk-Entstörung.
- Kaiserswerth, H.-P., und Wagner, H.: Eigenschaften von Funk-Entstörmitteln unter Betriebsbelastung. Siemens-Bauteile-Information 1970, Sonderheft Funk-Entstörung.
- Schaller, R.: Funk-Entstörung einer Phasenanschnittsteuerung für Glühlampen. Siemens-Bauteile-Information, 1970, Sonderheft Funk-Entstörung.
- Kaiserswerth, H.-P., und Ristig, E.: Hochfrequenzeigenschaften von geschirmten Kabinen und Raumabschirmungen. Siemens-Bauteile-Information 1970, Sonderheft, Funk-Entstörung.
- Göbl, G.: Stromkompensierte Siferrit-Drosseln zur Funk-Entstörung. Siemens-Bauteile-Information 1970, Sonderheft Funk-Entstörung.
- Schaller, R.: Funk-Entstörung von steuerbaren Silizium-Gleichrichterzellen (Thyristoren), Wechselrichter. Siemens-Bauteile-Information 1968, Heft 1.
- Schaller, R.: Funk-Entstörung von steuerbaren Silizium-Gleichrichterzellen (Thyristoren), Batterieladegeräte, Siemens-Bauteile-Information 1967, Heft 4.
- Schaller, R.: Funk-Entstörung von Silizium-Gleichrichterdiolen. Siemens-Bauteile-Information 1967, Heft 3.
- Kaiserswerth, H.-P.: Funk-Entstörung, Funk-Entstörkondensatoren und -drosseln. Siemens-Bauteile-Information 1967, Heft 1, S. 4 bis 7.
- Schulz, E.: Der Reduktionsfaktor von Schirmen. Frequenz, Band 21, 1967, Heft 9.
- Ortloff, M.: Technische Grenzen der Bemessung von Filterketten zur Funk-Entstörung von Starkstromanlagen. Siemens-Zeitschrift 1966, Heft 3.
- Kunath, H.: Praxis der Funk-Entstörung. Heidelberg. A. Hüthig-Verlag.
- Warner, A.: Taschenbuch der Funk-Entstörung. Berlin. VDE-Verlag GmbH.
- Seelemann, F.: Funk-Entstörung. Herausgegeben im Auftrag des Bundesministeriums für das Post- und Fernmeldewesen unter Mitwirkung von F. Rück und G. Use, Darmstadt. Berlin. O. Elsner Verlag 1954.

# 12. Normen und Vorschriften

DIN EN 50006, Juli 1973,  
zugleich VDE 0838,  
VDE-Bestimmungen zur Begrenzung  
von störenden Rückwirkungen in Strom-  
versorgungsnetzen, die durch Elektro-  
geräte für den Hausgebrauch und ähn-  
liche Zwecke mit elektronischen Steue-  
rungen verursacht werden.

VDE 0871/... 75, Entwurf 1,  
VDE-Bestimmungen für die Funk-Ent-  
störung von elektrischen Betriebsmit-  
teln und Anlagen mit beabsichtigter  
Hochfrequenz-Erzeugung.

VDE 0872/7.72,  
Bestimmungen für die Funk-Entstörung  
von Ton- und Fernseh-Rundfunkemp-  
fängern.

VDE 0874/10.73,

VDE-Leitsätze für Maßnahmen zur  
Funk-Entstörung

VDE 0875/6.77,  
VDE-Bestimmungen für die Funk-Ent-  
störung von elektrischen Betriebsmit-  
teln und Anlagen.

VDE 0876,  
VDE-Bestimmungen für Funkstörmeß-  
geräte.

VDE 0877,  
Bestimmungen für das Messen von  
Funkstörungen, Teil 1: Das Messen von  
Funkstörspannungen, Teil 2: Das Mes-  
sen von Funkstörfeldstärken.

# Unsere Geschäftsstellen

## Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG  
Salzhofer 6-8  
Postfach 11 05 60  
**1000 Berlin 11**  
☎ (030) 39 39-1, ☎ 1 83 766

Siemens AG  
Contrescarpe 72  
Postfach 10 78 27  
**2800 Bremen 1**  
☎ (0421) 3 64-1, ☎ 2 45 451

Siemens AG  
Lahnweg 10  
Postfach 11 15  
**4000 Düsseldorf 1**  
☎ (0211) 30 30-1, ☎ 8 581 301

Siemens AG  
Gutleutstraße 31  
Postfach 41 83  
**6000 Frankfurt 1**  
☎ (0611) 2 82-1, ☎ 4 14 131

Siemens AG  
Lindenplatz 2  
Postfach 10 56 09  
**2000 Hamburg 1**  
☎ (040) 2 82-1, ☎ 2 162 721

Siemens AG  
Am Maschpark 1  
Postfach 53 29  
**3000 Hannover 1**  
☎ (0511) 1 99-1, ☎ 9 22 333

Siemens AG  
N 7, 18 (Siemenshaus)  
Postfach 20 24  
**6800 Mannheim 1**  
☎ (0621) 2 96-1, ☎ 4 62 261

Siemens AG  
Richard-Strauss-Straße 76  
Postfach 20 21 09  
**8000 München 2**  
☎ (089) 92 21-1, ☎ 5 29 421

Siemens AG  
Von-der-Tann-Straße 30  
Postfach 24 29  
**8500 Nürnberg 1**  
☎ (0911) 6 54-1, ☎ 6 22 251

Siemens AG  
Martin-Luther-Straße 25  
Postfach 3 59  
**6600 Saarbrücken 3**  
☎ (0681) 30 08-1, ☎ 4 421 431

Siemens AG  
Geschwister-Scholl-Straße 24  
Postfach 1 20  
**7000 Stuttgart 1**  
☎ (0711) 20 76-1, ☎ 7 23 941

Siemens Bauteile Service  
Gründlacher Straße 260  
Postfach 146  
**8510 Fürth-Bislohe**  
☎ (0911) 30 01-1, ☎ 623 818

## Europa

### Belgien

Siemens S.A.  
chaussée de Charleroi 116  
**B-1060 Bruxelles**  
☎ (02) 5 37 31 00, ☎ 21 347

### Bulgarien

RUEN,  
Technisches Beratungsbüro  
der Siemens Aktiengesellschaft  
uliza Nikolai Gogol 5,  
agal Boulevard Lenin  
**BG-1504 Sofia**  
☎ 45 70 82, ☎ 22 763

### Dänemark

Siemens A/S  
Borupvang 3  
**DK-2750 Ballerup**  
☎ (02) 65 65 65, ☎ 35 313

### Finnland

Siemens Osakeyhtiö  
Mikonkatu 8  
Fach 8  
**SF-00101 Helsinki 10**  
☎ (90) 16 26-1, ☎ 12 465

### Frankreich

Siemens Société Anonyme  
39-47, boulevard Ornano  
B.P. 109  
**F-93203 Saint-Denis CEDEX 1**  
☎ (16-1) 8 20 61 20, ☎ 620 853

### Griechenland

Siemens Hellas E.A.E.  
Voulas 7  
P.O.B. 601  
**Athen 125**  
☎ (021) 32 93-1, ☎ 2 16 291

### Großbritannien

Siemens Limited  
Siemens House  
Windmill Road  
Sambury-on-Thames  
Middlesex TW 16 7HS  
☎ (09327) 85 691, ☎ 89 51 091

### Irland

Siemens Limited  
8, Raglan Road  
**Dublin 4**  
☎ (01) 68 47 27, ☎ 5341

### Island

Smith & Norland H/F  
Nóatún 4  
P.O.B. 519  
**Reykjavik**  
☎ 2 83 22, ☎ 2055

### Italien

Siemens Elettra S.p.A.  
Via Fabio Filzi, 25/A  
Casella Postale 41 83  
**I-20124 Milano**  
☎ (02) 62 48, ☎ 36 261

### Jugoslawien

Generalexport  
Masarikova 5/XV  
Poštanski fah 223  
**YU-11001 Beograd**  
☎ (011) 68 48 66, ☎ 11 287

### Luxemburg

Siemens Société Anonyme  
17, rue Glesener  
B.P. 1701  
**Luxembourg**  
☎ 4 97 11-1, ☎ 3430

### Niederlande

Siemens Nederland N.V.  
Wilhelmina van Pruisenweg 26  
Postbus 16068  
**Den Haag 2500**  
☎ (070) 78 27 82, ☎ 31 373

### Norwegen

Siemens A/S  
Østre Aker vei 90  
Postboks 10, Veitvet  
**N-050 Oslo 5**  
☎ (02) 15 30 90, ☎ 18 477

### Österreich

Siemens Aktiengesellschaft  
Österreich  
Apostelgasse 12  
Postfach 326  
**A-1031 Wien**  
☎ (0222) 72 93-0, ☎ 11 866

### Polen

PHZ Transactor S.A.  
ul. Stawki 2  
P.O.B. 276  
**PL-00-950 Warszawa**  
☎ 39 89 10, ☎ 81 32 288

### Portugal

Siemens S.A.R.L.  
Avenida Almirantes Reis, 65  
Apartado 1380  
**Lisboa 1**  
☎ (019) 53 88 05, ☎ 12 563

### Rumänien

Siemens birou  
de consultatii tehnice  
Strada Edgar-Quinet 1  
**R-7 Bucuresti 1**  
☎ 15 18 25, ☎ 11 473

### Schweden

Siemens Aktiebolag  
Avd. elektronikkomponenter  
Norra Stationsgatan 69  
**Stockholm**  
(Fack, S-104 35 Stockholm)  
☎ (08) 24 17 00, ☎ 116 72

### Schweiz

Siemens-Albis AG  
Freilagerstraße 28  
Postfach  
**CH-8047 Zürich**  
☎ (01) 2 47 31 11, ☎ 52 131

### Spanien

Siemens S.A.  
Sede Central  
Orense, 2  
Apartado 155  
**Madrid 20**  
☎ (91) 4 55 25 00, ☎ 27 769.

### Tschechoslowakei

EFEKTIM,  
Technisches Büro Siemens AG  
Anglická ulice 22  
P.O.B. 1067  
**CS-120000 Praha 2**  
☎ 25 84 17, ☎ 122 389

### Türkei

Elektrik Tasit ve Mühendislik A.Ş.  
Meclisli Mebusan Caddesi,  
55/35, Fındikli  
P.K. 64, Tophane  
**Istanbul**  
☎ 45 20 90, ☎ 22 290

### Ungarn

Intercooperation AG,  
Siemens Kooperationsbüro  
Böszörményi út 9-11  
P.O.B. 1525  
**H-1126 Budapest**  
☎ (01) 15 49 70, ☎ 224 133

### Union der Sozialistischen Sowjetrepubliken

Vertretung der Siemens AG  
Kurssovoj Pereulok, Dom 1/1,  
Kwartira 4,  
Wchod Sojmonowskijj Projekt  
Postf. 77, Internationales Postamt  
**SU-Moskau G 34**  
☎ 2 02 77 11, ☎ 7413

### Afrika

#### Ägypten

Siemens Resident Engineers  
6, Salah El Din Street, Zamalek  
P.O.B. 775  
**Cairo**  
☎ 81 72 28, ☎ 321

#### Algerien

Siemens Algérie S.A.R.L.  
3, Viaduc du Duc des Cars  
B.P. 224, Alger-Gare  
**Alger**  
☎ 63 95 47 51, ☎ 52 817

#### Äthiopien

Siemens Ethiopia Ltd.  
Ras Bitwoded Makonen Building  
P.O.B. 5505  
**Addis Ababa**  
☎ 15 15 99, ☎ 21 052

#### Libyen

Assern Azzabi  
17, 1st September Street,  
Tariq Building  
P.O.B. 2583  
**Tripoli**  
☎ 4 15 34, ☎ 20 029

### Marokko

SETEL S.A.  
km 1, Route de Rabat  
**Casablanca-Ain Sebâa**  
☎ 38 10 25, ☎ 21 914

### Nigeria

Siemens Nigeria Limited  
Industrial Estate 3 f,  
Block A  
P.O.B. 304  
**Lagos (Oshodi)**  
☎ 4 19 20, ☎ 21 357

### Südafrika

Siemens Limited  
Siemens House,  
Corner Wolmarans and  
Biccard Streets, Braamfontein  
P.O.B. 45 83  
**Johannesburg 2000**  
☎ (011) 7 15 91 11, ☎ 58-7721

### Sudan

National Electrical  
& Commercial Company  
Murad Sons Building,  
Barlaman Street  
P.O.B. 12 02  
**Khartoum**  
☎ 8 08 18, ☎ 642

### Tunesien

Sitelec S.A.,  
Société d'Importation  
et de Travaux d'Electricité  
26, Avenue Farhat Hached  
**Tunis**  
☎ 24 28 60, ☎ 12 326

### Zaire

Siemens Zaire S.P.R.L.  
1222, Avenue Tombalbaye  
B.P. 98 97  
**Kinshasa 1**  
☎ 2 26 08, ☎ 21 377

## Amerika

### Argentinien

Siemens Sociedad Anónima  
Avenida Pte. Julio A. Roca 516  
Casilla Correo Central 12 32  
**RA-1067 Buenos Aires**  
☎ 30 04 11, ☎ 121 812

### Bolivien

Sociedad Comercial e Industrial  
Hansa Limitada  
Calle Mercado esquina Yanacocho  
Cajón Postal 14 02  
**La Paz**  
☎ 5 44 25, ☎ 5261

### Brasilien

ICOTRON S.A., Indústria de  
Componentes Eletrônicos  
Avenida Mutinga, 3716  
Caixa Postal 1375  
**BR-05110 São Paulo 1**  
☎ (011) 2 61 02 11  
☎ 11-23 933, 11-23 641

### Chile

Gildemeister S.A.C.,  
Area Siemens  
Arunátegui 178  
Casilla 99-D  
**Santiago de Chile**  
☎ 8 25 23,  
☎ TRA SGO 392, TDE 40 588

### Ecuador

Siemens S.A.  
Avenida América y  
Hernández Girón s/n.,  
Sector 28  
Casilla 35 80  
**Quito**  
☎ 24 53 63, ☎ 22 190

### Kanada

Siemens Electric Limited  
Montreal Office  
7300 Trans-Canada Highway  
P.O.B. 7300  
**Pointe Claire, Québec H9R 4R6**  
☎ (514) 6 95 73 00,  
☎ 05-822 778

### Kolumbien

Siemens S.A.  
Carrera 65, No. 11-83  
Apartado Aéreo 8 01 50  
**Bogotá 6**  
☎ 61 04 77, ☎ 44 750

### Mexico

Siemens S.A.  
Poniente 116, No. 590  
Apartado Postal 1 50 64  
**México 15, D.F.**  
☎ 5 67 07 22, ☎ 1 772 700

### Uruguay

Comatel S.A.  
Ejido 1690  
Casilla de Correo 13 71  
**Montevideo**  
☎ 91 73 31, ☎ 934

### Venezuela

Siemens S.A.  
Avenida Principal,  
Urbanización Los Ruices  
Apartado 36 16  
**Caracas 101**  
☎ (02) 34 85 31, ☎ 25 131

### Vereinigte Staaten von Amerika

Siemens Corporation  
186 Wood Avenue South  
**Iselin, New Jersey 08 830**  
☎ (201) 4 94-1000  
☎ WU 844 491  
☎ TWX WU 710 998 0588

## Asien

### Afghanistan

Afghan Electrical Engineering  
and Equipment Limited  
Alaudin, Karte 3  
P.O.B. 7  
**Kabul 1**  
☎ 4 04 46, ☎ 35

### Bangladesh

Siemens Bangladesh Ltd.  
74, Dilkusha Commercial Area  
P.O.B. 33  
**Dacca 2**  
☎ 24 43 81, ☎ 824

### Hongkong

Jebsen & Co., Ltd.  
Prince's Building, 23rd floor  
P.O.B. 97  
**Hong Kong**  
☎ 5 22 51 11, ☎ 73 221

### Indien

Siemens India Ltd.  
134A, Dr. Annie Besant Road, Worli  
P.O.B. 65 97  
**Bombay 400018**  
☎ 37 99 06, ☎ 112 373

### Indonesien

P.T. Siemens Indonesia  
Kebon Sirih 4  
P.O.B. 24 69  
**Jakarta**  
☎ 5 10 51, ☎ 46 222

### Irak

Samhiry Bros. Co. (W.L.L.)  
Abu Nawas Street  
P.O.B. 300  
**Baghdad**  
☎ 9 00 21, ☎ 2255

### Iran

Siemens Sherkate S. (K.)  
Khabane Takhte Djamshid 32,  
Siemenshaus  
**Teheran 15**  
☎ (021) 6 14-1, ☎ 212 351

### Japan

Nippon Siemens K.K.  
Furukawa Sogo Building,  
6-1, Marunouchi 2-chome,  
Chiyoda-ku  
Central P.O.B. 1619  
**Tokyo 100-91**  
☎ 00 81 32 84-01 73, ☎ 27 441

### Jemen (Arab. Republik)

Tihama Tractors  
& Engineering Co. Ltd.  
P.O.B. 49  
**Sanaa**  
☎ 24 62, ☎ 217

### Korea (Republik)

Siemens Electrical  
Engineering Co., Ltd.  
Daehan Building, 8th floor,  
75, Susomun-dong, Chung-ku  
C.P.O.B. 30 01  
**Seoul 6**  
☎ 7 77 75 68, ☎ 23 229

### Kuwait

Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.  
& Partners  
Abdulla Fahad Al-Mishan Building  
Al-Sour Street  
P.O.B. 32 04  
**Kuwait, Arabia**  
☎ 42 33 36, ☎ 21 31

### Libanon

Ets. F. A. Kettaneh S.A.  
(Kettaneh Frères)  
Rue du Port, Immeuble Fattal  
**Beirut**  
☎ 22 11 80, ☎ 20 614

### Malaysia

Guthrie Engineering (Malaysia)  
Sdn. Bhd.,  
Electrical &  
Communications Division  
17, Jalan Semangat  
P.O.B. 30  
**Petaling Jaya**  
☎ 77 33 44, ☎ 37 573

### Pakistan

Siemens Pakistan Engineering  
Co. Ltd.  
Ilaço House, Abdullah Haroon Road  
P.O.B. 71 58  
**Karachi 3**  
☎ 51 60 61, ☎ 2820

### Philippinen

Engineering Equipment, Inc.,  
Machinery Division,  
Siemens Department  
2280 Pasong Tamo Extension  
P.O.B. 71 60,  
Airmail Exchange Office,  
Manila International Airport,  
Philippines 31 20  
**Makati, Rizal**  
☎ 85 40 11/19,  
☎ RCA 7222 382, EEC 3695

### Saudi-Arabien

E. A. Juffali & Bros.  
Head Office  
King Abdul-Aziz-Street  
P.O.B. 10 49  
**Jeddah**  
☎ 2 22 22, ☎ 40 130

### Singapur

Siemens Components Pte. Ltd.  
Promotion Office  
19B - 45B, Jalan Tenteram  
**Singapore 12**  
☎ 55 08 11, ☎ 21 000

### Syrien

Syrian Import Export & Distribution  
Co., S.A.S. SIEDCO  
Port Said Street  
P.O.B. 363  
**Damas**  
☎ 134 31, ☎ 11 267

### Taiwan

Delta Engineering Ltd.  
42, Hsu Chang Street, 8th floor  
P.O.B. 5 84 97  
**Taipei**  
☎ 3 11 47 31, ☎ 21 826

### Thailand

B. Grimm & Co., R.O.P.  
1643/4, Petchburi Road (Extension)  
P.O.B. 66  
**Bangkok 10**  
☎ 2 52 40 81, ☎ 26 14

## Australien

### Australien

Siemens Industries Limited  
**Melbourne Office**  
544 Church Street  
Richmond, Vic. 3121  
☎ (03) 4 29 7111, ☎ 30 425



**SIEMENS**

**Technische Mitteilung  
aus dem Bereich Bauelemente**



**Schaltnetzteile 5  
Auswahl- und Einsatzkriterien  
getakteter Gleichspannungswandler**

**Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente**

Redaktion: W. Ackermann

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.  
Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Beleg-  
exemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende  
Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT  
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum  
Balanstraße 73, 8000 München 80

# Schaltnetzteile 5

## Auswahl- und Einsatzkriterien getakteter Gleichspannungswandler

Ludwig Wanninger

Ing. (grad.) Ludwig Wanninger  
Siemens Aktiengesellschaft  
Bereich Bauelemente München  
Technische Entwicklung Baugruppen

<b>1. Einleitung</b> . . . . .	2
<b>2. Bewertungssystem</b> . . . . .	2
2.1 Bewertungsfaktor . . . . .	2
2.2 Erläuterung der Beanspruchungskriterien . . . . .	2
2.3 Erläuterung der Auswahlkriterien . . . . .	3
2.4 Anwendungsbeispiele . . . . .	4
<b>3. Sekundärseitige Gleichrichtung</b> . . . . .	5
<b>4. Siebung am Ausgang</b> . . . . .	5
<b>5. Wandlerbeispiele</b> . . . . .	5
5.1 Eintaktflußwandler, Längswandler mit Speicherdrossel . . . . .	5
5.2 Eintaktsperrwandler . . . . .	6
5.3 Schwingkreiswandler . . . . .	6
5.4 Gegentaktwandler . . . . .	6
5.5 Mehrphasige Systeme . . . . .	6
5.6 Kombination verschiedener Systeme . . . . .	6
<b>Bildteil</b>	
Bild 1 bis 17 . . . . .	7–21
<b>Tabellenteil</b>	
Tabelle 1 bis 4 . . . . .	22–24

# 1. Einleitung

Die Konzipierung getakteter Stromversorgungen und Netzteile beginnt für den Entwickler mit der Aufgabe, für das gestellte Problem aus der Vielfalt von Wandlerarten und Schaltungsvarianten eine möglichst optimale Lösung zu finden. Als Hilfsmittel für dieses Ziel sind in der vorliegenden Technischen Mitteilung die Auswahl- und Einsatzkriterien der gebräuchlichsten Wandlerarten, Gleichrichter- und Filterschaltungen in Tabellen zusammengestellt. Nach einem Bewertungssystem kann man für einen Leistungsbereich von einigen VA bis 2 kVA das jeweils günstigste Konzept ermitteln. Zur Ergänzung sind noch praktische Beispiele aufgeführt.

# 2. Bewertungssystem

Das Bewertungssystem geht aus **Tabelle 1** hervor. Die Horizontale ist wie folgt eingeteilt:

- Thyristorschaltungen
- Transistorschaltungen
- Transistor-/Thyristorschaltungen in Kombination
- mehrphasige Systeme

Jede dieser vier Gruppen ist in die möglichen bzw. vom Aufwand her noch sinnvollen Wandlerarten unterteilt. Die zugehörigen Prinzipschaltungen sind in **Bild 1 bis 4** dargestellt.

In der Vertikalen der **Tabelle 1** sind im oberen Teil die wichtigsten schaltungstypischen Beanspruchungskriterien und im unteren Teil die daraus abgeleiteten Auswahlkriterien aufgeführt.

Beide Kategorien sind entsprechend ihren Eigenschaften mit Punkten von 1 bis 5 eingestuft.

In dieser Punktskala bedeutet:

- 5 sehr gut bzw. sehr hoch
- 4 gut bzw. hoch
- 3 ausreichend bzw. mittel
- 2 schlecht bzw. klein
- 1 sehr schlecht bzw. sehr klein

## 2.1 Bewertungsfaktor

Dieser Faktor gibt dem Entwicklungsingenieur die Möglichkeit, die Auswahlkriterien in der Wertigkeit an seine Zielvorstellung in nachstehenden Stufen anzupassen:

- 4 sehr wichtig
- 3 wichtig
- 2 weniger wichtig
- 1 unwichtig

Beispiele: Wirkungsgrad und Regelbarkeit werden in einer batteriebetriebenen mobilen Stromversorgung von höherer Bedeutung sein als z. B. der Realisierungsaufwand (Preis) oder die Schaltfrequenz. Mit dem Bewertungsfaktor läßt sich durch Multiplikation mit der Punktezahl der einzelnen Auswahlkriterien eine Graduierung erreichen. Der Faktor für „sehr wichtig“ sollte nicht zu häufig angewandt werden, um Verzerrungen in der Aussage und beim Vergleich der verschiedenen Konzepte zu vermeiden. Die Gesamtpunktezahl eines Systems ergibt sich aus der Summe der mit dem Bewertungsfaktor multiplizierten Punkte der Auswahlkriterien.

## 2.2 Erläuterung der Beanspruchungskriterien

- Schaltspitzenbelastung (Strom, Spannung)  
Maximale dynamische Belastung der Halbleiterschalter beim Ein- und Ausschalten.
- Durchlaßverluste  
Verlustleistung im Halbleiterschalter während der Einschaltzeit.
- Spannungsbeanspruchung  
Maximalwert der am Halbleiterschalter auftretenden Spannung im Vergleich zur Versorgungsspannung
- Strombeanspruchung  
Maximalwert des Stromes am Halbleiterschalter im Vergleich zum mittleren Versorgungsstrom
- Tastgrad  
Verhältnis von Einschaltzeit zur Periodendauer.

- **Schalteranzahl**  
Anzahl der Halbleiter-Leistungsschalter.
- **Transformatorausnutzung**  
Trafowirkungsgrad, Wickelraumausnutzung, Volumen.
- **Ansteuerkomplexität**  
Ansteuer Aufwand für die Halbleiterschalter.
- **Leerlauffestigkeit**  
Funktionsfähigkeit des Wandlers bei Betrieb ohne Last
- **Kurzschlußfestigkeit**  
Ausfallwahrscheinlichkeit nach einem Kurzschluß bzw. Aufwand für eine elektronische Sicherung und Wiederanlaufschaltung.

### 2.3 Erläuterung der Auswahlkriterien

- **Resonanzabstimmung**

Die Resonanz wird durch Reihenschaltung eines Kondensators auf der Primär- oder Sekundärseite des Leistungsübertragers bewirkt. Dieser Kondensator bildet infolge des Rechteckbetriebes des Transformators nur mit den restlichen Induktivitäten, d. h. den Zuleitungs- und Streuinduktivitäten einen Serienresonanzkreis. Dabei wird folgendes vorausgesetzt:

Versorgungsnetz mit kleinem Innenwiderstand.

Am Ausgang des Inverters polaritätssymmetrische Gleichrichterschaltung mit Ladekondensator.

Unter diesen Bedingungen haben Strom und Spannung an den Halbleiterschaltern den in **Bild 5** gezeigten Verlauf.

#### Vorteile der Stromresonanzschaltung:

An den Halbleiterschaltern treten auch bei sehr hohen Arbeitsfrequenzen nur geringe Schaltverluste auf. Keine Belastung der Halbleiterschalter durch Reversbetrieb.

Kleinere Erwärmung der Halbleiterschalter, dadurch erhöhte Zuverlässigkeit.

Gleichmäßige Strombelastung von parallelen Halbleiterschaltern. Die Anforderung an die Schaltgeschwindigkeit kann reduziert werden.

Die Induktivitäten im Stromkreis bewirken kein Überspringen der Spannung am Halbleiterschalter. Dies hat speziell bei Hochspannungswicklungen besondere Bedeutung, da wegen der notwendigen Isolierabstände die Streuinduktivität groß ist.

Geringe Stromoberwellen, dadurch kleine elektromagnetische Störfelder und kleine Oberwellenverluste im Transformator.

#### Nachteile der Stromresonanzschaltung:

Bei hohem Innenwiderstand des Versorgungsnetzes ist eine große Speicherkapazität erforderlich.

Der Scheitelwert des Stromes durch die Halbleiterschalter erhöht sich gegenüber dem Gleichstrommittelwert um den Faktor 1,57.

Für die Resonanzkapazität ist ein Kondensator im  $\mu\text{F}$ -Bereich mit sehr guten Mittelfrequenzeigenschaften und hoher Strombelastbarkeit (MP- oder MKV-Kondensator) notwendig.

- **Zuverlässigkeit:**

Wahrscheinlichkeit des Ausfalls der Schaltung auf Grund von Änderungen der elektrischen Daten der Bauteile.

- **Gewicht/Volumen:**

Gewichts- und/oder Volumensunterschiede der Schaltung z. B. durch mehrere Transformatoren bei mehrphasigen Systemen.

- **Wirkungsgrad:**

Verhältnis von abgegebener zu aufgenommener Leistung.

- **Elektromagnetische Störungen:**

Störung benachbarter Geräte durch elektromagnetische Felder

- **Schaltfrequenz:**

Die durch die Halbleiterschalter und deren Beschaltung bedingte oberste Betriebsfrequenz. Allgemein gilt: Je höher die Betriebsfrequenz, desto kleiner sind Leistungsübertrager und Siebaufwand.

- **Ausnutzung der Grenzdaten:**

Beanspruchung der Bauelemente, bezogen auf ihre Grenzdaten sowie auf Gewicht bzw. Volumen.

- **Filteraufwand:**

Schaltungsaufwand für geringe Stromwelligkeit am Eingang der Stromversorgung, am Ausgang für die geforderte Spannungswelligkeit.

● Regelbarkeit:

Möglichkeit der Ausgangsspannungsregelung, bzw. der benötigte Aufwand an Regelungselektronik.

Eine Regelung der Ausgangsdaten hat bei allen Wandlerarten eine Verschlechterung des Wirkungsgrades, eine Erhöhung der elektromagnetischen Einflüsse, eine stärkere Ausnutzung der Grenzdaten sowie mehr Filteraufwand und damit eine Verschlechterung der Zuverlässigkeit zur Folge. In der **Tabelle 1** ist der Einfluß der Regelung auf die Auswahlkriterien berücksichtigt. Bei Eintaktssystemen ist eine Regelung grundsätzlich leichter realisierbar.

## 2.4 Anwendungsbeispiele

In **Tabelle 1** sind zwei Beispiele zur Anwendung des Bewertungssystems aufgeführt.

### Beispiel 1

Stromversorgung für die Wanderfeldröhre eines Nachrichtensatelliten.

Eingang: Shuntgeregelter Spannung aus einem Solargenerator ( $R_i < 0,1 \Omega$ ) 100 V

Ausgang:  $U_A$  bis 10 kV  
 $P_A$  max. 2 kVA

Aus der Gruppe der Transistorschaltungen sind drei Systeme geeignet. Gewählt wurde ein Gegentaktwandler in Brückenschaltung in Verbindung mit einer Stromresonanzabstimmung ( $\eta$  ca. 90 %). Der Wandler mit 2 Versorgungsspannungen ist im vorliegenden Fall nicht realisierbar, da der Solargenerator nur eine Spannung liefert. Beim Wandler mit Komplementär-Transistoren ist die Beschaffung geeigneter PNP-Transistoren schwierig.

### Beispiel 2

Schaltnetzteil für ein Farbfernsehgerät

Eingang: 220 V/50 Hz

Ausgang: Verschiedene Spannungen bis max. 250 V  
 $P_A$  150 W

Da bei diesem Netzteil Regelbarkeit und Realisierungsaufwand sehr wesentlich sind, scheiden Gegentaktwandler aus. Kurzschlußfestigkeit und Preis sind Hauptargumente für den gewählten Eintaktsperrwandler mit hochsperrendem Schalttransistor.

### 3. Sekundärseitige Gleichrichtung

Die Grundschaltungen für die sekundärseitige Gleichrichtung sind in **Tabelle 2** zusammengestellt. Die Auswahlkriterien sind nach dem Punkteschema 1 bis 5 von Seite 2 bewertet. Die Schaltungen zeigt **Bild 6**.

Zu beachten ist, daß nicht jede Gleichrichterschaltung für jede Wandlerart geeignet ist. Die Kombinationsmöglichkeiten der verschiedenen Gleichrichtergrundschaltungen mit den Wandlerarten gehen aus **Tabelle 3** hervor.

### 4. Siebung am Ausgang

Der Filteraufwand am Ausgang hängt vom Anwendungsfall und den gestellten Anforderungen ab. Die gebräuchlichsten Filterschaltungen sind in **Bild 7** aufgeführt.

Die Kombinationsmöglichkeiten von Wandler- und Filterkonzepten sind der **Tabelle 4** zu entnehmen. Dabei ist die für den jeweiligen Wandlertyp optimale Gleichrichtergrundschaltung zugrunde gelegt.

### 5. Wandlerbeispiele

Die nachfolgenden Schaltbeispiele **Bild 10, 11** und **17** sind in der gezeigten Form in der Serienfertigung erprobt und optimiert. Bei den Beispielen **Bild 8, 9, 12, 13, 14, 15** und **16** handelt es sich um Laborstudien.

#### 5.1 Eintaktflußwandler, Längswandler mit Speicherdrossel

Bei diesen Wandlern läßt sich mit relativ wenig Aufwand eine sekundärseitige Regelbarkeit erreichen. Die Halbleiterschalter werden mit konstanter oder variabler Taktfrequenz betrieben und mit veränderbarem Tastgrad gesteuert. Der Längswandler hat den Vorteil eines Tastgradbereichs von 0 bis 1. Der Eintaktflußwandler kann dagegen wegen der notwendigen Entmagnetisierung und der zulässigen Spannungsüberhöhung am Halbleiterschalter während dessen Sperrphase mit einem Tastgrad von nur 0,6 bis 0,8 betrieben werden.

$$U_{\text{Sperr}} = U_1 \left(1 + \frac{t_1}{t_2}\right); t_1 = \text{Einschaltzeit}, t_2 = \text{Sperrzeit.}$$

Die **Bilder 8, 9** und **10** zeigen Schaltbeispiele von Eintaktflußwandlern und Längswandler mit Speicherdrossel.

- Bild 1** Wandler-Prinzipschaltungen mit Thyristoren
- a Gegentakt-Parallelschwingkreiswandler
  - b Eintakt-Sperrwandler
  - c Eintakt-Flußwandler
  - d Gegentaktwandler, Trafo mit Mittelanzapfung
  - e Gegentaktwandler in Brückenschaltung
  - f Gegentaktwandler mit zwei Versorgungsspannungen

## 5.2 Eintaktsperrwandler

Hier erfolgt die Regelung durch Änderung des Tastgrads bei konstanter oder variabler Frequenz. Die Ausgangsleistung wird durch die Stromflußzeit des Halbleiterschalters auf der Primärseite bestimmt. Während der Sperrphase des Halbleiterschalters wird die im Übertrager gespeicherte magnetische Energie sekundärseitig abgegeben. Der Halbleiterschalter kann erst nach vollständiger Entladung des Wandlerübertragers erneut eingeschaltet werden. Dadurch ergibt sich für den Wandler ein lastabhängiger Tastgrad.

Werden in einem Gerät oder System mehrere Sperrwandler mit variabler Frequenz betrieben, so können Störungen durch Mischprodukte dieser Frequenzen auftreten.

**Bild 11** zeigt die Schaltung eines Transistor-Sperrwandlers.

## 5.3 Schwingkreiswandler

Für Regelzwecke weniger geeignet sind Sinuswandler und Wandler mit Thyristoren als Halbleiterschalter wegen der damit gegebenen Zwangskommütierung ( $L_K/C_K$ ).

**Bild 12** und **13** sind Schaltbeispiele eines Parallel- und eines Serienschwingkreiswandlers. Bei letzterem kann bei konstanter Frequenz die Ausgangsleistung um ca. 40 % abgesenkt werden. Bei noch stärkerem Absenken werden die Thyristoren nicht mehr gelöscht. Leerlauf ist bei einer Taktfrequenz von 1 kHz möglich.

## 5.4 Gegentaktwandler

Bei diesen Wandlern ist der große erreichbare Tastgrad hervorzuheben. Die Stromamplitude in den Halbleiterschaltern liegt nur gering über dem Gleichstrommittelwert des übertragenden Stromes. Mit Gegentaktwandlern erreicht man allgemein höhere Wirkungsgrade als mit Eintaktwandlern.

**Bild 14** zeigt einen Gegentaktwandler in Brückenschaltung mit Transistor als Halbleiterschalter.

Die Übertragungsdaten von Gegentaktwandlern lassen sich durch eine Resonanzabstimmung (Kapazität in Serie zum primären Stromflußzweig) verbessern. Siehe Seite 2 Resonanzabstimmung. In **Bild 15** ist ein Gegentaktwandler in Brückenschaltung und Stromresonanzabstimmung dargestellt.

## 5.5 Mehrphasige Systeme

Eine Regelung ist durch Phasenänderung im Ansteuerteil möglich. **Bild 16** zeigt das Schaltbild und die Betriebsdaten eines solchen Systems bei Vollast, 25 % Last und Leerlauf.

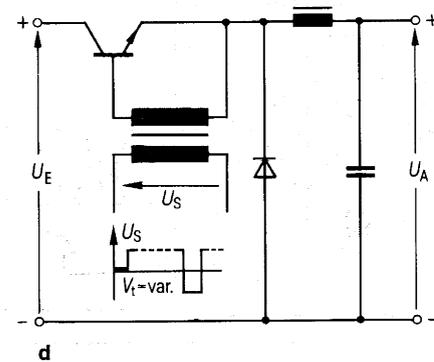
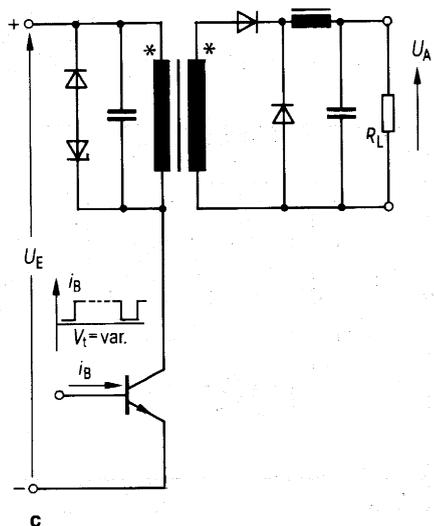
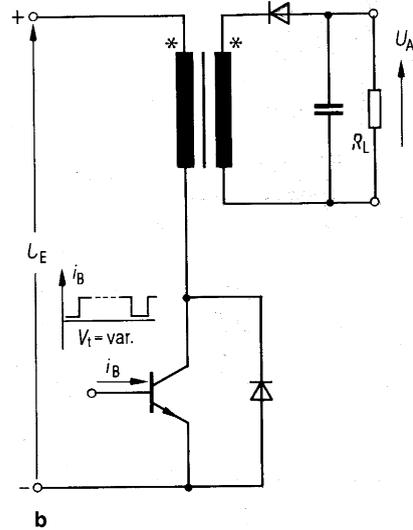
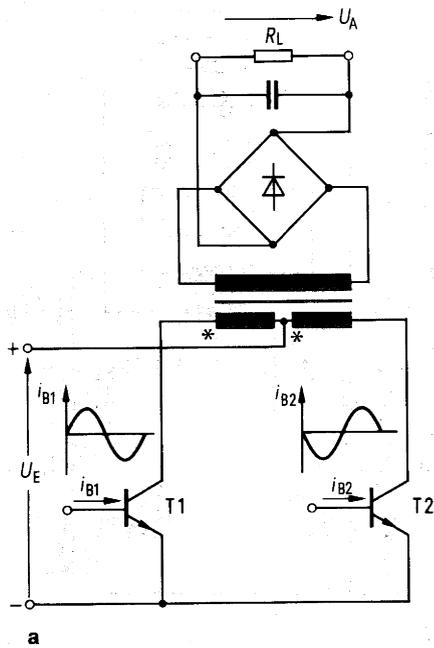
## 5.6 Kombination verschiedener Systeme

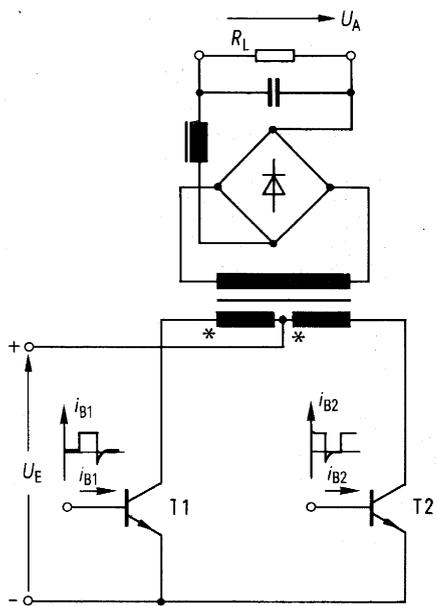
Vom Aufwand her gesehen ist es durchaus möglich, verschiedene Systeme miteinander zu verknüpfen (Vorregler-Prinzip). Die einzelnen Vorteile können beim Zusammenschalten Nachteile der Einzelsysteme eliminieren. Als Beispiel ist in **Bild 17** eine Schaltung aufgezeigt, bei der als Vorregler ein Längsschalter mit Speicherdrossel und als Hauptwechselrichter ein Gegentaktwandler zusammengeschaltet sind.



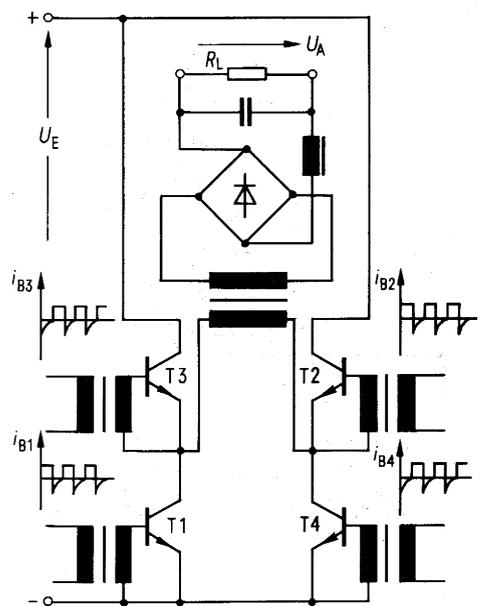
**Bild 2** Wandler-Prinzipschaltungen mit Transistoren

- a Gegentaktwandler in Brückenschaltung und Stufe mit Sinusansteuerung
- b Eintakt-Sperrwandler
- c Eintakt-Flußwandler
- d Längsschalter mit Speicherdrossel
- e Gegentaktwandler, Trafo mit Mittelanzapfung
- f Gegentaktwandler in Brückenschaltung
- g Gegentaktwandler mit zwei Versorgungsspannungen
- h Gegentaktwandler mit Komplementär-Transistoren

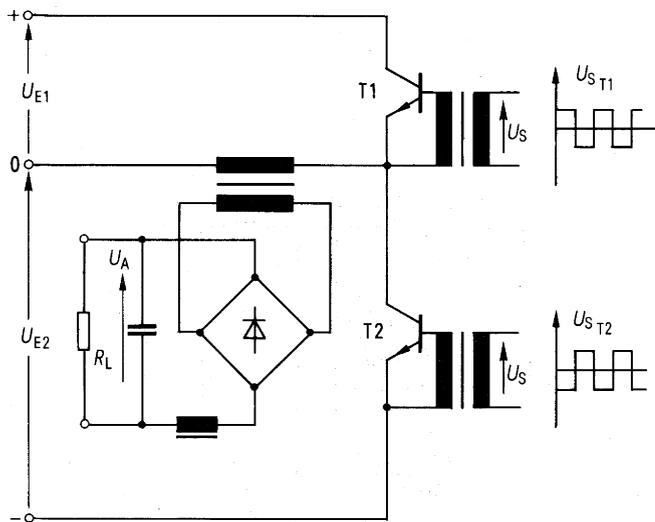




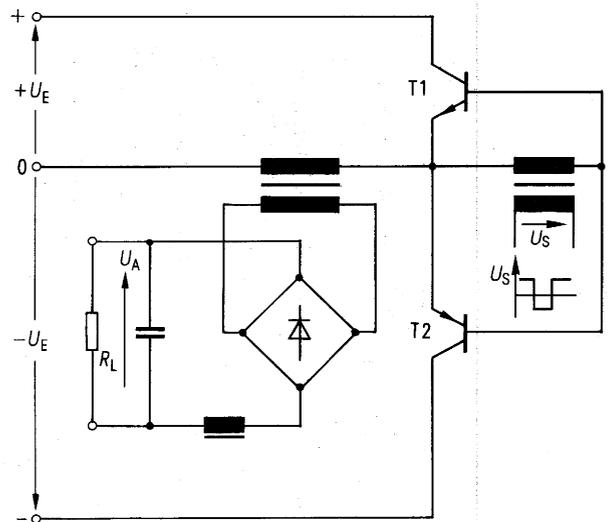
e



f



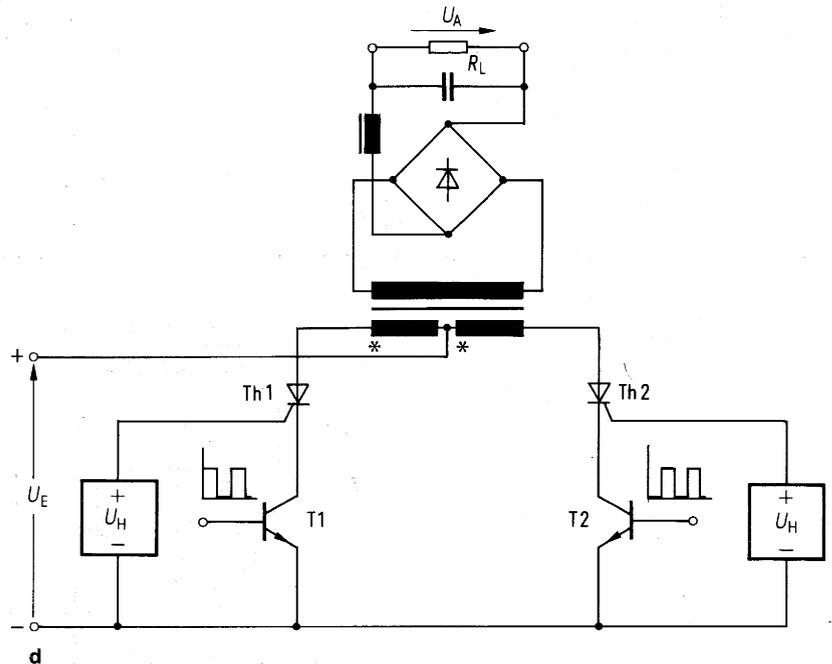
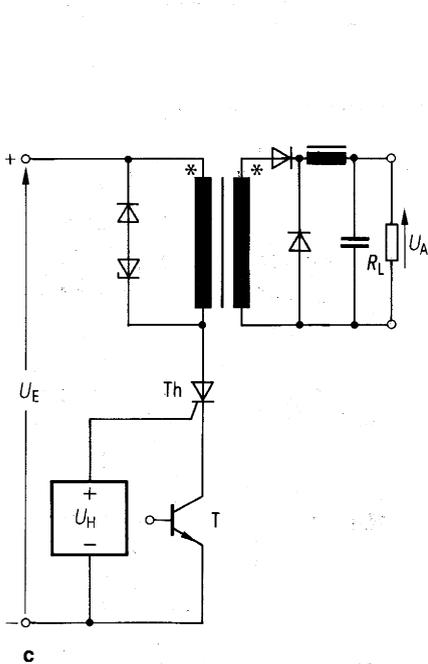
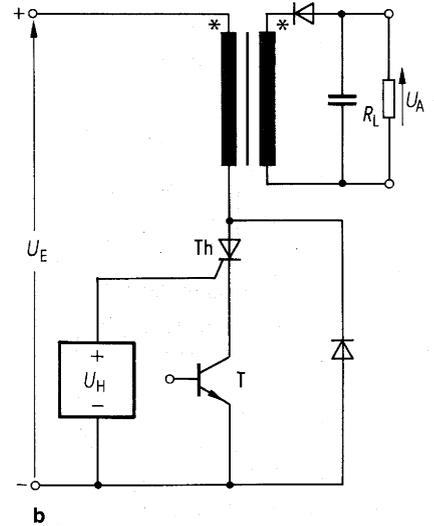
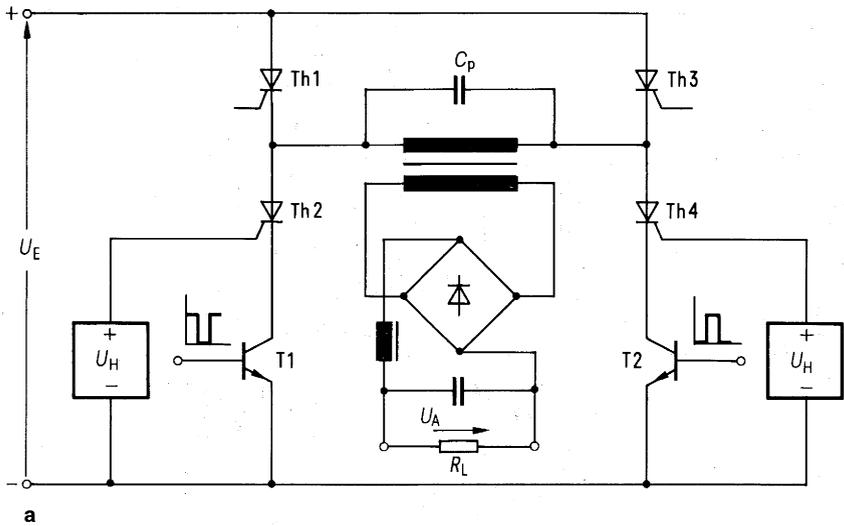
g

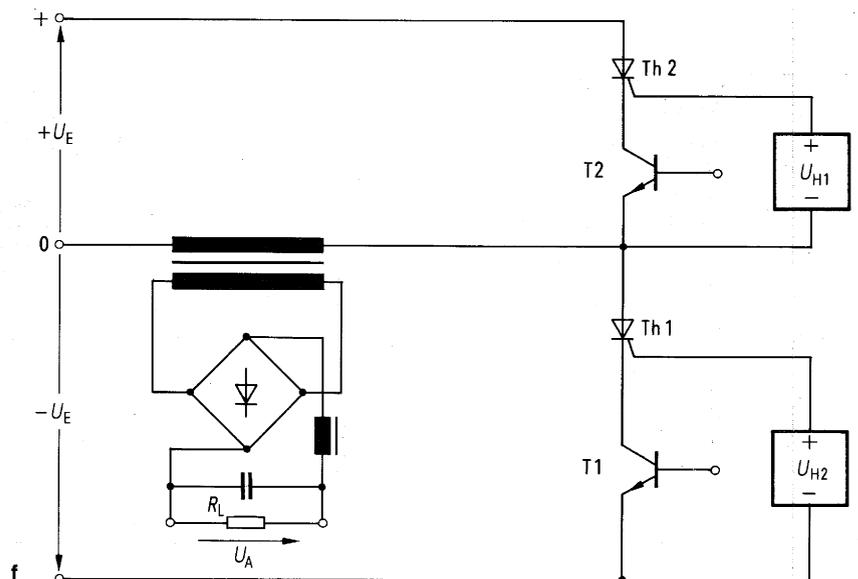
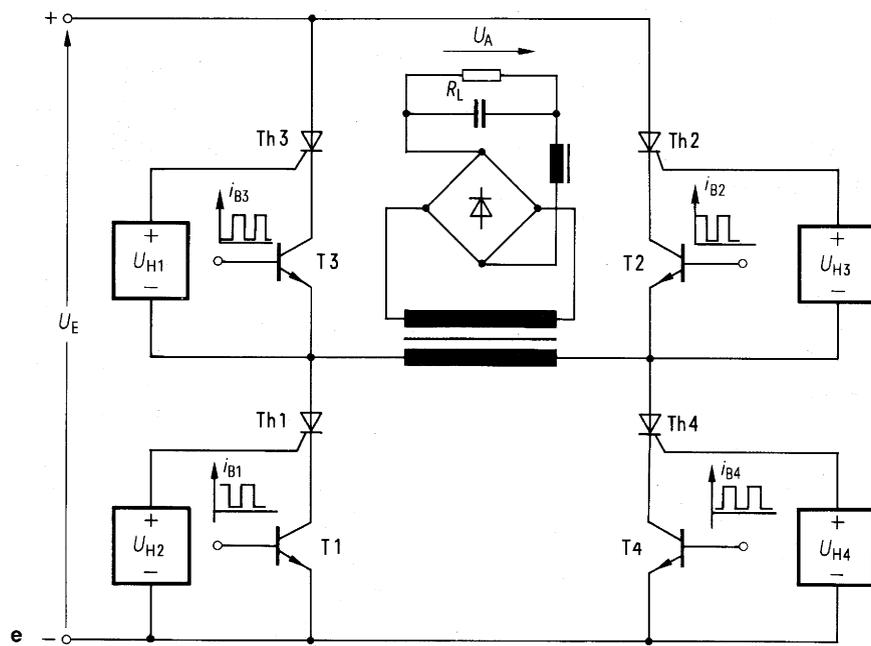


h

**Bild 3** Wandler-Prinzipschaltungen mit Transistor-Thyristor-Kombinationen

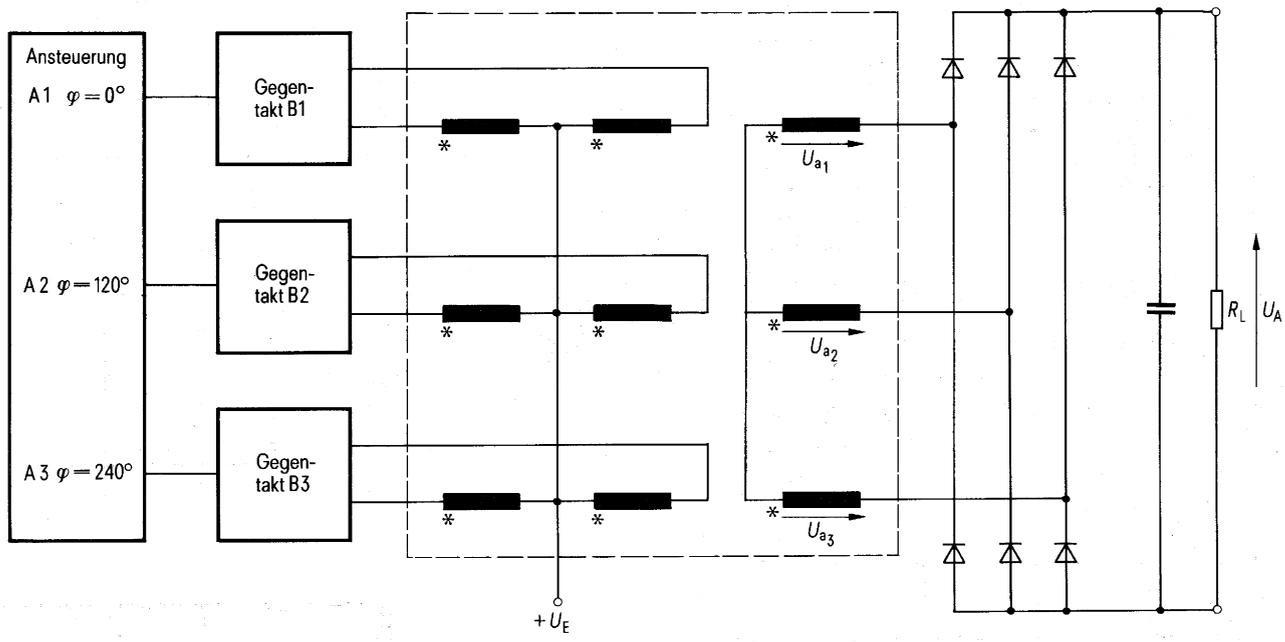
- a Gegentakt-Parallelschwingkreiswandler
- b Eintakt-Sperrwandler
- c Eintakt-Flußwandler
- d Gegentaktwandler, Trafo mit Mittelanzapfung
- e Gegentaktwandler in Brückenschaltung
- f Gegentaktwandler mit zwei Versorgungsspannungen



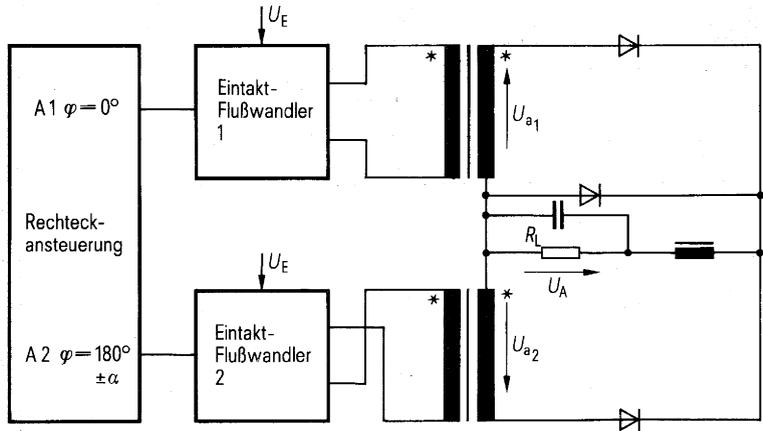


**Bild 4** Wandler-Prinzipschaltungen von mehrphasigen Systemen

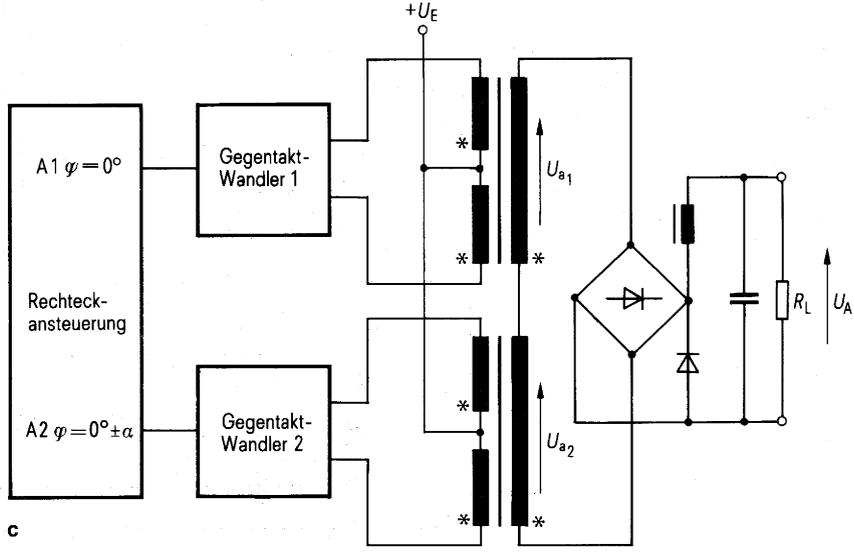
- a Drei Gegentaktwandler in Brückenschaltung mit Sinusansteuerung und Dreiphasen-Trafo
- b Eintakt-Flußwandler, zwei getrennte Trafos
- c Zwei Gegentaktwandler, zwei getrennte Trafos



a



b

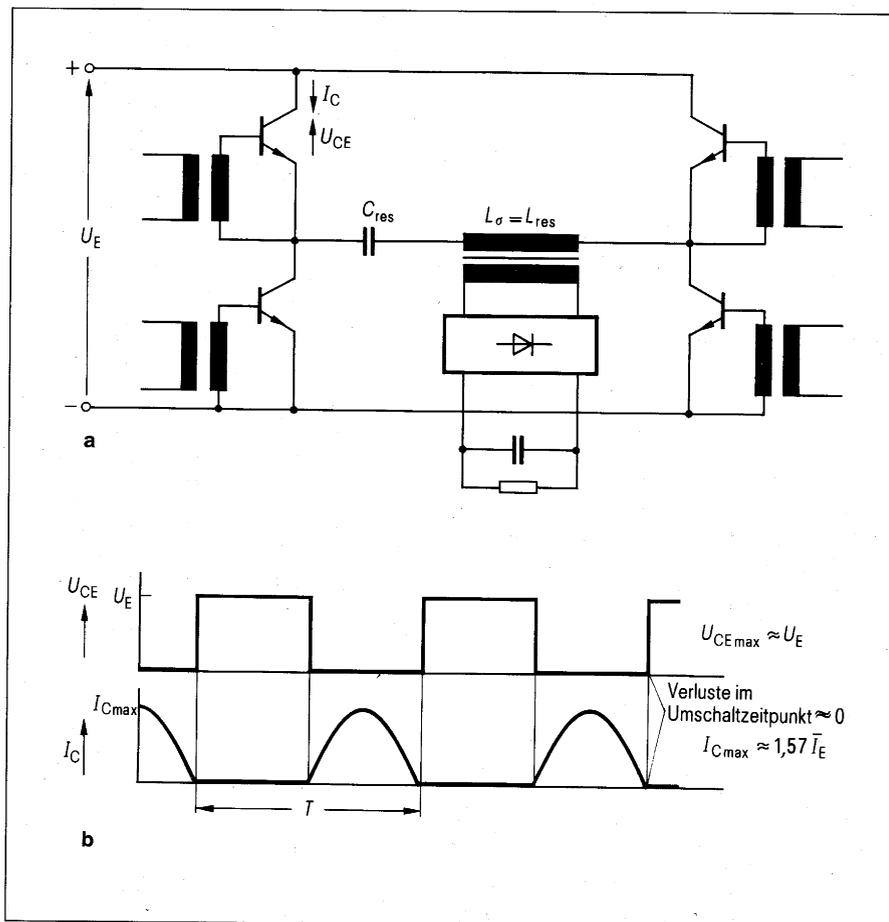


c

**Bild 5** Dynamische Belastung der Schalttransistoren in einem Gegentaktwandler mit Stromresonanzabstimmung

a Prinzipschaltung

b  $U_{CE} = f(t)$ ;  $T \approx 2\pi \sqrt{L_{\sigma} \cdot C_{res}}$ ;  $I_C = f(t)$



**Bild 6** Gleichrichter-Grundsaltungen (siehe auch Tabelle 2 und 3)

a Einweggleichrichtung

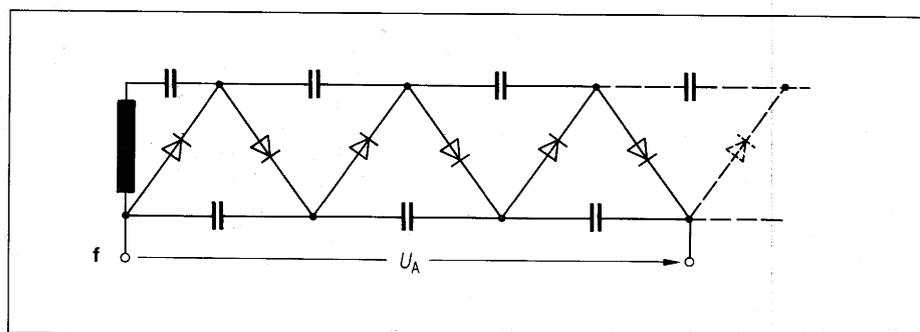
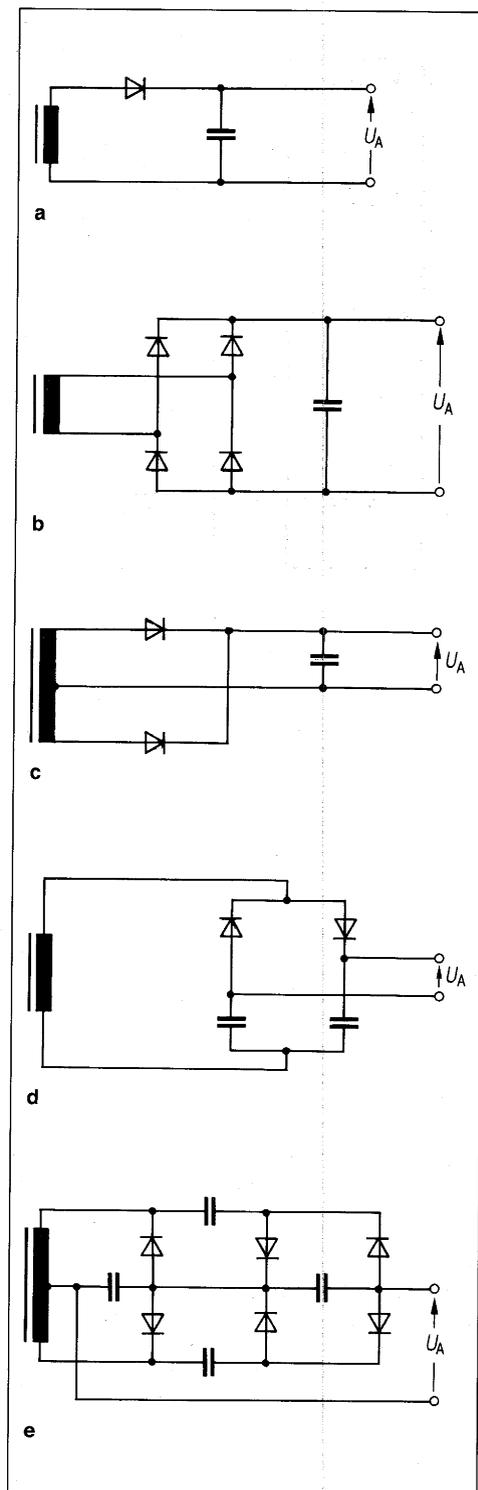
b Brückengleichrichtung

c Zweiweggleichrichtung

d Delon-Verdopplerschaltung

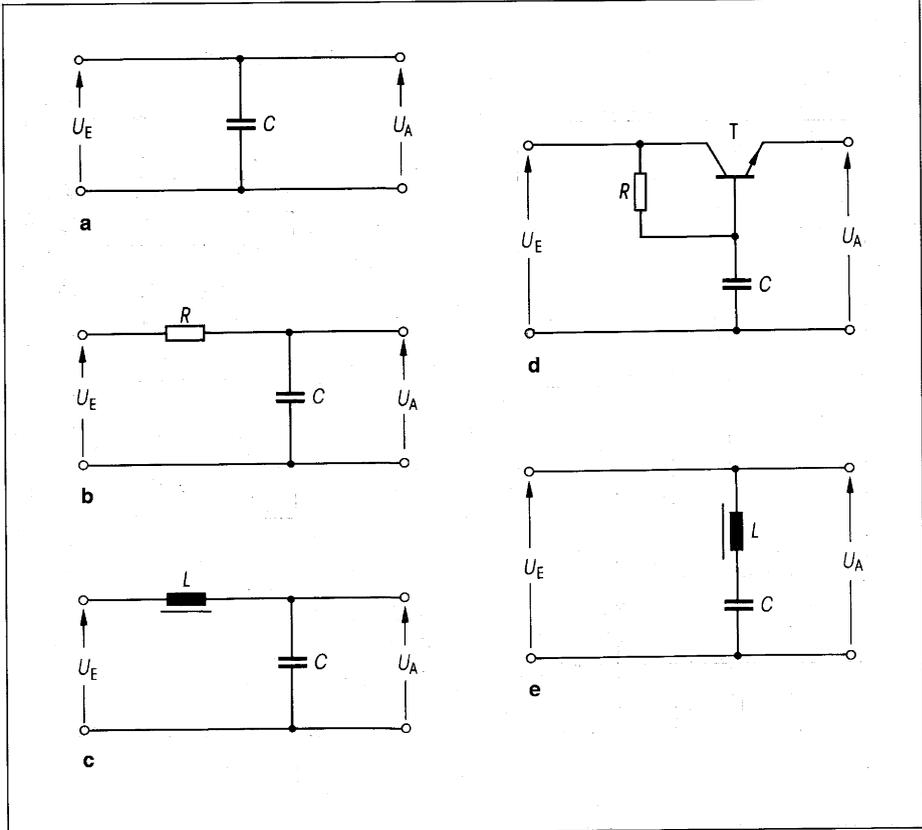
e Verdreifacherschaltung im Gegentakt

f Vervielfacherschaltung (Kaskade)



**Bild 7** Filterschaltungen für die Sekundärseite

- a Kondensator
- b RC-Filter
- c LC-Filter
- d aktives Filter
- e Serienschwingkreis



**Bild 8** Eintaktflußwandler mit Thyristor

Betriebsdaten ohne Steuerung:

$U_E = 66 \text{ V}$ ;  $I_E = 0,8 \text{ A}$ ;  $\eta = 68 \%$   
 $U_A = 18 \text{ V}$ ;  $I_A = 2 \text{ A}$

Wickeldaten:

**TR** Ringkern R58 aus Werkstoff N30 Bestell-Nr. B64290-J0040-X830

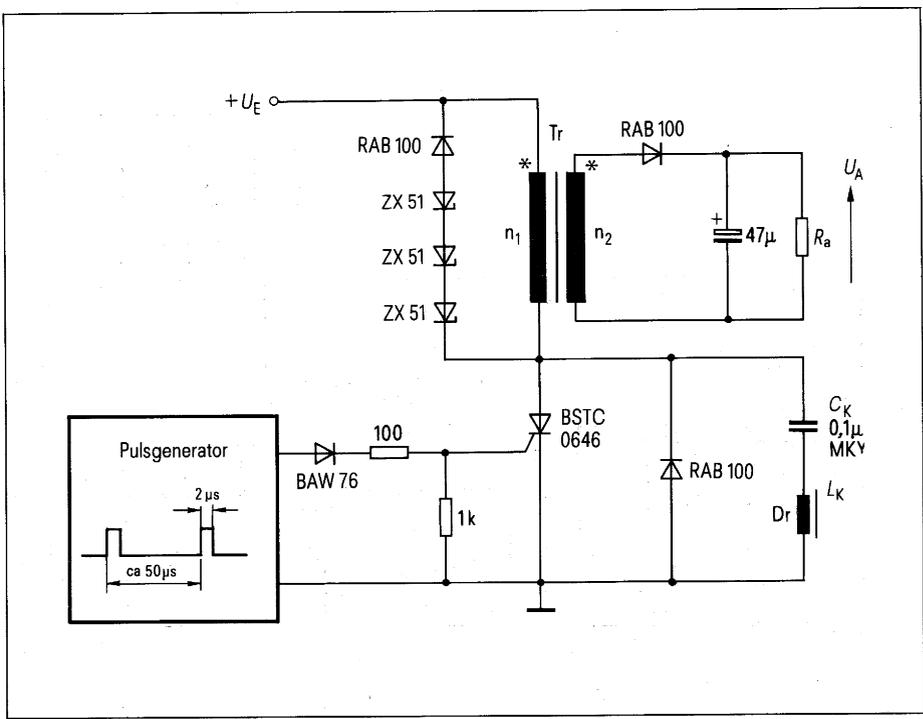
n1 215 Windungen, 0,4 CuL

n2 82 Windungen, 0,8 CuL

**L<sub>k</sub>** Schalenkern  $\varnothing 47 \times 28$ , Werkstoff N22, AL 250

Bestell-Nr. B65631-J0250-A022

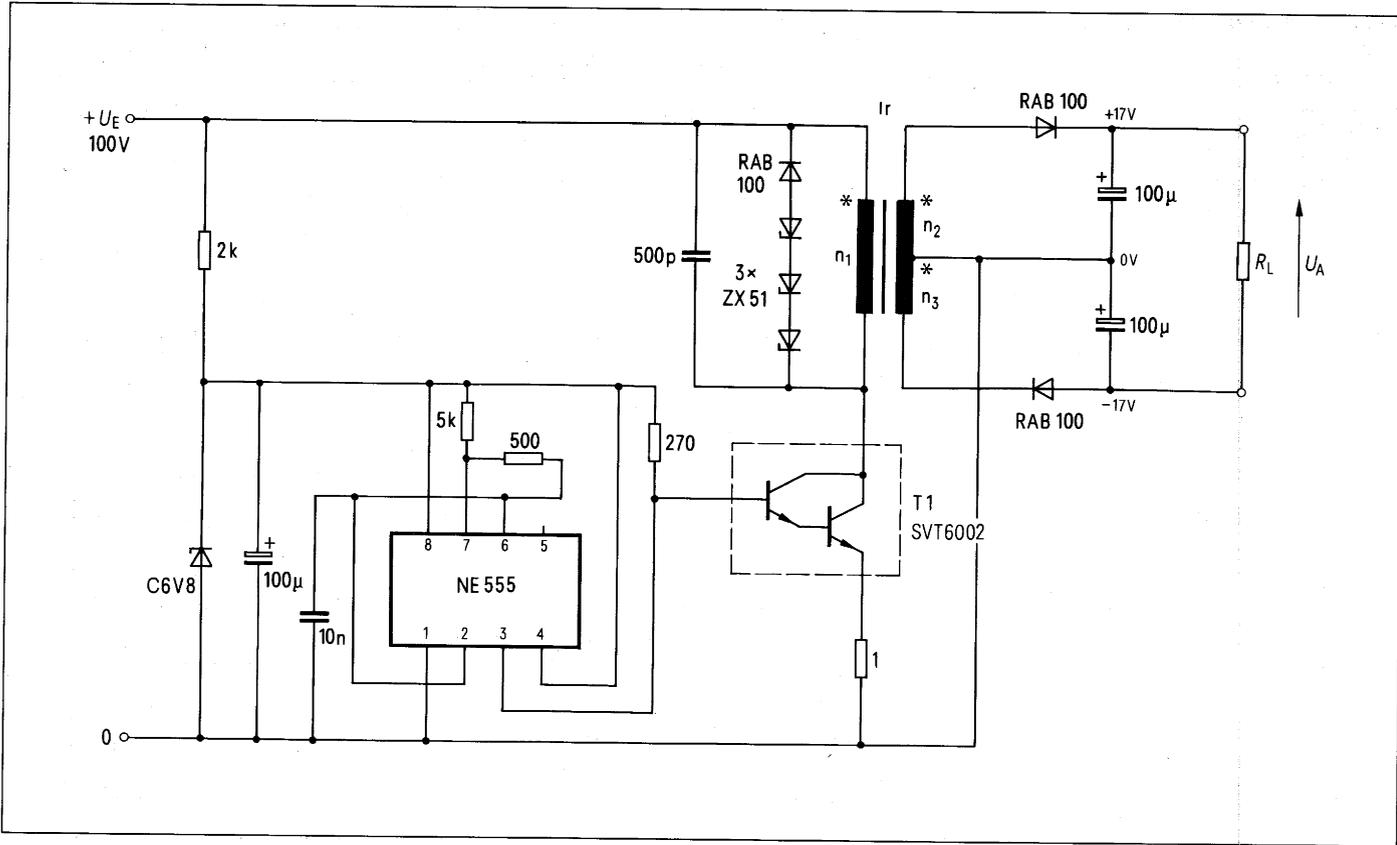
35 Windungen, 1,5 CuL



**Bild 9** Eintaktflußwandler mit Darlingtontransistor

Betriebsdaten:  
 $U_E = 100 \text{ V}$ ;  $I_E = 232 \text{ mA}$   
 $U_A = 34 \text{ V}$ ;  $I_A = 610 \text{ mA}$   
 Taktfrequenz  $7,5 \text{ kHz}$ ;  $\eta = 89 \%$

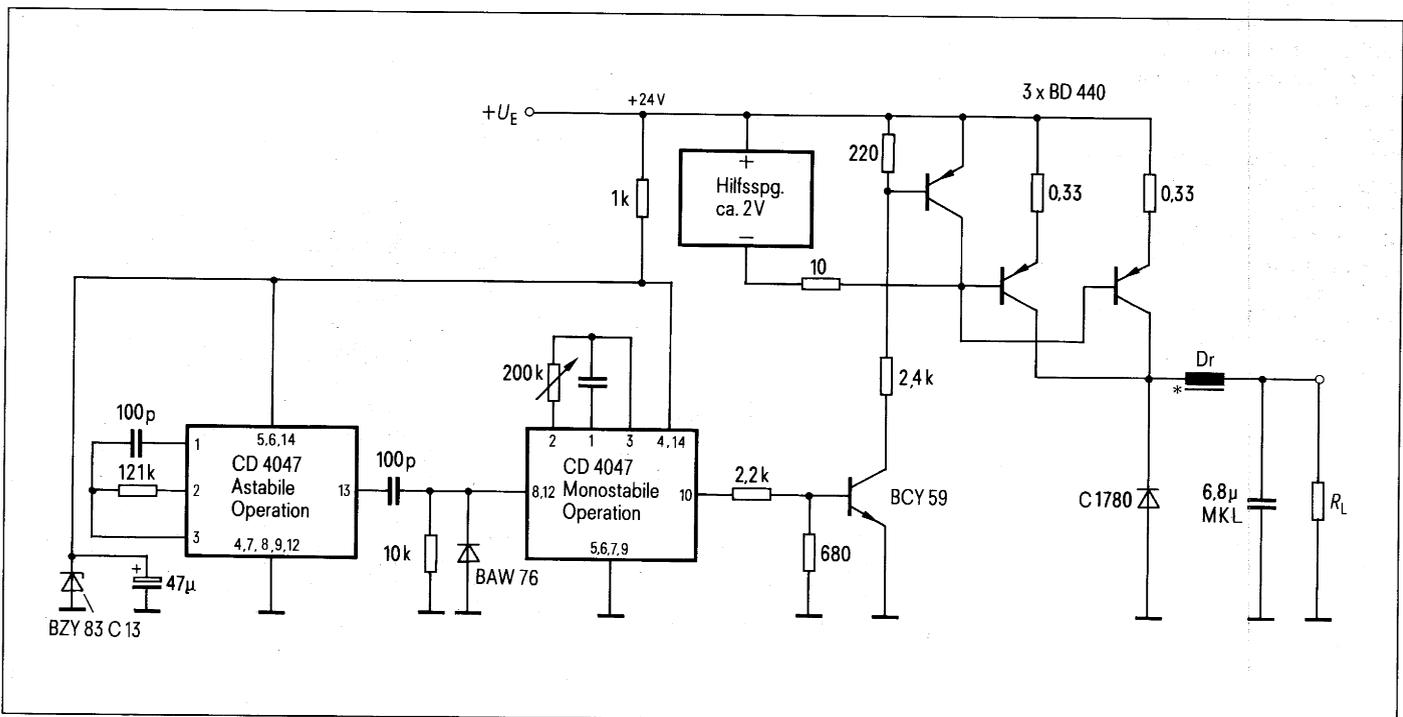
Wickeldaten:  
**TR** Ringkern R58 aus Werkstoff N30  
 Bestell-Nr. B64290-J0040-X830  
 $n_1 = 215$  Windungen,  $0,4 \text{ CuL}$   
 $n_2 = n_3 = 41$  Windungen,  $0,8 \text{ CuL}$



**Bild 10** Längsschalter mit Speicherdrossel

Betriebsdaten:  
 $U_E = 24 \text{ V}$ ;  $I_E = 1 \text{ A}$ ;  
 $U_A = 22 \text{ V}$ ;  $\eta = \text{ca. } 80 \%$

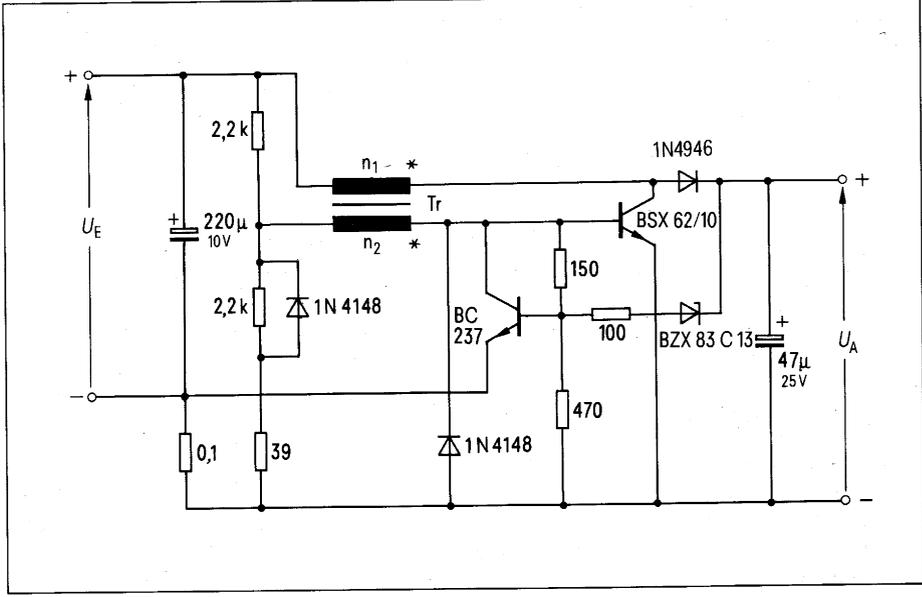
Wickeldaten:  
**Dr** E-Kern EF25 aus Werkstoff T26,  $0,5 \text{ mm}$   
 Luftspalt  
 Bestell-Nr. B66207-A0250-L026  
 $n = 20$  Windungen,  $1 \text{ CuL}$



**Bild 11** Sperrwandler mit Schalttransistor

Betriebsdaten:  
 $U_E = 2,5 \text{ bis } 5 \text{ V}$ ;  $I_{E\text{max}} = 0,8 \text{ A}$   
 $U_A = 13,6 \text{ V}$ ;  $I_A = 240 \text{ mA}$   
 $\eta$  bei Vollast ca. 80 %

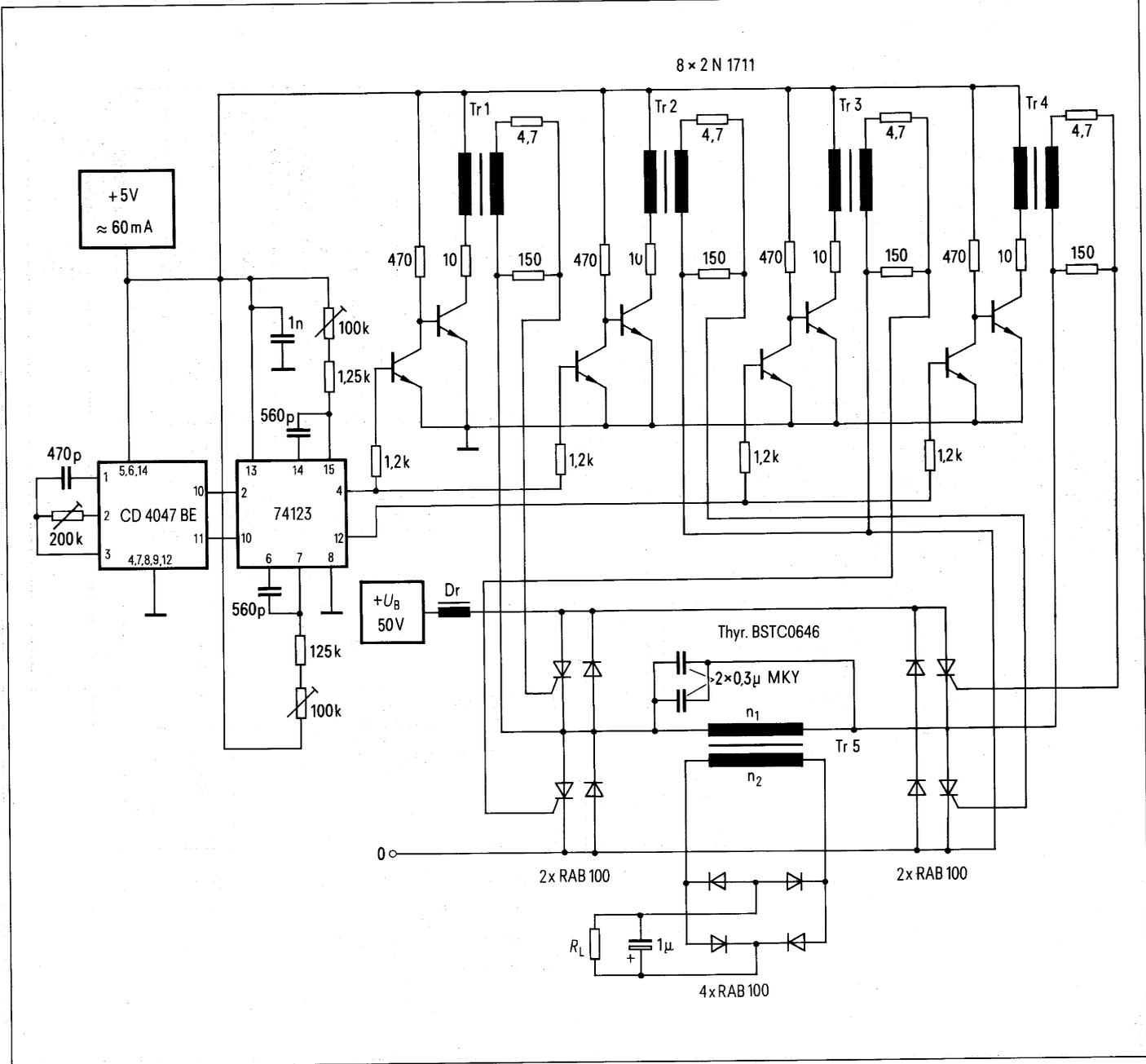
Wickeldaten:  
**TR** Schalenkern  $\varnothing 18 \times 11$  aus Werkstoff N28, AL 250  
 Bestell-Nr. B65651-N0250-A028  
 n1 20 Windungen, 0,6 CuL  
 n2 15 Windungen, 0,3 CuL



**Bild 12** Gegentakt-Parallelschwingkreiswandler

Betriebsdaten ohne Steuerung:  
 $U_E = 50 \text{ V}$ ;  $I_E = 1 \text{ A}$   
 $U_A = 430 \text{ V}$ ;  $I_A = 150 \text{ mA}$   
 Taktfrequenz 4,5 kHz;  $\eta = 78 \%$

Wickeldaten:  
**TR1 bis 4** Zündübertrager  
 ZKB 404/079-03-PF  
**TR5** PM-Kern  $\varnothing 87 \times 70$  aus Werkstoff N27  
 Bestell-Nr. B65713-A0000-R027  
 n1 52 Windungen, 1,4 CuL  
 n2 467 Windungen, 0,4 CuL  
**Dr** Luftspule 35 Windungen, 1,5 CuL  
 $L = 22,5 \mu\text{H}$ ; Windungsdurchmesser 28 mm



**Bild 13** Gegentakt-Serienschwingkreiswandler

Betriebsdaten ohne Steuerung:

$U_E = 62 \text{ V}; I_E = 1 \text{ A}$

$U_A = 520 \text{ V}; I_A = 130 \text{ mA}$

Taktfrequenz 6 kHz;  $\eta = 91,7 \%$

Wickeldaten:

**TR1 bis 4** Zündübertrager

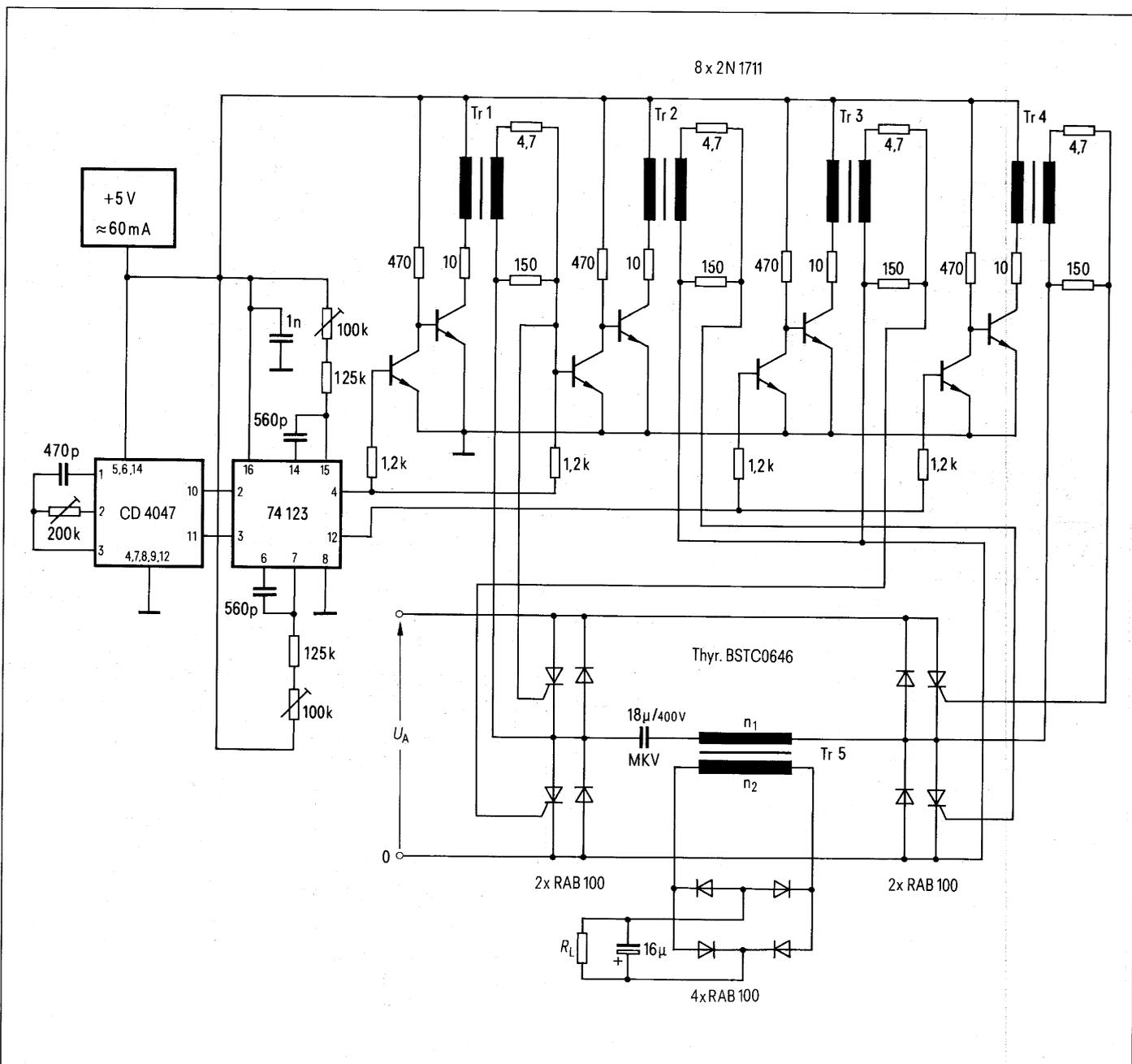
ZKB 404/079-03-PF

**TR5** PM-Kern  $\varnothing 87 \times 70$  aus Werkstoff N27

Bestell-Nr. B65713-A0000-R027

n1 52 Windungen, 1,4 CuL

n2 467 Windungen, 0,4 CuL



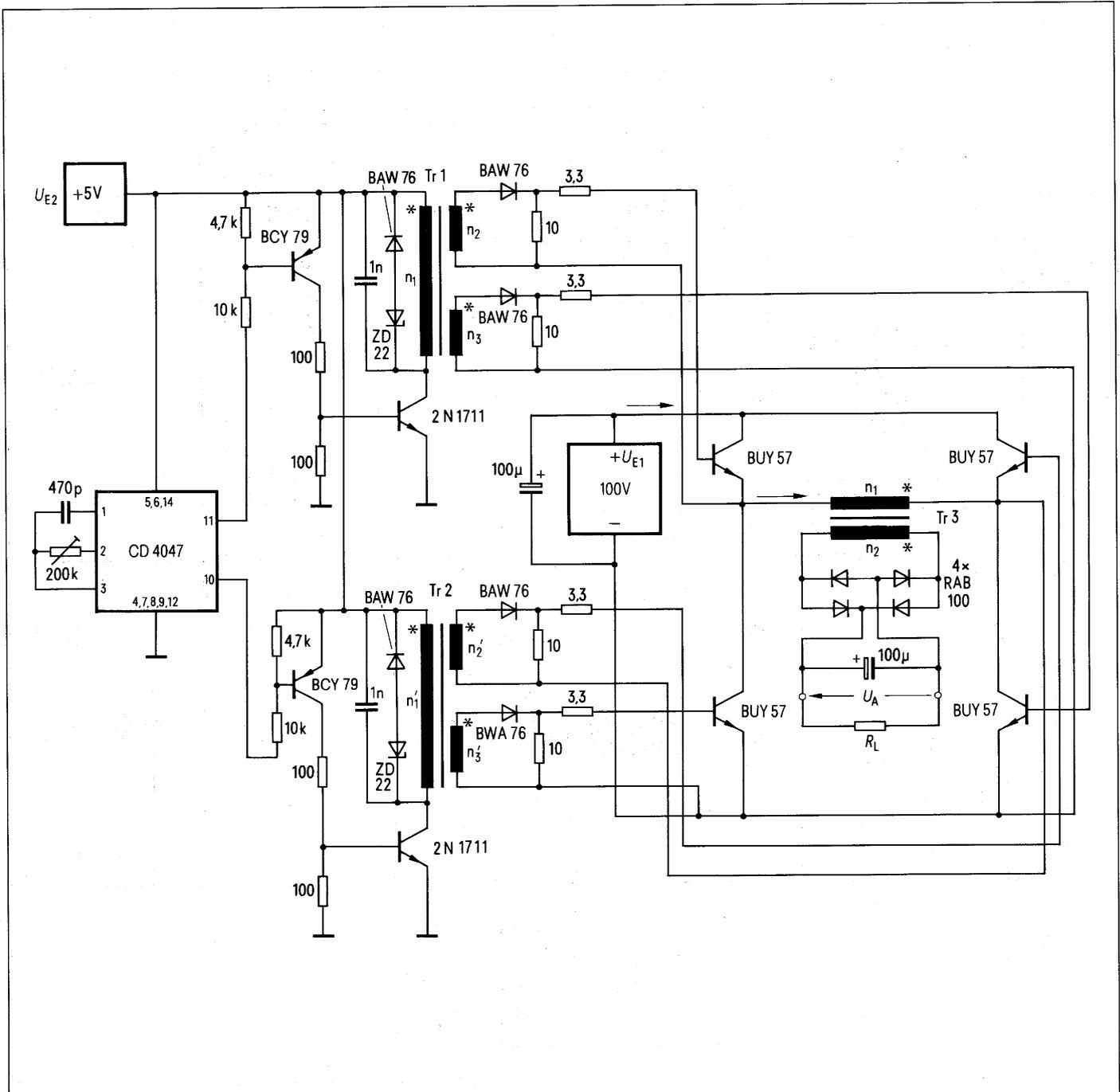
**Bild 14** Gegentaktwandler in Brückenschaltung

**Betriebsdaten:**

$U_{E1} = 100 \text{ V}; I_{E1} = 470 \text{ mA}$   
 $U_{E2} = 5 \text{ V}; I_{E2} = 400 \text{ mA}$   
 $U_A = 34 \text{ V}; I_A = 1,25 \text{ A}$   
 Taktfrequenz 12 kHz;  $\eta = 87 \%$

**Wickeldaten:**

**TR1, TR2** Schalenkern  $\varnothing 30 \times 19$  aus Werkstoff T26, AL 2000  
 Bestell-Nr. B65701-L2000-K026  
 $n_1 = n_1'$  15,5 Windungen, 0,7 CuL  
 $n_2 = n_2' = n_3 = n_3'$  8,5 Windungen, 0,7 CuL  
**TR5** Ringkern R58 aus Werkstoff N30  
 Bestell-Nr. B64290-J0040-X830  
 $n_1$  215 Windungen, 0,4 CuL  
 $n_2$  52 Windungen, 0,8 CuL



**Bild 15** Gegentaktwandler in Brückenschaltung mit Stromresonanzabstimmung

Betriebsdaten Vollast:

$$U_{E1} = 95 \text{ V}; I_{E1} = 4,8 \text{ A}$$

$$U_{E2} = 20 \text{ V}; I_{E2} = 320 \text{ mA}$$

$$U_A = 1005 \text{ V}; I = 448 \text{ mA}$$

$$P_E = 462 \text{ W}; P_A = 450 \text{ W}$$

Taktfrequenz 5 kHz;  $\eta = 97,3 \%$

Leerlauf:

$$U_E = 63 \text{ V}; I_E = 150 \text{ mA}$$

$$U_A = 1005 \text{ V};$$

Um  $U_A$  konstant zu halten, muß  $U_E$  auf 63 V abgesenkt werden.

Wickeldaten:

**TR1, TR2** Schalenkern  $\varnothing 30 \times 19$  aus Werkstoff T26, AL 2000

Bestell-Nr. B65701-L2000-K026

$n_1 = n_1'$  15,5 Windungen, 0,7 CuL

$n_2 = n_2' = n_3 = n_3'$  8,5 Windungen, 0,7 CuL

**TR3** PM-Kern  $\varnothing 114 \times 93$  aus Werkstoff N27

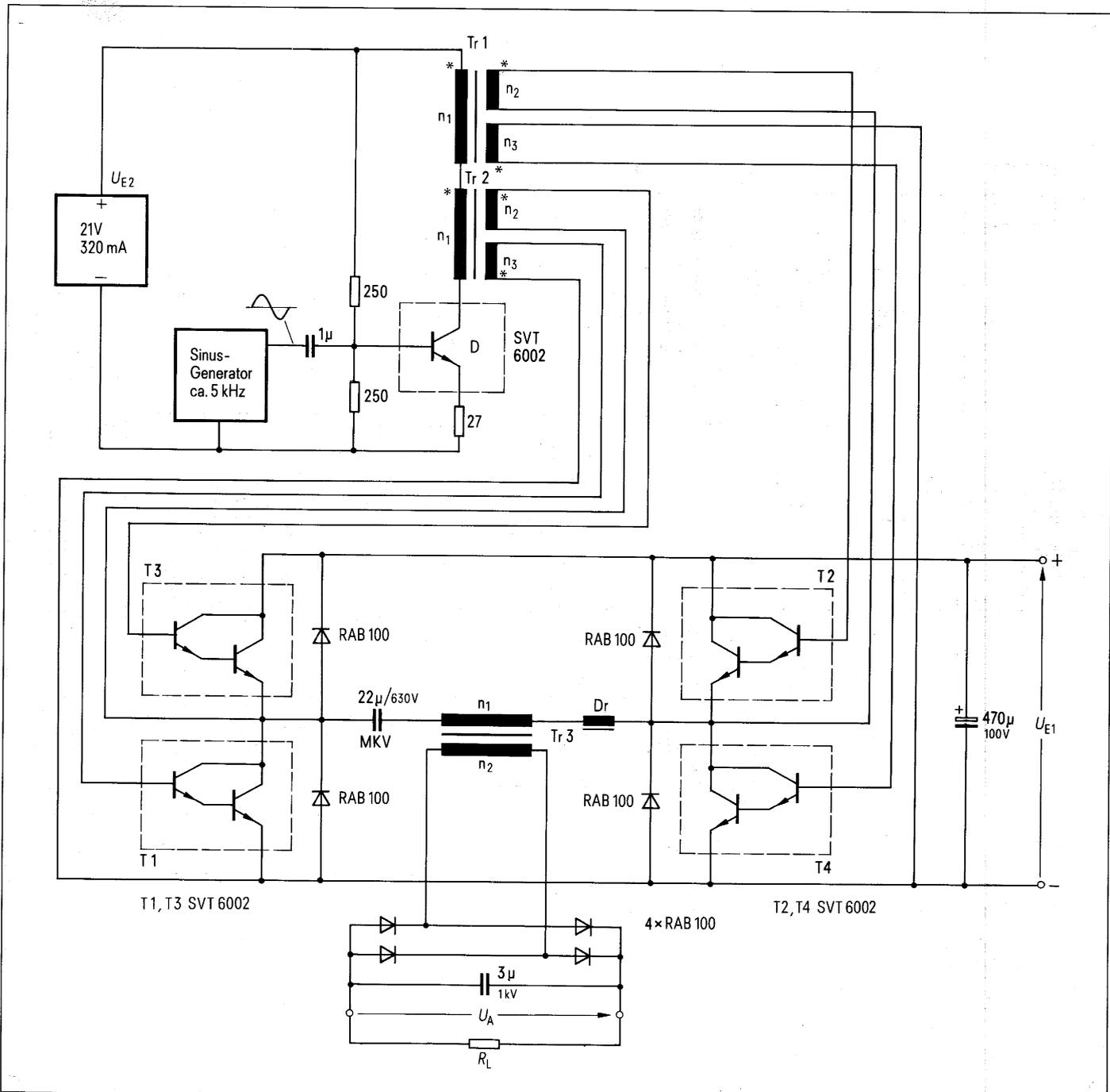
Bestell-Nr. B65733-A0000-R027

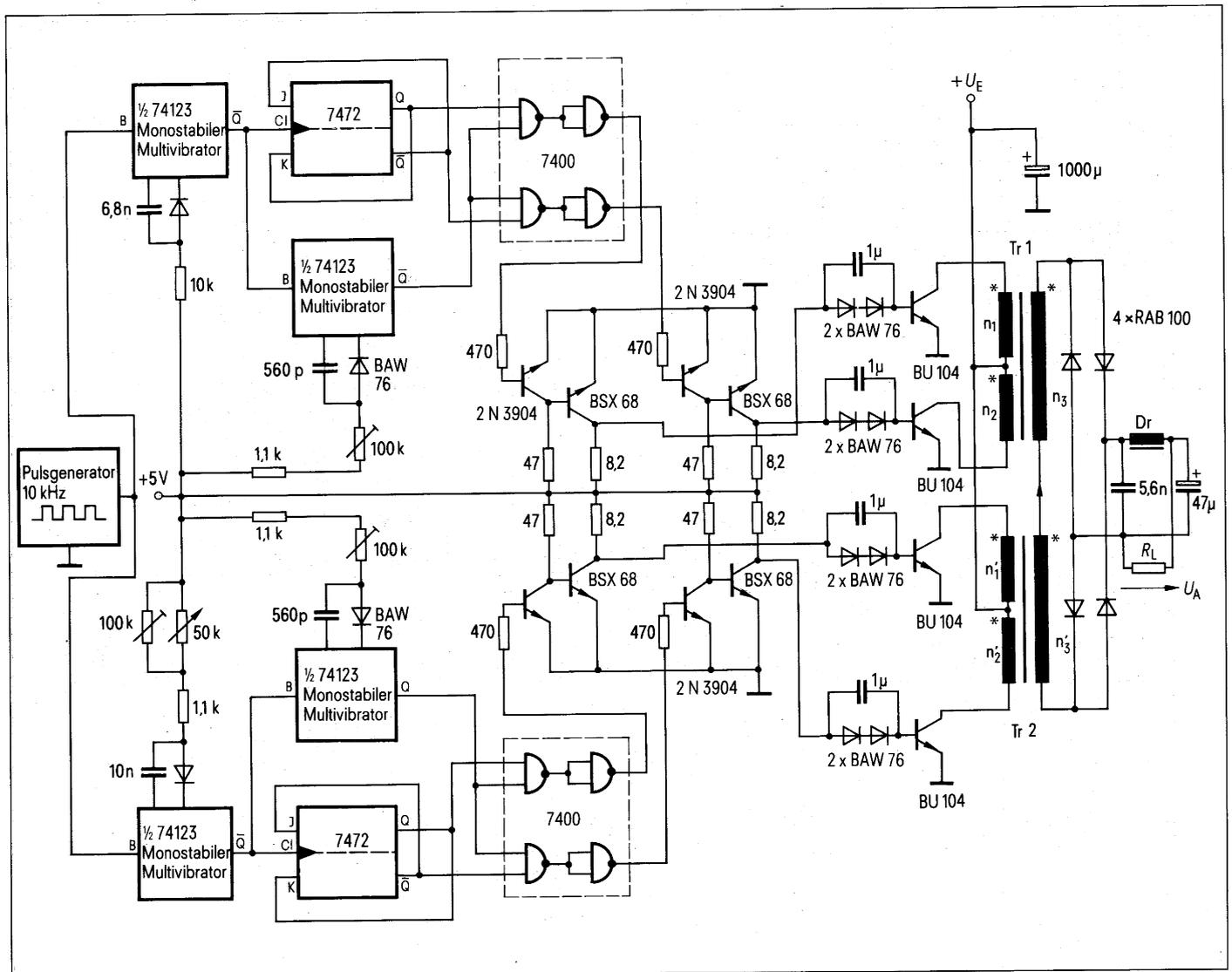
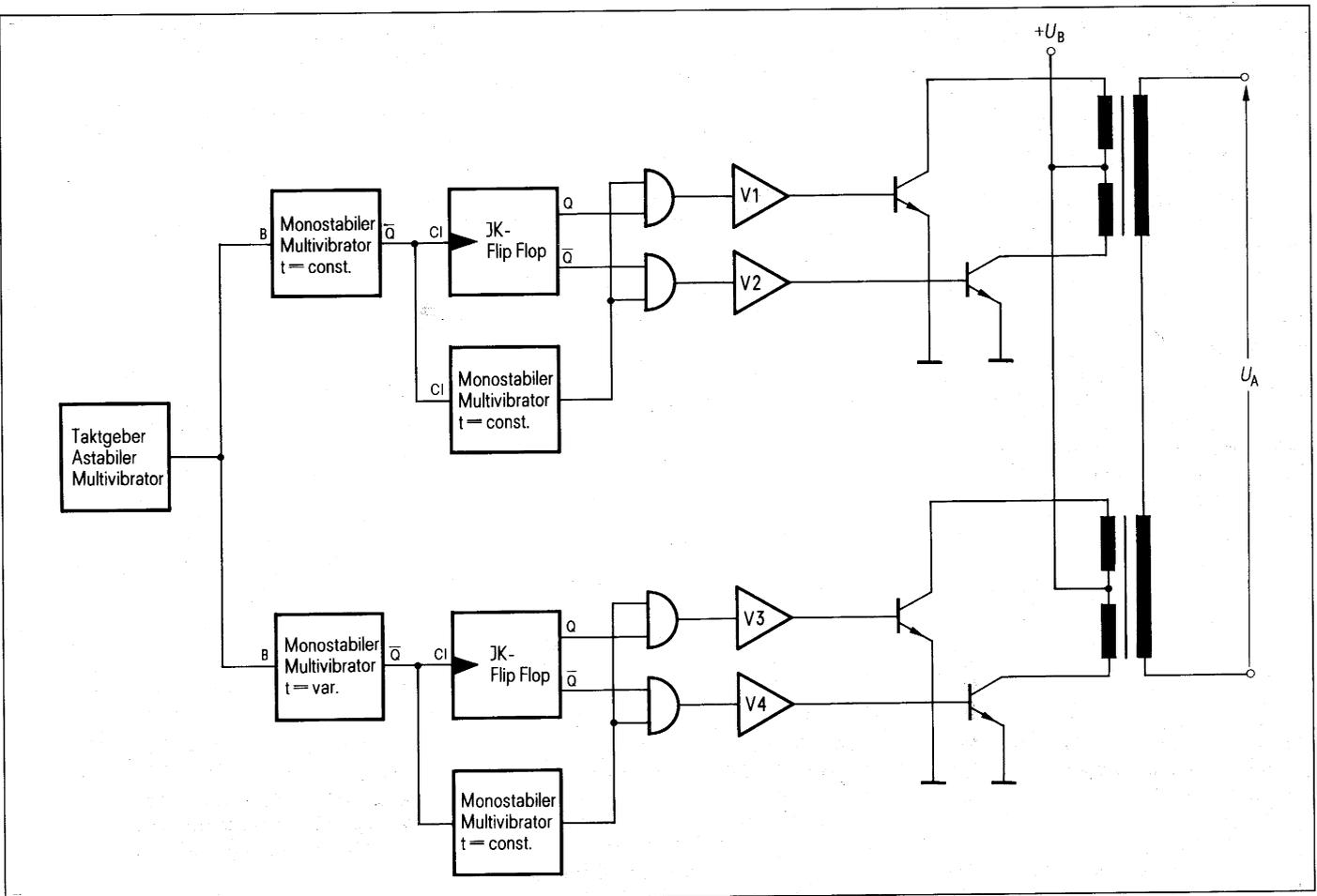
$n_1$  16 Windungen, 3 CuL

$n_2$  171 Windungen, 1,6 CuL

**D** Luftspule 35 Windungen, 1,5 CuL

$L = 22,5 \mu\text{H}$ ; Windungsdurchmesser 28 mm





**Bild 16** Zwei Gegentaktwandler mit zwei Transformatoren

Betriebsdaten ohne Steuerung:

Vollast:

$U_E = 20 \text{ V}; I_E = 810 \text{ mA}; P_E = 16,2 \text{ W}$

25 % Last,  $\Delta 90^\circ$  Phasenverschiebung

$\Delta 90^\circ$  Phasenverschiebung

$U_E = 20 \text{ V}; I_E = 227 \text{ mA}; P_E = 4,55 \text{ W}$

$U_A = 42,75 \text{ V}; I_A = 88 \text{ mA}; P_A = 3,8 \text{ W}$

Leerlauf  $\Delta 180^\circ$  Phasenverschiebung

$U_E = 20 \text{ V}; I_E = 10,6 \text{ mA}; P_E = 0,2 \text{ W}$

$U_A = 0$

Wickeldaten:

**TR1, TR2** Ringkern R58 aus Werkstoff N30

Bestell-Nr. B64290-J0040-X830

$n_1 = n_1' = n_2 = n_2'$  40 Windungen, 1 CuL

$n_3 = n_3'$  93 Windungen, 0,7 CuL

**D** PM-Kern  $\varnothing 87 \times 70$  aus Werkstoff N27

Bestell-Nr. B65713-A0000-R027

104 Windungen, 0,7 CuL

**Bild 17** Kombination eines Längswandlers mit einem Gegentaktwandler

Betriebsdaten:

$U_E = 24 \text{ V}; I_E = 1 \text{ A}$

$U_A = 2000 \text{ V}; I_A = 9 \text{ mA}; \eta = 75 \%$

Taktfrequenz Längswandler 34 kHz

Taktfrequenz Gegentaktwandler 17 kHz

Wickeldaten:

**TR1** E-Kern EF25 aus Werkstoff T26,

0,5 mm Luftspalt

Bestell-Nr. B66207-A0250-L026

$n_1 = n_2$  20 Windungen, 1 CuL

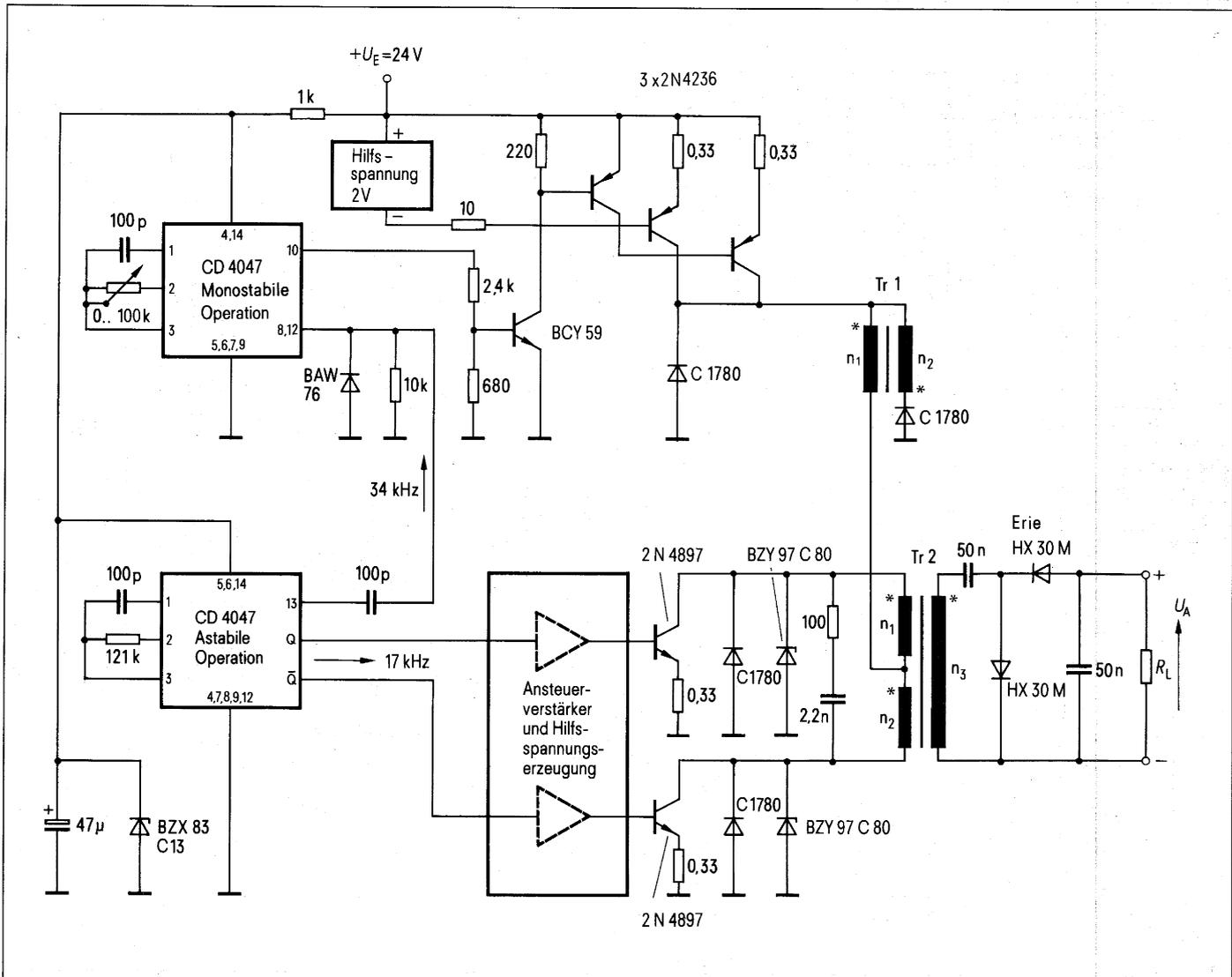
**TR2** RM14-Kern aus Werkstoff N27,

ohne Luftspalt

Bestell-Nr. B65887-A0000-R027

$n_1 = n_2$  15 Windungen, 0,5 CuL

$n_3$  1100 Windungen, 0,01 CuL



**Tabelle 1**

Getaktete Gleichspannungswandler:  
 Bewertung der Wandlerarten  
 und Schaltungsvarianten  
 anhand der Beanspruchungs-  
 und Auswahlkriterien

	Thyristorschaltungen						Transistorschaltungen							
	Gegentakt-Parallelschwingkreiswandler	Eintakt-Sperrwandler	Eintakt-Flußwandler	Gegentaktwandler, Trafo mit Mittelanzapfung	Gegentaktwandler in Brückenschaltung	Gegentaktwandler mit zwei Versorgungsspannungen	Gegentaktwandler in Brückenschaltung und Stufe mit Sinusansteuerung	Eintakt-Sperrwandler	Eintakt-Flußwandler	Längsschalter mit Speicherdrossel	Gegentaktwandler, Trafo mit Mittelanzapfung	Gegentaktwandler in Brückenschaltung	Gegentaktwandler mit zwei Versorgungsspannungen	Gegentaktwandler mit Komplementär-Transistoren
Prinzipschaltung Bild	1a	1b	1c	1d	1e	1f	2a	2b	2c	2d	2e	2f	2g	2h
<b>Beanspruchungskriterien</b>														
Schaltspitzenbelastung	5	1	3	4	4	4	5	1	3	4	3	4	4	4
Durchlaßverluste	3	1	2	4	4	4	3	2	3	4	5	5	5	5
Spannungsbeanspruchung	3	1	1	3	5	3	3	1	1	3	2	5	3	5
Strombeanspruchung	2	1	2	4	4	4	3	1	2	4	5	5	5	5
Tastgrad	4	1	1	4	4	4	5	2	2	3	5	5	5	5
Schalteanzahl	4	5	5	4	3	4	4	5	5	5	4	3	4	3
Trafoausnutzung	4	2	2	3	5	5	4	2	2	3	3	5	5	5
Ansteuerkomplexität	1	4	5	4	2	3	3	4	5	5	4	3	4	3
Leerlaufestigkeit	1	1	1	1	1	1	5	1	3	3	5	5	5	5
Kurzschlußfestigkeit	1	5	1	2	2	2	1	5	3	5	3	3	3	3
<b>Auswahlkriterien</b>														
Resonanzabstimmung	1	1	1	4	4	4	1	1	1	1	4	5	5	5
Zuverlässigkeit	4	3	4	4	5	5	2	3	3	3	3	4	4	4
Gewicht/Volumen	3	2	2	3	4	4	3	3	3	3	4	5	5	5
Wirkungsgrad	3	2	3	3	3	4	1	2	2	4	4	5	5	5
Elektromagnetische Einflüsse	4	1	2	3	3	3	5	1	2	2	3	4	4	4
Schaltfrequenz	2	2	2	2	2	2	5	4	4	5	5	5	5	5
Ausnutzung der Grenzfrequenzen	3	2	2	3	4	4	3	2	2	2	4	5	4	4
Filteraufwand	4	1	1	3	4	4	5	2	2	2	5	5	5	5
Regelbarkeit	1	4	4	4	4	4	1	5	5	5	4	4	4	4
Realisierungsaufwand	2	5	4	3	2	2	2	5	5	5	4	3	3	3
Bewertung Beispiel 1	73	53	62	85	96	100	67	63	65	75	102	121	118	118
Bewertung Beispiel 2	72	70	74	86	92	95	73	83	86	94	107	118	115	115

**Tabelle 2**

Vergleich und Bewertung der sekundärseitigen Gleichrichter-Grundsaltungen

- a) Einweggleichrichtung
- b) Brückengleichrichtung
- c) Zweiweggleichrichtung mit Mittelanzapfung
- d) Delon-Verdopplerschaltung
- e) Verdreifacherschaltung im Gegentakt
- f) Vervielfacherschaltung (Kaskade)

Transistor-Thyristor-Kombinationen (Thyristor abschaltbar)						mehrphasige Systeme			Beispiele	
Gegentakt-Parallelschwingkreiswandler	Eintakt-Sperrwandler	Eintakt-Flußwandler	Gegentaktwandler, Trafo mit Mittelanzapfung	Gegentaktwandler in Brückenschaltung	Gegentaktwandler mit zwei Versorgungsspannungen	3 x Gegentaktwandler in Brückenschaltung mit Sinusansteuerung und Dreiphasen-Trafo	Eintakt-Flußwandler, zwei getrennte Trafos	Eintakt-Flußwandler, zwei getrennte Trafos	Bewertungsfaktor für	
3a	3b	3c	3d	3e	3f	4a	4b	4c	Beispiel 1	Beispiel 2
5	1	3	4	4	4	5	3	3		
2	1	2	3	3	3	3	2	4		
5	2	2	3	5	3	3	1	4		
3	1	2	4	4	4	3	4	5		
4	1	1	4	4	4	4	3	4		
2	4	4	3	1	4	1	4	3		
4	2	2	4	5	5	4	2	4		
2	3	3	2	1	3	1	3	2		
3	1	1	5	5	5	5	2	2		
1	5	2	2	2	2	1	2	2		
1	1	1	4	5	5	1	1	4	4	1
3	4	3	3	3	4	2	3	4	4	2
4	2	2	3	4	4	1	3	3	3	3
1	2	2	3	4	4	1	3	5	4	3
4	1	2	3	4	4	5	2	4	2	3
3	3	3	4	4	4	5	3	4	2	2
4	2	2	4	5	5	3	3	4	3	3
4	1	1	4	4	4	4	3	3	2	2
1	5	5	3	3	3	1	4	4	1	4
1	4	4	2	2	2	1	2	2	1	4
68	59	57	88	104	108	58	68	101		
68	74	75	85	98	100	52	76	98		

	a	b	c	d	e	f
Stromflußwinkel	1	5	5	5	5	5
Übertragerausnutzung	1	5	3	5	5	5
Übertragerverluste	1	5	3	5	4	4
Siebaufwand	1	5	5	2	1	1
Diodenaufwand	5	2	4	4	1	2
Innenwiderstand	1	5	4	2	1	1
Gesamtpunkte	10	27	24	23	17	18

**Tabelle 3**

Kombinationsmöglichkeiten der Gleichrichter-Grundsaltungen mit den Wandlerarten

Gleichrichter-Grundsaltungen nach Tabelle 2 bzw. Bild 6	Wandlergrundsaltungen nach Tabelle 1																						
	1a	1b	1c	1d	1e	1f	2a	2b	2c	2d	2e	2f	2g	2h	3a	3b	3c	3d	3e	3f	4a	4b	4c
Einweggleichrichtung (Bild 6a)	-	x	x	-	-	-	-	x	x	x	-	-	-	-	-	x	x	-	-	-	-	-	-
Brückengleichrichtung (Bild 6b)	x	-	-	x	x	x	x	-	-	-	-	x	x	x	x	-	-	-	x	x	x	-	x
Zweiweggleichrichtung mit Mittelanzapfung (Bild 6c)	x	-	-	x	x	x	x	-	-	-	x	x	x	x	x	-	-	x	x	x	-	x	-
Delon-Verdopplerschaltung (Bild 6d)	o	-	-	x	x	x	x	-	-	-	x	x	x	x	o	-	-	x	o	o	-	-	-
Verdreifacherschaltung im Gegentakt (Bild 6e)	o	-	-	x	o	o	x	-	-	-	o	x	x	x	o	-	-	x	o	o	-	-	-
Vervielfacherschaltung (Kaskade) (Bild 6f)	o	-	-	-	o	o	x	-	-	-	-	x	x	x	o	-	-	-	o	o	-	-	-

- x geeignet
- o bedingt geeignet
- nicht geeignet

**Tabelle 4**

Kombinationsmöglichkeiten von Wandler- und Filterkonzepten

Filterschaltung nach Bild 7	Wandlergrundsaltungen nach Tabelle 1																						
	1a	1b	1c	1d	1e	1f	2a	2b	2c	2d	2e	2f	2g	2h	3a	3b	3c	3d	3e	3f	4a	4b	4c
Kondensator (Bild 7a)	x	x	-	x	x	x	x	x	-	x	x	x	x	x	x	x	-	x	x	x	x	-	-
RC-Filter (Bild 7b)	-	o	x	x	x	x	x	-	x	o	x	x	x	x	-	o	x	x	x	x	x	x	x
LC-Filter (Bild 7c)	o	o	x	x	x	x	o	-	x	-	x	x	x	x	o	o	x	x	x	x	-	x	x
aktives Filter (Bild 7d)	o	o	-	o	o	o	o	o	-	-	o	o	o	o	o	o	-	o	o	o	o	-	-
Serienschwingkreis (Bild 7e <sup>1)</sup> )	o	o	-	o	o	o	o	o	-	x	o	o	o	o	o	o	-	o	o	o	o	-	-

- x geeignet
- o nur in Verbindung mit vorgeschaltetem Kondensator (Filterschaltung Bild 7a)
- nicht geeignet

<sup>1)</sup> Hohe Stabilitätsanforderungen an Wandler- und Filterfrequenz

# Unsere Geschäftsstellen

## Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG  
Salzufer 6-8  
Postfach 11 05 60  
**1000 Berlin 11**  
☎ (030) 39 39-1, ☐ 1 83 766

Siemens AG  
Contrescarpe 72  
Postfach 10 78 27  
**2800 Bremen 1**  
☎ (0421) 3 64-1, ☐ 2 45 451

Siemens AG  
Lahnweg 10  
Postfach 11 15  
**4000 Düsseldorf 1**  
☎ (0211) 30 30-1, ☐ 8 581 301

Siemens AG  
Gutleutstraße 31  
Postfach 41 83  
**6000 Frankfurt 1**  
☎ (0691) 2 62-1, ☐ 4 14 131

Siemens AG  
Lindenplatz 2  
Postfach 10 56 09  
**2000 Hamburg 1**  
☎ (040) 2 82-1, ☐ 2 162 721

Siemens AG  
Am Maschpark 1  
Postfach 53 23  
**3000 Hannover 1**  
☎ (0511) 1 99-1, ☐ 9 22 333

Siemens AG  
N 7, 18 (Siemenshaus)  
Postfach 20 24  
**6800 Mannheim 1**  
☎ (0621) 2 86-1, ☐ 4 62 261

Siemens AG  
Richard-Strauss-Straße 76  
Postfach 20 21 09  
**8000 München 2**  
☎ (089) 92 21-1, ☐ 5 29 421

Siemens AG  
Von-der-Tann-Straße 30  
Postfach 48 44  
**8500 Nürnberg 1**  
☎ (0911) 6 54-1, ☐ 6 22 251

Siemens AG  
Martin-Luther-Straße 25  
Postfach 3 59  
**6600 Saarbrücken 3**  
☎ (0681) 30 08-1, ☐ 4 421 431

Siemens AG  
Geschwister-Scholl-Straße 24  
Postfach 1 20  
**7000 Stuttgart 1**  
☎ (0711) 20 76-1, ☐ 7 23 941

Siemens Bauteile Service  
Gründlacher Straße 260  
Postfach 146  
**8510 Fürth-Bislohe**  
☎ (0911) 30 01-1, ☐ 623 818

## Europa

### Belgien

Siemens S.A.  
chaussée de Charleroi 116  
**B-1060 Bruxelles**  
☎ (02) 5 37 31 00, ☐ 21 347

### Bulgarien

RUEN,  
Technisches Beratungsbüro  
der Siemens Aktiengesellschaft  
uliza Nikolai Gogol 5,  
agal Boulevard Lenin  
**BG-1504 Sofia**  
☎ 45 70 82, ☐ 22 763

### Dänemark

Siemens A/S  
Borupvang 3  
**DK-2750 Ballerup**  
☎ (02) 65 65 65, ☐ 35 313

### Finnland

Siemens Osakeyhtiö  
Mikonkatu 8  
Fack 8  
**SF-00101 Helsinki 10**  
☎ (90) 16 26-1, ☐ 12 465

### Frankreich

Siemens Société Anonyme  
39-47, boulevard Ornano  
B.P. 109  
**F-93203 Saint-Denis CEDEX 1**  
☎ (16-1) 8 20 61 20, ☐ 620 853

### Griechenland

Siemens Hellas E.A.E.  
Voulas 7  
P.O.B. 601  
**Athen 125**  
☎ (021) 32 93-1, ☐ 2 16 291

### Großbritannien

Siemens Limited  
Siemens House  
Windmill Road  
**Sunbury-on-Thames**  
Middlesex TW 16 7HS  
☎ (09327) 85 691, ☐ 89 51 091

### Irland

Siemens Limited  
8, Raglan Road  
**Dublin 4**  
☎ (01) 68 47 27, ☐ 5341

### Island

Smith & Norland H/F  
Nóatún 4  
P.O.B. 519  
**Reykjavik**  
☎ 2 83 22, ☐ 2055

### Italien

Siemens Elettra S.p.A.  
Via Fabio Filzi, 25/A  
Casella Postale 41 83  
**I-20124 Milano**  
☎ (02) 62 48, ☐ 36 261

### Jugoslawien

Generalexport  
Masarikova 5/XV  
Postanski fah 223  
**VU-11001 Beograd**  
☎ (011) 68 48 66, ☐ 11 287

### Luxemburg

Siemens Société Anonyme  
17, rue Glesener  
B.P. 1701  
**Luxembourg**  
☎ 4 97 11-1, ☐ 3430

### Niederlande

Siemens Nederland N.V.  
Wilhelmina van Pruisenweg 26  
Postbus 16068  
**Den Haag 2500**  
☎ (070) 78 27 82, ☐ 31 373

### Norwegen

Siemens A/S  
Østre Aker vei 90  
Postboks 10, Veitvet  
**N-050 Oslo 5**  
☎ (02) 15 30 90, ☐ 18 477

### Österreich

Siemens Aktiengesellschaft  
Österreich  
Apostelgasse 12  
Postfach 326  
**A-1031 Wien**  
☎ (0222) 72 93-0, ☐ 11 866

## Polen

PHZ Transactor S.A.  
ul. Stawki 2  
P.O.B. 2765  
**PL-00-950 Warszawa**  
☎ 39 89 10, ☐ 81 32 288

## Portugal

Siemens S.A.R.L.  
Avenida Almirante Reis, 65  
Apartado 1380  
**Lisboa 1**  
☎ (019) 53 88 05, ☐ 12 563

## Rumänien

Siemens birou  
de consultații tehnice  
Strada Edgar-Quinet 1  
**R-7 Bucuresti 1**  
☎ 15 18 25, ☐ 11 473

## Schweden

Siemens Aktiebolag  
Avd. elektronikkomponenter  
Norra Stationsgatan 69  
**Stockholm**  
(Fack, S-104 35 Stockholm)  
☎ (08) 24 17 00, ☐ 116 72

## Schweiz

Siemens-Albis AG  
Freilagerstraße 28  
Postfach  
**CH-8047 Zürich**  
☎ (01) 2 47 31 11, ☐ 52 131

## Spanien

Siemens S.A.  
Sede Central  
Ornese, 2  
Apartado 155  
**Madrid 20**  
☎ (91) 4 55 25 00, ☐ 27 769

## Tschechoslowakei

EFKTIM,  
Technisches Büro Siemens AG  
Anglická ulice 22  
P.O.B. 1087  
**CS-120000 Praha 2**  
☎ 25 84 17, ☐ 122 389

## Türkei

Elektrik Tesiat ve Mühendislik A.Ş.  
Mecidiyeköy Mebusan Caddesi,  
55/35, Fındıklı  
P.K. 64, Tophane  
**Istanbul**  
☎ 45 20 90, ☐ 22 290

## Ungarn

Intercooperation AG,  
Siemens Kooperationsbüro  
Böszörményi út 9-11  
P.O.B. 1525  
**H-1126 Budapest**  
☎ (01) 15 49 70, ☐ 224 133

## Union der Sozialistischen Sowjetrepubliken

Vertretung der Siemens AG  
Kursowskoj Pereulok, Dom 1/1,  
Kwartira 4,  
Metod Sojmonowskij Projezd  
Postf. 77, Internationales Postamt  
**SU-Moskau G 34**  
☎ 2 02 77 11, ☐ 7413

## Afrika

### Ägypten

Siemens Resident Engineers  
6, Salah El Din Street, Zamalek  
P.O.B. 775  
**Cairo**  
☎ 81 72 28, ☐ 321

### Algerien

Siemens Algérie S.A.R.L.  
3, Viaduc du Duc des Cars  
B.P. 224, Alger-Gare  
**Alger**  
☎ 63 95 47/51, ☐ 52 817

### Äthiopien

Siemens Ethiopia Ltd.  
Ras Bitwoded Makonen Building  
P.O.B. 5505  
**Addis Ababa**  
☎ 15 15 99, ☐ 21 052

### Libyen

Assem Azzabi  
17, 1st September Street,  
Tariq Building  
P.O.B. 2583  
**Tripoli**  
☎ 4 15 34, ☐ 20 029

## Marokko

SETEL S.A.  
km 1, Route de Rabat  
**Casablanca-Ain Sebâa**  
☎ 35 10 25, ☐ 21 914

## Nigeria

Siemens Nigeria Limited  
Industrial Estate 3 f,  
Block A  
P.O.B. 304  
**Lagos (Oshodi)**  
☎ 4 19 20, ☐ 21 357

## Südafrika

Siemens Limited  
Siemens House,  
Corner Wolmarans and  
Bicard Streets, Braamfontein  
P.O.B. 45 83  
**Johannesburg 2000**  
☎ (011) 7 15 91 11, ☐ 58-7721

## Sudan

National Electrical  
& Commercial Company  
Murad Sons Building,  
Bariaman Street  
P.O.B. 12 02  
**Khartoum**  
☎ 8 08 18, ☐ 642

## Tunesien

Sitelec S.A.,  
Société d'Importation  
et de Travaux d'Electricité  
26, Avenue Farhat Hached  
**Tunis**  
☎ 24 28 60, ☐ 12 326

## Zaire

Siemens Zaire S.P.R.L.  
1222, Avenue Tombalbaye  
B.P. 98 97  
**Kinshasa 1**  
☎ 2 26 08, ☐ 21 377

## Amerika

### Argentinien

Siemens Sociedad Anónima  
Avenida Pte. Julio A. Roca 516  
Casilla Correo Central 12 32  
**RA-1067 Buenos Aires**  
☎ 30 04 11, ☐ 121 812

### Bolivien

Sociedad Comercial e Industrial  
Hansa Limitada  
Calle Mercado esquina Yanacocho  
Cajon Postal 14 02  
**La Paz**  
☎ 5 44 25, ☐ 5261

### Brasilien

ICOTRON S.A., Indústria de  
Componentes Eletrônicos  
Avenida Mutinga, 3716  
Caixa Postal 1375  
**BR-05110 São Paulo 1**  
☎ (011) 2 61 02 11  
☐ 11-23 633, 11-23 641

### Chile

Gildemeister S.A.C.,  
Area Siemens  
Amanátegui 178  
Casilla 99-D  
**Santiago de Chile**  
☎ 8 25 23,  
☐ TRA SGO 392, TDE 40 588

### Ecuador

Siemens S.A.  
Avenida América y  
Hernández Girón s/n.,  
Sector 28  
Casilla 35 80  
**Quito**  
☎ 24 53 63, ☐ 22 190

### Kanada

Siemens Electric Limited  
Montreal Office  
7300 Trans-Canada Highway  
P.O.B. 7300  
**Pointe Claire, Québec H9R 4R6**  
☎ (514) 6 95 73 00,  
☐ 05-822 778

### Kolumbien

Siemens S.A.  
Carrera 65, No. 11-83  
Apartado Aéreo 8 01 50  
**Bogotá 6**  
☎ 61 04 77, ☐ 44 750

## Mexico

Siemens S.A.  
Poniente 116, No. 590  
Apartado Postal 1 50 64  
**México 15, D.F.**  
☎ 5 67 07 22, ☐ 1772 700

## Uruguay

Conatel S.A.  
Ejido 1690  
Casilla de Correo 13 71  
**Montevideo**  
☎ 91 73 31, ☐ 934

## Venezuela

Siemens S.A.  
Avenida Principal,  
Urbanización Los Ruices  
Apartado 36 16  
**Caracas 101**  
☎ (02) 34 85 31, ☐ 25 131

## Vereinigte Staaten von Amerika

Siemens Corporation  
186 Wood Avenue South  
**Iselin, New Jersey 08 830**  
☎ (201) 4 94-1000  
☐ WU 844 491  
TWX WU 710 998 0588

## Asien

### Afghanistan

Afghan Electrical Engineering  
and Equipment Limited  
Alaudin, Karte 3  
P.O.B. 7  
**Kabul 1**  
☎ 4 04 46, ☐ 35

### Bangladesch

Siemens Bangladesh Ltd.  
74, Diluksha Commercial Area  
P.O.B. 33  
**Dacca 2**  
☎ 24 43 81, ☐ 824

### Hongkong

Jebson & Co., Ltd.  
Prince's Building, 23rd floor  
P.O.B. 97  
**Hong Kong**  
☎ 5 22 51 11, ☐ 73 221

### Indien

Siemens India Ltd.  
134A, Dr. Annie Besant Road, Worli  
P.O.B. 65 97  
**Bombay 400018**  
☎ 37 99 06, ☐ 112 373

### Indonesien

P.T. Siemens Indonesia  
Kebon Sirih 4  
P.O.B. 24 69  
**Jakarta**  
☎ 5 10 51, ☐ 46 222

### Irak

Samhiry Bros. Co. (W.L.L.)  
Abu Nawas Street  
P.O.B. 300  
**Baghdad**  
☎ 9 00 21, ☐ 2255

### Iran

Siemens Sherkate S. (K.)  
Khabane Takhte Djamschid 32,  
Siemenshaus  
**Teheran 15**  
☎ (021) 6 14-1, ☐ 212 351

### Japan

Nippon Siemens K.K.  
Furukawa Sogo Building,  
6-1, Marunouchi 2-chome,  
Chiyoda-ku  
Central P.O.B. 1619  
**Tokyo 100-91**  
☎ 00 81 32 84-01 73, ☐ 27 441

### Jemen (Arab. Republik)

Tihama Tractors  
& Engineering Co. Ltd.  
P.O.B. 49  
**Sanaa**  
☎ 24 62, ☐ 217

### Korea (Republik)

Siemens Electrical  
Engineering Co., Ltd.  
Daehan Building, 8th floor,  
75, Susumun-dong, Chung-ku  
C.P.O.B. 30 01  
**Seoul**  
☎ 7 77 75 58, ☐ 23 229

## Kuwait

Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.  
& Partners  
Abdulla Fahad Al-Mishan Building  
Al-Sour Street  
P.O.B. 32 04  
**Kuwait, Arabia**  
☎ 42 33 36, ☐ 21 31

## Libanon

Ets. F. A. Kettaneh S.A.  
(Kettaneh Frères)  
Rue du Port, Immeuble Fattal  
P.B. 11 02 42  
**Beirut**  
☎ 22 11 80, ☐ 20 614

## Malaysia

Guthrie Engineering (Malaysia)  
Sdn. Bhd.,  
Electrical &  
Communications Division  
17, Jalan Semangat  
P.O.B. 30  
**Petaling Jaya**  
☎ 77 33 44, ☐ 37 573

## Pakistan

Siemens Pakistan Engineering  
Co. Ltd.  
Ilaço House, Abdullah Haroon Road  
P.O.B. 71 58  
**Karachi 3**  
☎ 51 60 61, ☐ 2820

## Philippinen

Engineering Equipment, Inc.  
Machinery Division  
Siemens Department  
E. Rodriguez Avenue  
Murphy, Quezon City  
Philippines  
P.O. Box 7160  
Airmail Exchange Office  
Manila International Airport  
Philippines 3120  
☎ 77 30 11  
☐ RCA 722 2382, EEC 3695  
Telegramme: Engcomach Manila

## Saudi-Arabien

E. A. Juffali & Bros.  
Head Office  
King Abdul-Aziz-Street  
P.O.B. 10 49  
**Jeddah**  
☎ 2 22 22, ☐ 40 130

## Singapur

Siemens Components PTe. Ltd.  
Promotion Office  
19B - 45B, Jalan Tenteram  
**Singapore 12**  
☎ 55 08 11, ☐ 21 000

## Syrien

Syrian Import Export & Distribution  
Co., S.A.S, SIEDCO  
Port Saïd Street  
P.O.B. 363  
**Damas**  
☎ 134 31, ☐ 11 267

## Taiwan

Delta Engineering Ltd.  
42, Hsu Chang Street, 8th floor  
P.O.B. 5 84 97  
**Taipei**  
☎ 3 11 47 31, ☐ 21 826

## Thailand

B. Grimm & Co., R.O.P.  
1643/4, Petchburi Road (Extension)  
P.O.B. 66  
**Bangkok 10**  
☎ 2 52 40 81, ☐ 26 14

## Australien

Siemens Industries Limited  
**Melbourne Office**  
544 Church Street  
Richmond, Vic. 3121  
☎ (03) 4 29 7111, ☐ 30 425



Michael Herfurth

# Ansteuerschaltungen für SIPMOS-Transistoren im Schaltbetrieb

Die Leitfähigkeit eines SIPMOS-Transistors wird von der Gate-Source-Spannung bestimmt. Ein Steuerstrom ist nur erforderlich, um die aufbaubedingte Eingangskapazität auf die gewünschte Steuerspannung zu laden. Demzufolge sind für schnelle Schaltvorgänge kurzzeitig größere Umladeströme nötig, die unter anderem davon abhängen, was die Ansteuerschaltung zu leisten vermag. Die Ansteuerschaltung soll natürlich eine möglichst geringe Leistung aufnehmen und kurze Verzögerungszeiten aufweisen, da diese sich für die Regel- und Überwachungselektronik wie Totzeiten verhalten. Im folgenden werden einige Ansteuerschaltungen vorgestellt, die diese Anforderungen gut erfüllen.

## Ansteuerverhalten von SIPMOS-Transistoren

Der SIPMOS-Transistor ist ein selbst-sperrender N-Kanal-MOS-FET, bei dem solange kein Strom zwischen Drain und Source fließen kann, wie keine positive Gate-Source-Spannung entsteht. Erst wenn die Schwellenspannung von etwa 1,5 bis 2 V (Bild 1) überschritten wird, kann sich ein leitender Kanal zwischen Drain und Source ausbilden. Abhängig von der Steuerspannung wird dieser leitfähige Kanal bei einem bestimmten Drainstrom eingeschnürt, so daß unabhängig von der Drain-Source-Spannung nur mehr ein konstanter Strom fließen kann. Diesen Zusammenhang zeigt das Ausgangskennlinienfeld  $I_D = f(U_{DS})$  in Bild 2.

Für die Erklärung der dynamischen Vorgänge in SIPMOS-Transistoren ist es zweckmäßig, das Ersatzschaltbild (Bild 3) zu betrachten:

Zwischen den Kapazitätswerten des Ersatzschaltbildes besteht bei Vernachlässigung von  $R_G$  und  $R_{DS}$  der folgende Zusammenhang:

Eingangskapazität

$$C_{iss} = C_{Mi} + C_{GS}$$

Ausgangskapazität

$$C_{oss} = C_{Mi} + C_{DS}$$

Rückwirkungskapazität

$$C_{rss} = C_{Mi} + \frac{C_{DS} \cdot C_{GS}}{C_{DS} + C_{GS}}$$

Während  $C_{GS}$  spannungsunabhängig ist, sind  $C_{Mi}$  und  $C_{DS}$  abhängig von der angelegten Drain-Source-Spannung. Typenabhängig liegt  $C_{GS}$  in einer Größenordnung von 50 bis 500 pF. Für  $U_{DS} > U_{GS}$  liegt  $C_{DS}$  in einen Wertebereich von 100 bis 500 pF, für  $U_{DS} < U_{GS}$  erreicht  $C_{DS}$  Werte bis zu 1 nF. Den größten Einfluß auf das Ansteuerverhalten hat die Millerkapazität  $C_{Mi}$ . Bei  $U_{DS} > U_{GS}$  liegt ihr Wert im Bereich von 50 bis 500 pF, bei  $U_{DS} < U_{GS}$  hingegen wird sprunghaft eine Kapazität bis zu 4,5 nF wirksam. Die Kapazitäten sind temperaturunabhängig und haben nur geringe Laststromabhängigkeit. Bei Typen mit ho-

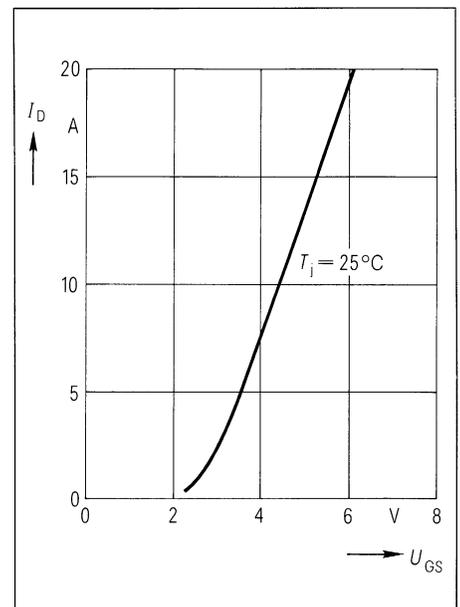


Bild 1 Übertragungskennlinie  $I_D = f(U_{GS})$  eines SIPMOS-Transistors

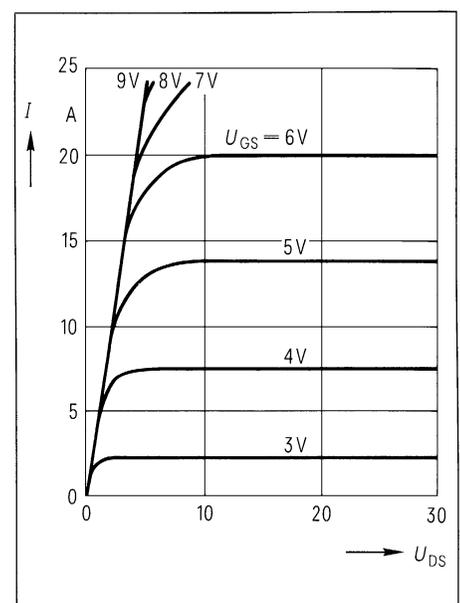


Bild 2 Ausgangscharakteristik eines SIPMOS-Transistors

Dipl.-Ing. Michael Herfurth, Siemens AG, Bereich Bauelemente, Anwendungstechnik, München

her Sperrspannung sind die Kapazitäten größer als bei solchen mit niedriger Sperrspannung.

$R_G$  ist der durch den inneren Aufbau des Transistors bedingte Gatewiderstand. Er liegt in Reihe mit dem Gateanschluß und verhindert einen genügend hohen Strom zur beliebig schnellen Umladung der SIPMOS-Kapazitäten.  $R_G$  liegt in der Größenordnung von 10 bis 20  $\Omega$ .  $R_{DS}$  stellt den Drain-Source-Widerstand dar. Im durchgeschalteten Zustand liegt er in der Größenordnung von 0,03 bis 2  $\Omega$ .

Auf eine Besonderheit bei der Ansteuerung von SIPMOS-Transistoren sei hier noch hingewiesen: Grundsätzlich ist es möglich, SIPMOS-Transistoren sehr hochohmig anzusteuern. Dabei muß ein Gate-Source-Leckstrom von maximal 100 nA berücksichtigt werden. Sobald aber dynamische Drain-Source-Spannungsänderungen auftreten, wie dies etwa bei Einschaltvorgängen und bei Gegentaktschaltungen der Fall ist, dürfen die kapazitiven Ströme im SIPMOS-Transistor nicht vernachlässigt werden.

Ein Beispiel (Bild 4) soll dies anschaulich machen: Angenommen, es muß mit einem Drain-Source-Spannungsanstieg von 100 V/ $\mu$ s gerechnet werden, dann beträgt der kapazitive Strom durch eine Millerkapazität von 50 pF

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = 50 \text{ pF} \cdot 100 \text{ V}/\mu\text{s} = 5 \text{ mA}$$

Beträgt die Durchlaßspannung des Ansteuertransistors  $U_{CE} = 0,5 \text{ V}$  und soll die Spannungserhöhung an  $C_{GS}$  1 V nicht überschreiten (damit der SIPMOS-Transistor mit  $U_{GS} = 1,5 \text{ V}$  noch sicher gesperrt bleibt), so darf der Innenwiderstand  $R_i$  der Ansteuerschaltung nicht mehr als

$$R_i = \frac{1,5 \text{ V} - 0,5 \text{ V}}{5 \text{ mA}} - R_G$$

$$= 200 \Omega - 10 \Omega = 190 \Omega \text{ betragen.}$$

Es empfiehlt sich auch, zwischen Gate und Source eine Diode D1 vorzusehen, da bei negativen Drain-Source-Spannungsänderungen am Gate eine negative Spannung entsteht, die den SIPMOS-Transistor unter Umständen zerstören könnte.

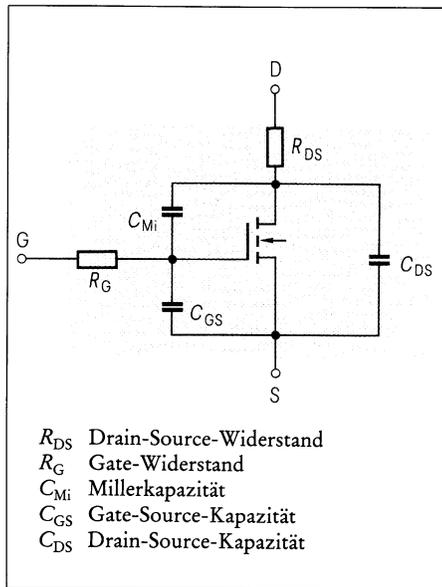


Bild 3 Ersatzschaltbild des SIPMOS-Transistors

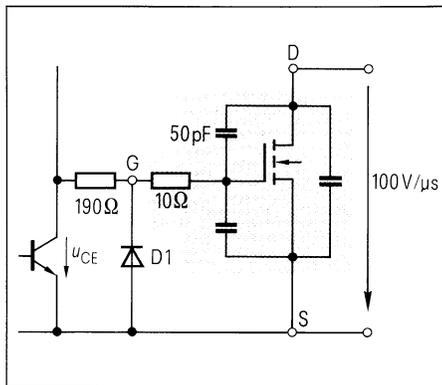


Bild 4 Schaltung zur Demonstration der Millerkapazität bei Drain-Source-Spannungsänderungen

Kritisch sind besonders solche Ansteuerschaltungen, die ohne Betriebsspannung nicht in der Lage sind, die Gate-Source-Spannung unter der Schwellenspannung von 1,5 bis 2 V zu halten, weil beim Einschalten in der Regel am SIPMOS-Transistor früher Spannung ansteht als an der Ansteuerschaltung. Hinzu kommt, daß zu Beginn des Einschaltvorgangs die dynamisch vergrößerte Millerkapazität wirksam ist.

### Beschreibung der Ansteuerschaltungen

Bei den hier beschriebenen Ansteuerschaltungen wurde davon ausgegangen, daß als Steuer- und Regelbaustein die Schaltnetzteil-Gegentakt-IS TDA 4700 eingesetzt wird. Diese IS besitzt aus-

gangsseitig offene Kollektoranschlüsse und ist Low-aktiv, d.h. am Gate eines nachgeschalteten SIPMOS-Transistors soll dann ein positives Steuersignal anstehen, wenn die Ausgangstransistoren der IS TDA 4700 durchgeschaltet sind. Damit muß zwischen der TDA 4700 und dem SIPMOS-Transistor eine Umkehrstufe liegen. Diese Umkehrstufe wird als Treiberstufe für den SIPMOS-Transistor ausgeführt und als Ansteuerschaltung bezeichnet.

Nachfolgend werden einige Ansteuerschaltungen vorgestellt. Sie werden von der Schaltnetzteil-Gegentakt-IS TDA 4700 mit einer Taktfrequenz von 100 kHz angesteuert. Drain and Source des angesteuerten SIPMOS-Transistors sind kurzgeschlossen, was für die Ansteuerschaltungen der ungünstigste Belastungsfall ist, weil sich hier die größte Eingangskapazität ergibt. Der Gate-Serienwiderstand beträgt etwa 10  $\Omega$  und für die Eingangskapazität  $C_{iss}$  wurde bei  $U_{DS} = 0$  ein Wert von 3,3 nF gemessen.

Die aufgenommene Leistung der Ansteuerschaltungen wurde für den ungünstigsten Betriebsfall, in der Regel bei größter Einschaltdauer

$$\frac{T_{ein}}{T} = \frac{3,6 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}} \text{ angegeben.}$$

Ebenfalls gemessen wurden die Signallaufzeiten der Ansteuerschaltungen, wobei als Einschaltverzögerungszeit  $t_{d \text{ ein}}$  die Zeit definiert ist, die zwischen dem Zeitpunkt liegt, bei welchem die Eingangsspannung auf 90% des Ausgangswertes gesunken ist, und dem, bei welchem die Ausgangsspannung auf 10% des Endwertes gestiegen ist. Entsprechend ist als Ausschaltverzögerungszeit  $t_{d \text{ aus}}$  die Zeit definiert, die zwischen dem Zeitpunkt liegt, bei welchem die Eingangsspannung auf 10% des Endwertes gestiegen ist, und dem, bei welchem die Ausgangsspannung auf 90% des Endwertes gesunken ist.

### Schaltung 1 Gegentakt-Transistoransteuerung (Bild 5)

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 durchschaltet, steht an der Basis von T1 die durch den Spannungsteiler R1, R2 bestimmte Spannung an. Der Spannungsteiler kann hier nicht

hochohmiger dimensioniert werden, damit T1 einen großen Kollektorstrom führen kann, der durch den Emitterwiderstand R3 begrenzt wird. Die Dioden D1 und D2 verhindern, daß T1 in die Sättigung gelangt, während D3 bewirkt, daß T2 sicher gesperrt ist, solange T1 leitet. Sperrt der Ausgangstransistor der TDA 4700, so sperrt T1 ebenfalls und T2 wird über R4 angesteuert, wobei die Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors über T2 und R5 als Strombegrenzungswiderstand entladen wird.

Diese Schaltung zeichnet sich durch geringe Stromaufnahme infolge der Gegentakt-Ansteuerung aus. Eine weitere Erhöhung der Gate-Ladeströme von knapp 200 mA bei dieser Schaltung durch Verwendung stärkerer Transistoren ist nicht sinnvoll, weil dann die Widerstände niederohmiger dimensioniert werden müßten, um die nötigen Steuerströme für die beiden Transistoren liefern zu können, was die Leistungsaufnahme unnötig erhöhen würde. Für größere Gate-Ladeströme sind Darlingtonschaltungen geeigneter.

**Schaltung 2 Gegentaktansteuerung in Komplementär-Darlingtonschaltung (Bild 6)**

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 durchschaltet, wird T1, dessen Emitterstrom durch R3 begrenzt wird, leitend und steuert T3 über D3 an. Gleichzeitig erhält die Basis von T2 gegenüber dessen Emitter ein positives Potential, wodurch T2 sicher gesperrt wird und T4 durch R7 ebenfalls. Die Dioden D1 und D2 verhindern, daß T1 in die Sättigung gelangt. Sperrt der Ausgangstransistor der TDA 4700, so sperren T1 durch R1 und T3 durch R5 ebenfalls. Die in der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors gespeicherte Ladung fließt über T2 und R4 ab, wobei T4 durch T2 angesteuert wird und den Entladevorgang beschleunigt. Prinzipiell könnte auf D3 und R5 verzichtet werden, jedoch wird dann bei schmalen Impulsbreiten T3 in einer Weise übersteuert, daß durch die Speicherzeit die Ausgangsimpulse wieder breiter werden.

Diese Schaltung zeichnet sich dadurch aus, daß sie eine geringe Stromaufnahme für den Eigenbedarf benötigt und gleichzeitig große Steuerströme zu lie-

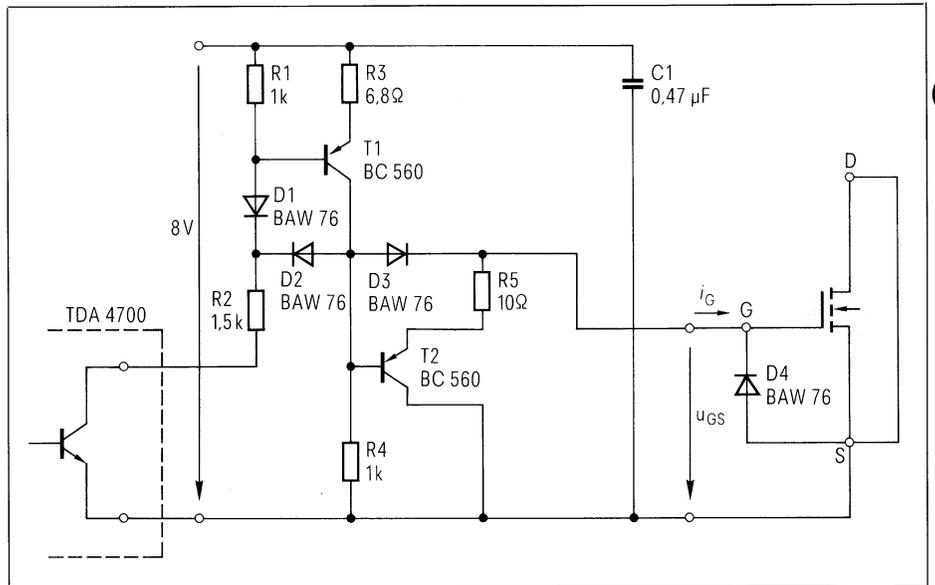


Bild 5 Gegentakt-Transistoransteuerung eines SIPMOS-Transistors

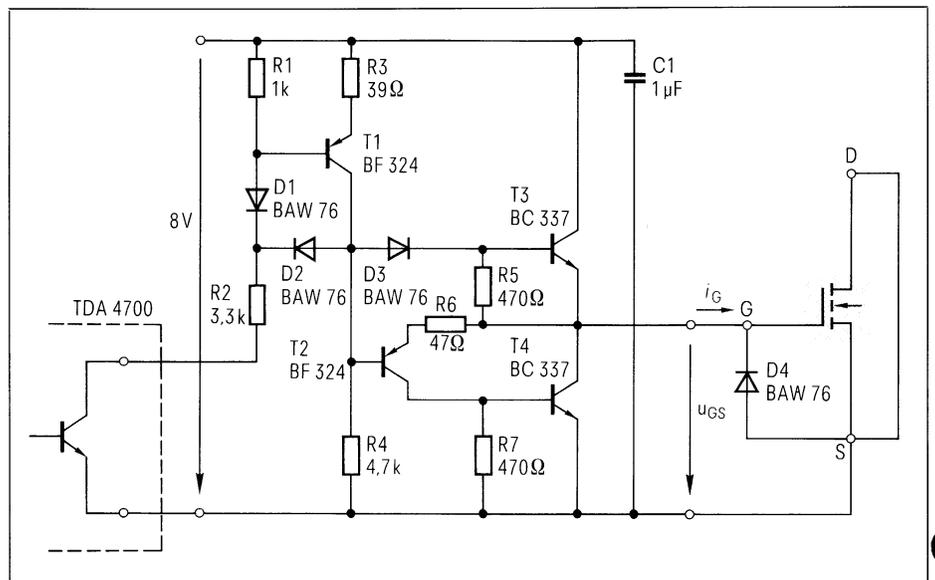


Bild 6 Gegentaktsteuerung in Komplementär-Darlingtonschaltung

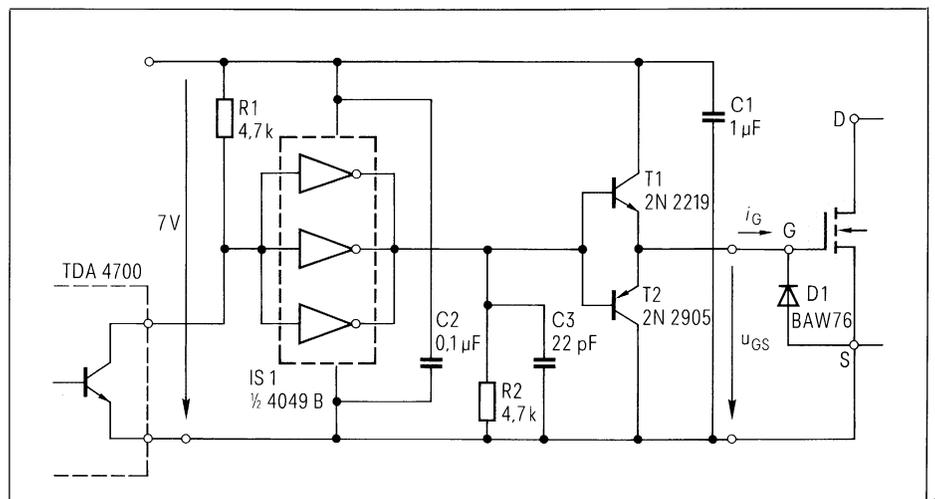


Bild 7 Gegentaktsteuerung mit komplementären Transistoren und CMOS-Treiber

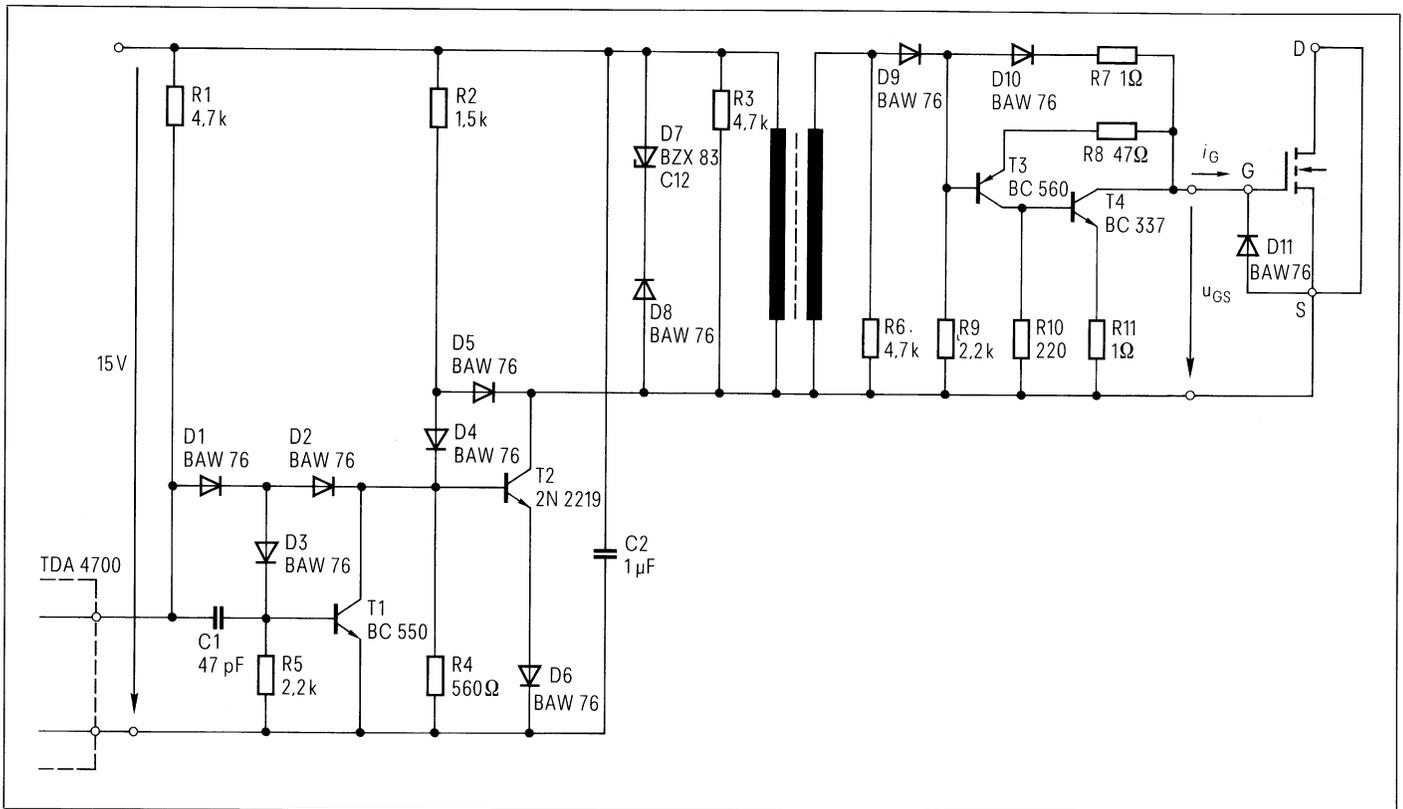


Bild 8 Ansteuerung eines SIPMOS-Transistors mit Potentialtrennung durch Übertrager, primärseitig mit Transistoransteuerung und sekundärseitig mit einer Transistor-Entladeschaltung

fern vermag. Sie ist besonders dafür geeignet, SIPMOS-Transistoren mit hoher Schaltfolge bzw. im Parallelbetrieb anzusteuern. Mögliche Gate-Source-Spannungsüberschwingungen können durch einen Serienwiderstand in der Größenordnung von 1 bis 4,7  $\Omega$  verhindert werden.

**Schaltung 3 Gegentaktansteuerung mit komplementären Transistoren und CMOS-Treiber (Bild 7)**

Der CMOS-Inverter IS 1 dient als Phasenumkehrstufe für das Ausgangssignal der IS TDA 4700 und gleichzeitig als Treiberstufe für die Transistoren T1 und T2. Damit der CMOS-Treiber vor allem im H-Pegel genügend Strom für T1 und T2 liefern kann, sind drei Inverter parallel geschaltet. Die übrigen drei Inverter können beispielsweise für den zweiten Ausgang bei Gegentaktansteuerungen verwendet werden. R2 dient dazu, T2 für den Fall anzusteuern, daß sich am Gate des SIPMOS-Transistors ein Potential bildet (z.B. bei Einschaltvorgängen), während die Ansteuerschaltung nicht oder nicht ausreichend mit Spannung versorgt wird. Damit wird verhindert, daß der SIPMOS-Transistor unbeabsichtigt

durchsteuert. C3 verkürzt die Zeitkonstante  $R_2 C_{BE} (T_2)$ , kann aber bei den meisten Anwendungen entfallen.

Diese Schaltung ist in ihrer Leistungsfähigkeit ähnlich wie die Schaltung 2.

**Schaltung 4 Ansteuerung mit Potentialtrennung durch Übertrager (Bild 8)**

T1 dient als Phasenumkehrstufe. T2 wird von R2 angesteuert und kann von T1 sehr rasch gesperrt werden. Die Dioden D2, D3 und D4, D5 verhindern, daß die Transistoren in die Sättigung gelangen. D1 und D6 erhöhen durch ihre Schwellenspannung das Eingangspotential der Transistoren, damit diese sicher gesperrt werden können. Die Widerstände R1, R5, R2 und R4 sind so dimensioniert, daß T2 während des Ansteigens der Versorgungsspannung nicht unbeabsichtigt leitend wird. D7 und D8 werden zur Entmagnetisierung des Übertragers benötigt. R3 dient der Dämpfung möglicher Schwingungen, die bei der Entmagnetisierung auftreten können.

Aus demselben Grund ist auch R6 vorgesehen. D10 bewirkt, daß T3 und damit auch T4 sicher gesperrt sind,

sobald an der Sekundärwicklung eine positive Spannung auftritt, weil dadurch das Basispotential von T3 positiver als dessen Emitterpotential wird. D9 verhindert, daß die beim Entmagnetisieren an der Sekundärwicklung auftretende negative Spannung an die Basis von T3 gelangt und dadurch die Entmagnetisierung beeinflusst. Wenn die Spannung an der Sekundärwicklung kleiner wird als die Spannung an der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors, wird T3 über R9 angesteuert und damit auch T4, wodurch die Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors entladen wird. R7 und R11 dienen zur Dämpfung von Schwingungen, die durch die Leitungsinduktivität in Verbindung mit der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors auftreten können, wobei unter Umständen auch größere Werte (etwa 4,7  $\Omega$ ) vorgesehen werden müssen.

Diese Schaltung vermag große Steuerströme zu liefern, so daß auch mehrere SIPMOS-Transistoren gleichzeitig angesteuert werden können.

Sollen mehrere SIPMOS-Transistoren potentialgetrennt angesteuert werden, kann man weitere Sekundärwicklungen

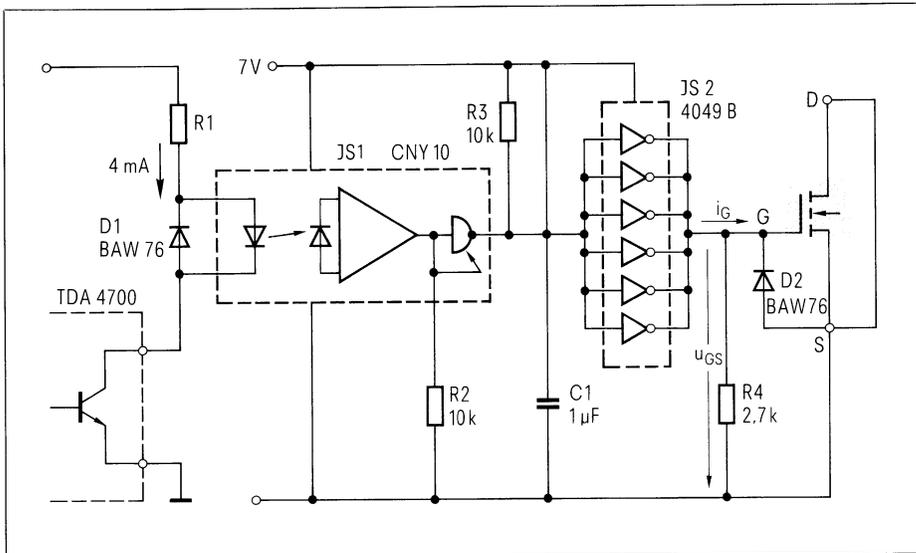


Bild 9 Ansteuerung mit Potentialtrennung durch Optokoppler

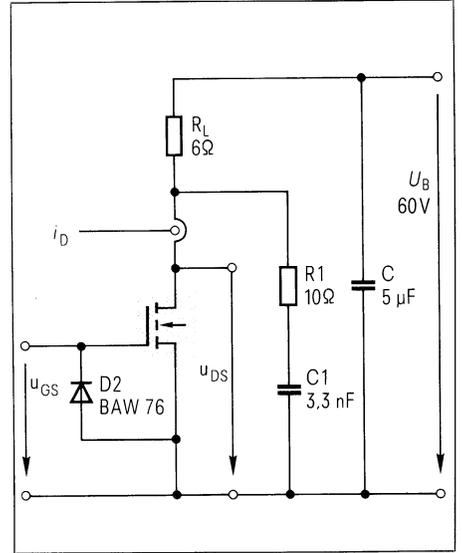


Bild 10 Meßschaltung für den Betrieb eines SIPMOS-Transistors mit ohmscher Last

Tabelle 1 Betriebsdaten der vorgestellten Ansteuerschaltungen

Schaltung	Betriebsspannung V	max. Stromaufnahme mA	Leistungsaufnahme mW	Verzögerungszeiten		Gate-Source-Spannung V	Gatestromspitzen	
				$t_{d\text{ ein}}$ ns	$t_{d\text{ aus}}$ ns		Ein mA	Aus mA
1	8	7	56	30	80	7	160	170
2	8	5	40	40	40	6,5	500	500
3	7	5	35	80	80	6,5 (max. 8,5)	500	700
4	15	21	315	30	35	7,5	350	500
5	7	24	168	130	100	7	120	350

vorsehen. Für jede Sekundärwicklung ist eine Entladeschaltung notwendig.

**Schaltung 5 Ansteuerung mit Potentialtrennung durch Optokoppler (Bild 9)**

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 durchschaltet, wird die Photodiode im Optokoppler IS1 angesteuert. R1 wird so dimensioniert, daß dabei ein Strom von etwa 4 mA fließt. D1 hält die beim Abschalten infolge der Leitungsinduktivitäten auftretenden Spannungsspitzen von der Photodiode fern.

Empfängerseitig wird die Schaltung mit einer potentialfreien Gleichspannung von 6 bis 7 V versorgt, was natürlich einen zusätzlichen Aufwand erfordert. Sofern die Steuerlogik aus einem separaten Netzteil versorgt wird, stellt es kein Problem dar, diese potentialfreie Gleichspannung aus eben diesem Netzteil zu gewinnen. Voraussetzung ist natürlich eine gute Isolation im Trenntrafo.

Über R2 wird der Gate-Anschluß des Optokopplers an Masse gelegt, wodurch erreicht wird, daß der Ausgang

bis zu einer Versorgungsspannung von 4 V offen ist, d.h. beide Gegentakt-Ausgangstransistoren bleiben solange

Tabelle 2 Schaltzeiten des SIPMOS-Transistors bei ohmscher Last und verschiedenen Ansteuerbedingungen

	Fallzeit $t_f$	Anstiegszeit $t_r$	gesamte Einschaltzeit $t_{\text{ein}}$ ns	gesamte Ausschaltzeit $t_{\text{aus}}$ ns
	ns	ns		
Schaltung 1	60	40	120	200
Schaltung 3	30	10	70	80
Schaltung 3 mit $R_i = 47 \Omega$	200	100	260	200
Schaltung 3 mit $R_i = 220 \Omega$	800	700	900	1200
Schaltung 3 mit $R_i = 1 \text{ k}$	2000	4000	2200	6000
Schaltung 4	30	10	90	90

Die Anstiegszeit und die Fallzeit sind hier für die Schaltflanken des SIPMOS-Transistors ( $U_{DS}$  zwischen 10 und 90% des Endwertes) angegeben, während als gesamte Einschaltzeit und gesamte Ausschaltzeit die Zeit angegeben ist, die zwischen der Einleitung des Schaltvorganges am Eingang der Ansteuerschaltung und dessen Beendigung am Ausgang des SIPMOS-Transistors vergeht.  $R_i$  ist der in Serie zum Gate liegende Generatorinnenwiderstand, der eine höherohmige Ansteuerung bewirken soll.

gesperrt. Diese Maßnahme ist notwendig, weil der Optokoppler beim Ansteigen der Versorgungsspannung bis etwa 3 V ausgangsseitig den L-Pegel hält, wodurch der nachgeschaltete Invertierer IS2 den SIPMOS-Transistor ansteuern würde. In der Betriebsphase, in der der Ausgang des Optokopplers offen ist, wird der Eingang des Invertierers IS2 durch R3 auf H-Pegel gehalten, so daß an dessen Ausgang L-Pegel erscheint, sobald das CMOS-Gatter bei etwa 2 V betriebsbereit ist.

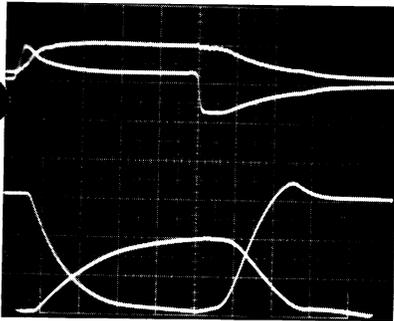
R4 hält das Gatepotential des SIPMOS-Transistors auf Null, solange das CMOS-Gatter noch nicht betriebsbereit ist.

Mit dieser Schaltung ist eine beliebig lange Einschaltdauer bei potentialgetrennter Ansteuerung möglich.

### Ansteuerung des SIPMOS-Transistors bei ohmscher Last

Für die Ansteuerung bei ohmscher Last wurde ein SIPMOS-Transistor

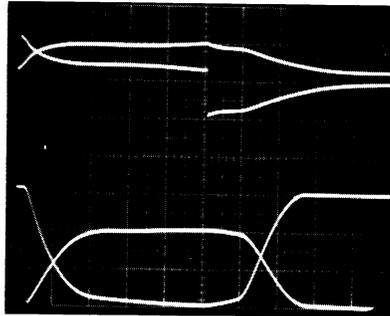
mit einer Drain-Source-Sperrspannung von 100 V verwendet, der einen maximalen Drainstrom von 15 A führen kann. Die Eingangskapazität  $C_{iss}$  ( $C_{Mi} + C_{GS}$ ) beträgt bei  $U_{DS} = 0$  etwa 3,3 nF (gemessen). Der Gate-Serienwiderstand beträgt etwa 10  $\Omega$  und für den Durchlaßwiderstand wurden etwa 0,1  $\Omega$  ermittelt. Die Last bestand aus einem 6- $\Omega$ -Widerstand. Bei einer Betriebsspannung von 60 V ergab sich ein maximaler Drainstrom von 10 A (siehe Bild 10).



Ansteuerung mit Schaltung 3  
erhöhter Generatorinnenwiderstand  
 $R_i = 47 \Omega$

SIPMOS mit ohmscher Last

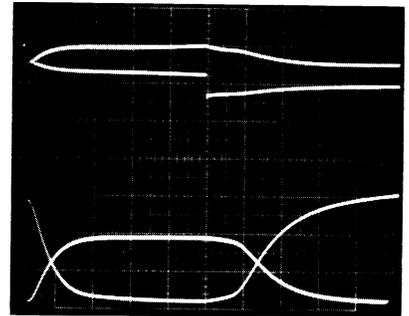
a	Gate-Source-Spannung	5 V/T
b	Gatestrom	100 mA/T
c	Drain-Source-Spannung	20 V/T
d	Drainstrom	5 A/T
	Zeitmaßstab	100 ns/T



Ansteuerung mit Schaltung 3  
erhöhter Generatorinnenwiderstand  
 $R_i = 220 \Omega$ ,

SIPMOS mit ohmscher Last

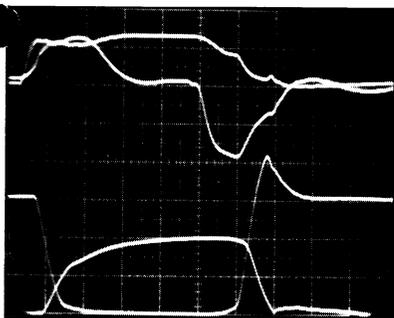
a	Gate-Source-Spannung	5 V/T
b	Gatestrom	20 mA/T
c	Drain-Source-Spannung	20 V/T
d	Drainstrom	5 A/T
	Zeitmaßstab	500 ns/T



Ansteuerung mit Schaltung 3  
erhöhter Generatorinnenwiderstand  
 $R_i = 1 k$ ,

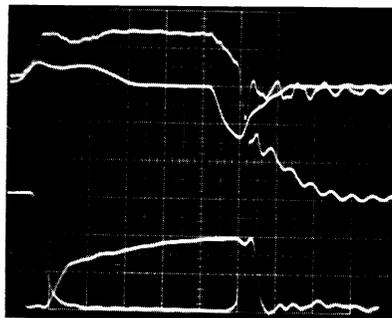
SIPMOS mit ohmscher Last

a	Gate-Source-Spannung	5 V/T
b	Gatestrom	10 mA/T
c	Drain-Source-Spannung	20 V/T
d	Drainstrom	5 A/T
	Zeitmaßstab	2 $\mu$ s/T



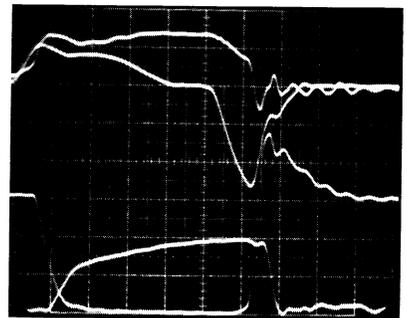
Ansteuerung mit Schaltung 1  
Gegentakt-Transistoransteuerung  
SIPMOS mit ohmscher Last

a	Gate-Source-Spannung	5 V/T
b	Gatestrom	100 mA/T
c	Drain-Source-Spannung	20 V/T
d	Drainstrom	5 A/T
	Zeitmaßstab	100 ns/T



Ansteuerung mit Schaltung 3  
Komplementär-Transistoransteuerung mit  
CMOS-Treiber  
SIPMOS mit ohmscher Last

a	Gate-Source-Spannung	5 V/T
b	Gatestrom	500 mA/T
c	Drain-Source-Spannung	20 V/T
d	Drainstrom	5 A/T
	Zeitmaßstab	50 ns/T



Ansteuerung mit Schaltung 4  
Ansteuerung mit Potential-Trennung durch  
Übertrager, primärseitig mit Transistoran-  
steuerung,  
SIPMOS mit ohmscher Last

a	Gate-Source-Spannung	5 V/T
b	Gatestrom	200 mA/T
c	Drain-Source-Spannung	20 V/T
d	Drainstrom	5 V/T
	Zeitmaßstab	50 ns/T

Bild 11 Schaltverhalten eines SIPMOS-Transistors bei ohmscher Last unter verschiedenen Ansteuerbedingungen.

Die Kurvenverläufe a, b, c, d sind jeweils in der Bildmitte von oben nach unten betrachtet. Wichtig! Infolge unterschiedlicher Laufzeiten ist der Drainstrom um 20 ns verzögert dargestellt.

Die Ansteuerung eines SIPMOS-Transistors bei ohmscher Last wurde nicht mit allen Schaltungen durchgeführt. Es wurden drei charakteristische Schaltungen herausgegriffen: Schaltung 1 als einfache Ansteuerung mit zwei Transistoren, Schaltung 3 als leistungsfähige und verlustleistungsarme Ansteuerung mit CMOS-Gatter und Komplementär-Transistortreiber sowie Schaltung 4 als Beispiel für eine potentialgetrennte Ansteuerung.

Darüber hinaus wurde unter Verwendung der Schaltung 3 untersucht, wie sich eine höherohmige Ansteuerung auf das Schaltverhalten des SIPMOS-Transistors auswirkt, indem zwischen Ansteuerschaltung und SIPMOS-Transistor ein Serienwiderstand in die Gateleitung eingefügt wurde, um den Generatorinnenwiderstand zu erhöhen.

Bei der Ansteuerung mit ohmscher Last am SIPMOS-Transistor ist grundsätzlich zu erwarten, daß der Gate-Lade- und Entladestrom infolge der sich ändernden Millerkapazität verschiedenartig verläuft. Für die Gegenüberstellung der Ansteuerschaltungen in **Tabelle 1** war der Drainanschluß mit dem Sourceanschluß aus Gründen einer objektiven Messung kurzgeschlossen, weshalb die Millerkapazität ständig ihren Maximalwert annahm. Dadurch stellte sich beim Lade- und Entladestrom ein nahezu identischer Kurvenverlauf ein.

Schließlich wurden noch die Schaltflanken des SIPMOS-Transistors gemessen sowie die Schaltzeiten, die sich zwischen der Einleitung des Schaltvorganges am Eingang der Ansteuerschaltung bis zu seinem Abschluß am Ausgang des SIPMOS-Transistors ergeben. Die Werte sind in der **Tabelle 2** zusammengefaßt. Es sei noch darauf hingewiesen, daß diese Werte typen- und lastabhängig sind und deshalb nur als Anhaltswerte und nicht als Absolutwerte zu betrachten sind.

Josef Weiser,  
Heinz Fleidl

## Einsatz des Kleinrelais D1 im Tastwahlblock moderner Telefonapparate

Der Aufbau, die Funktion und die Eigenschaften des Kleinrelais D 1 (Bild 1) sind mit einigen Anwendungen schon früher beschrieben worden [1]. In diesem Aufsatz wird über Tests für den Einsatz im Tastentelefon berichtet. Kennzeichnend für diese Last ist eine Kombination von Induktivitäten und Kabel.

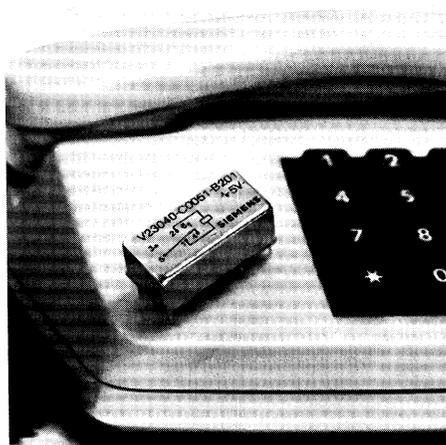


Bild 1 Das Kleinrelais D1 im Verhältnis zu einem Telefonapparat

### Prüfung

Die Prüfungen wurden im Prüfgestell EPRG 1/20 [2, 3] durchgeführt, wobei die Bedingungen der FTZ-Vornorm 211 AN 1 [4] für geschützte Kontakte zugrunde lagen. Mit der aufgebauten Lastschaltung (**Bild 2**) sollte die Prüfung dem praktischen Einsatzfall nicht nur möglichst nahe kommen, sondern es sollte auch eine gewisse »worst-case«-Bedingung, gegeben durch die Kabellänge, dargestellt werden. Aus

den **Bildern 3** und **4** sind die Last- und Prüflingskarte ohne das Kabel für die 20 Prüflinge zu sehen.

### Prüfbedingungen und Versuchsdurchführung

Die in **Bild 2** gezeigte anwendungsbezogene Lastschaltung für einen Prüfling besteht aus zwei Relaispulen mit einer Gesamtinduktivität von etwa 2 H, einem mit 600  $\Omega$  abgeschlossenen Ortsleitungsübertrager (OLÜ) und 100 m Übertragungskabel.

Mit einem Varistor, der im Tastentelefon die Funktion des Blitzschutzes hat, wurden die Prüflingskontakte überbrückt. Bei einer Lastspannung von 60 V und einem Laststrom von etwa 40 mA wurden die insgesamt 20 Prüflingsrelais je zur Hälfte mit dem Anker als Kathode und als Anode betrieben. Die Schaltfrequenz bei diesen Versuchen betrug 6,25 Hz.

Als Prüf- bzw. Entscheidungskriterien für die Lebensdauerversuche kamen folgende Parameter in Betracht:

- Fehleranzeige für den Durchgangswiderstand ( $R_D$ ):  
Schwellwert: 10  $\Omega$  (Steuerkreisbedingung nach [1]),
- Fehleranzeige für Nicht-Schließen (NS):  
Schwellwert: 100 k $\Omega$
- Fehleranzeige für Nicht-Öffnen (NÖ):  
Schwellwert: 100 k $\Omega$

Vor dem Dauerversuch und nach 1, 2, 4 und 5  $\cdot 10^6$  Schaltspielen wurden in

Dr. Josef Weiser, Siemens AG,  
Bereich Kommunikationstechnik,  
Zentrallaboratorium, München

Ing. (grad) Heinz Fleidl, Siemens AG,  
Bereich Kommunikationstechnik,  
Zentrallaboratorium, München

# Elektronischer Blockierschutz für Universalmotoren

Bei verschiedenen mit Universalmotoren betriebenen Geräten ist es erforderlich, im Blockierungs- bzw. Überlastfall aus Sicherheitsgründen eine Schutzfunktion auszulösen und den Motor abzuschalten. Ein solcher Fall tritt z. B. bei Bürstvorsatzgeräten von Staubsaugern ein. Die Bürstwalze wird dabei von einem 100-W-Universalmotor über einen Riemen angetrieben. In der Praxis hat sich nun gezeigt, daß lange Teppichhaare, Gardinen usw. die Walze verklemmen können. Bleibt die Walze nicht sofort stehen, können die eingezogenen Gegenstände beschädigt werden. Um das zu verhindern, muß der Motor möglichst schnell abgeschaltet werden.

Nachfolgend beschriebene Schaltungen bewirken das Ausschalten des Mo-

tors, wenn seine Drehzahl infolge zu hoher Last abfällt. Die Wiederinbetriebnahme kann bei der ersten Variante (Bild 1) nur über den Netzschalter vorgenommen werden, nachdem dieser vorher ausgeschaltet wurde. Damit ist sichergestellt, daß beim Entfernen der Blockierursache die Bürstwalze nicht plötzlich wieder zu laufen beginnt. Zur Drehzahlmessung wird eine einfache Anordnung mit rotierenden Dauermagneten verwendet, die an einer Spule vorbeigeführt werden.

Bei der etwas geänderten Variante nach Bild 2 wird nach etwa 1 s automatisch wieder eingeschaltet. Ist die mechanische Blockierursache noch nicht beseitigt, wird nach einem kurzen Startversuch der Motor wieder abgeschaltet. Auch bei dieser Schaltung erfolgt

die Drehzahlmessung mit Hilfe des einfachen induktiven Drehzahlgebers. In der Schaltungsvariante nach Bild 3 dient der über einen Shunt gemessene Motorstrom als Meßgröße für den Lastzustand des Motors. Nach automatischem Abschalten infolge eines zu hohen Aufnahmestroms wird über das Aus- und Wiedereinschalten des Netzschalters das Gerät erneut in Betrieb genommen. Während des Einschaltens muß für kurze Zeit die Schutzschaltung wirkungslos bleiben, da der Einschaltstrom viel höher ist als der Überlaststrom, der das Abschalten auslöst.

## Schaltungsbeschreibung, Bild 1

Der Universalmotor M wird über eine Triac-Phasenanschnittsteuerung betrieben. Mit dem Vorwiderstand R1 und

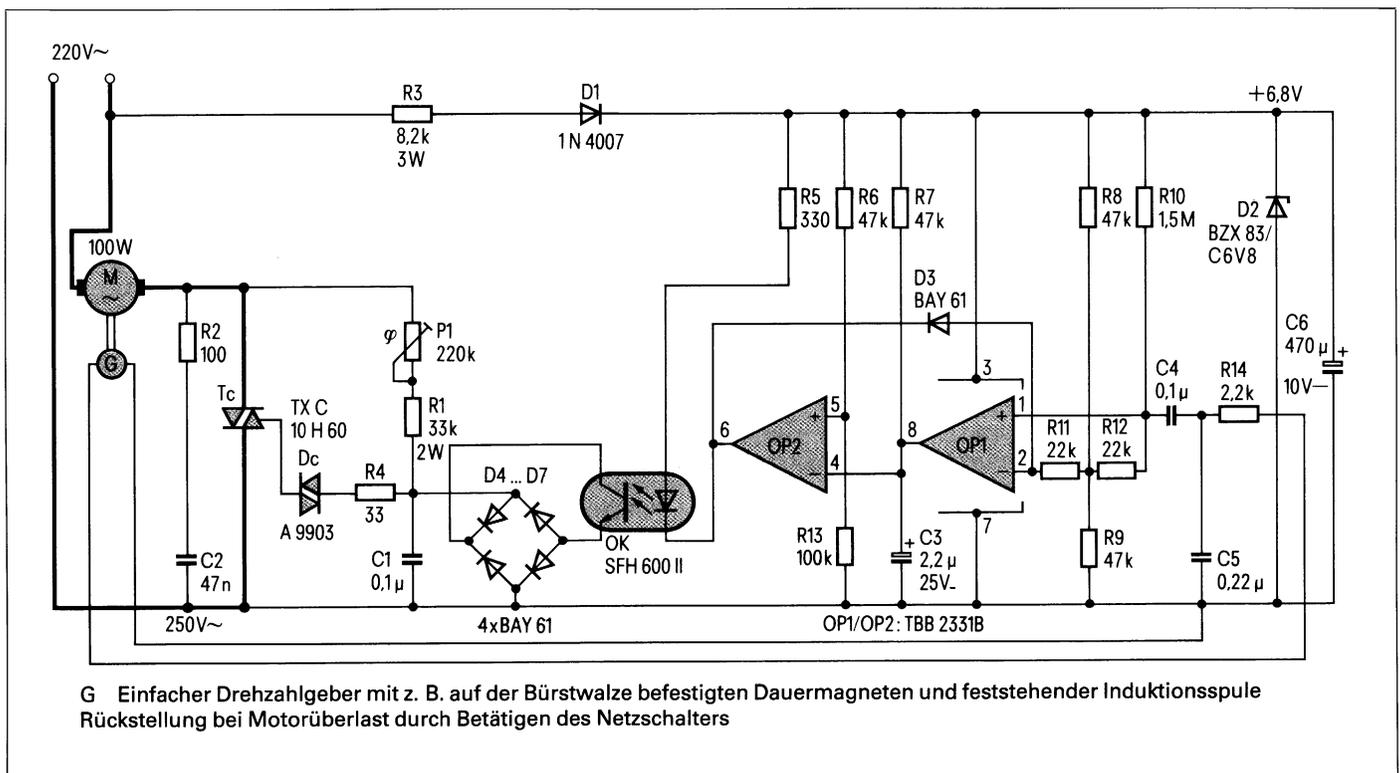
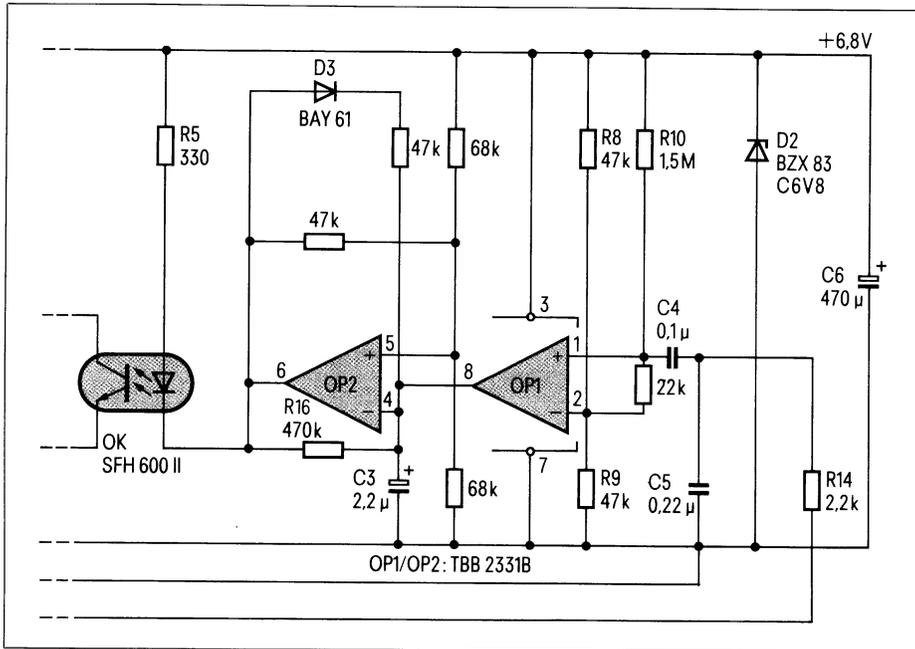


Bild 1 Phasenanschnittsteuerung eines Universalmotors mit elektronischem Blockierschutz



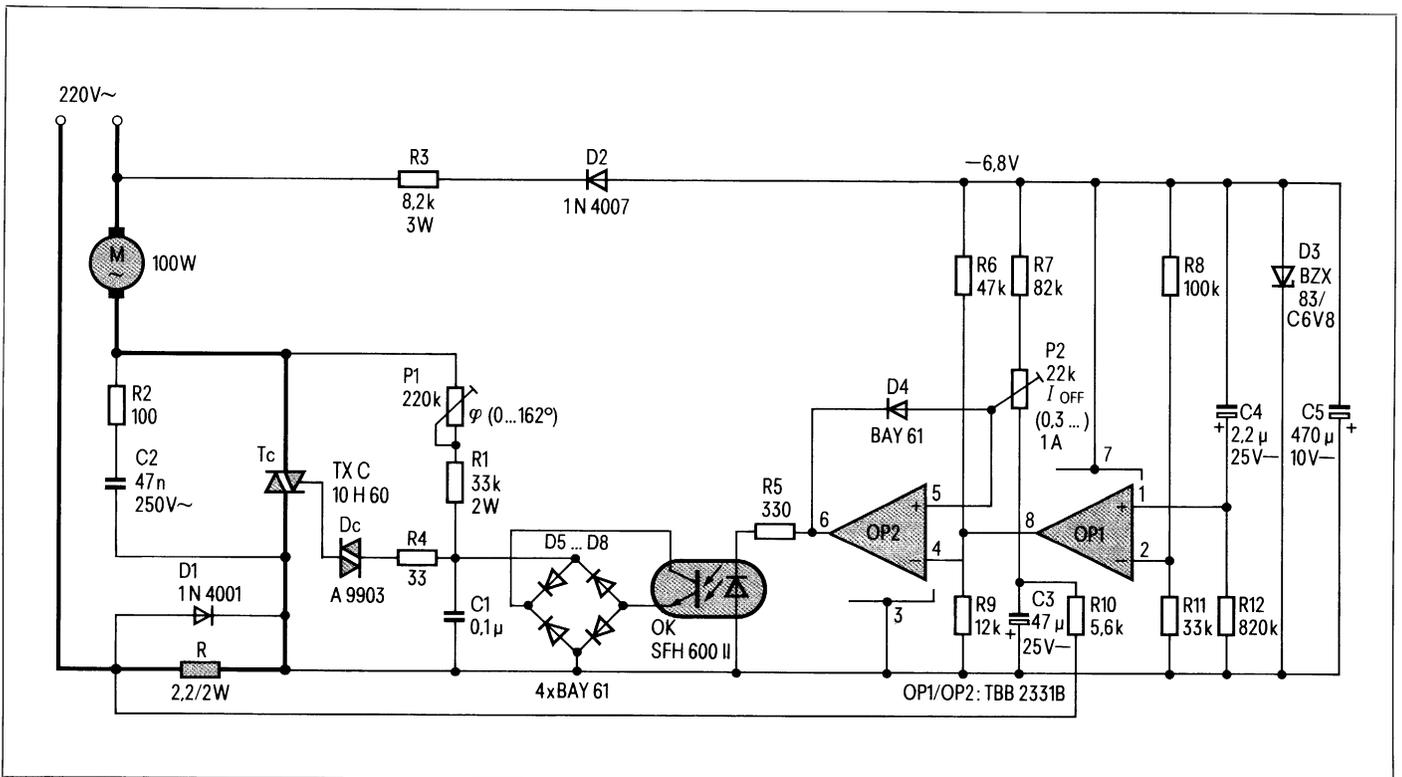
**Bild 2** Schaltungsvariante nach Bild 1 mit automatischer Wiedereinschaltung des Motors nach Überlast

dem Potentiometer P1 können ein fester Phasenwinkel sowie verschiedene Betriebsarten (stark, schwach) eingestellt werden. Abgeschaltet wird der Triac durch Kurzschließen des Ladekondensators C1. Da an dem Kondensator C1 eine Wechselspannung liegt, erfolgt der Kurzschluß über einen Brückengleichrichter

und einen Optokoppler OK. Der Triac Tc ist gesperrt, sobald der Koppler Strom führt. Bei gesperrtem Triac liegt am Potentiometer P1 und an dem in Reihe liegenden Widerstand R1 die volle Netzspannung, unabhängig vom gerade eingestellten Wert. Es ist darauf zu achten, daß bei kleineren Werten von R1 der Widerstand P1 nicht überlastet

wird. Die Stromversorgung der Steuerung wird mit dem Widerstand R3 und der Diode D1 direkt aus dem Netz erreicht. Zur Stabilisierung der Speisenspannung dient die Z-Diode D2 und ein parallelgeschalteter Siebkondensator C6.

Zum Erfassen der Impulse von der rotierenden Bürstwalze ist eine Induktionsspule erforderlich. Die Impulse werden z. B. durch kleine, auf der Bürstwalze angebrachte Magnete, induziert. Die Induktionsspannung sollte bei einem Lastwiderstand von etwa 47 kΩ größer als 100 mV (Spitze-Spitze) sein. Beim Bemessen der Spule ist vor allem die Stärke der Dauermagnete und deren Abstand von der Induktionsspule von Bedeutung. Mit dem Operationsverstärker OP1 werden die Impulse verstärkt, so daß sich das am Ausgang befindliche RC-Glied R7, C3 aufladen kann. Eintreffende Impulse machen den Operationsverstärker leitend, so daß der Kondensator des RC-Gliedes mit jedem eintreffenden Drehzahlimpuls über den Operationsverstärker voll entladen wird. Der nachfolgende Operationsverstärker OP2 dient zum Schalten des Optokopplers. Dieser Verstärker ist ebenfalls im Ruhezustand gesperrt, so daß der Optokoppler stromlos bleibt. Der negative Eingang 4 des Operationsverstärkers OP2 ist jedoch



**Bild 3** Schaltung mit Stromüberwachung über einen Shunt R. Rückstellung bei Motorüberlast durch Betätigen des Netzschalters

## Technische Daten

Betriebswechselspannung	220 V
Laststrom, max. (vom eingesetzten Triac abhängig)	4 A
Phasenwinkel	0 bis 162°
Abschaltfrequenz bei Tachogenerator (1 Polpaar)	≤ 10 Hz
Abschaltstrom, einstellbar (Bild 3)	0,3 bis 1 A

## Stückliste für die Schaltung nach Bild 1

		Bestell-Nr.
C1, C4	MKT-Schichtkondensator 0,1 µF, 100 V-	B32560-D1104-J
C2	X-Kondensator 47 nF, 250 V~	B81121-C-B52
C3	Aluminium-Elektrolytkondensator 2,2 µF, 25 V-	B41313-A5225-V
C5	MKT-Schichtkondensator 0,22 µF, 100 V-	B32561-D1224-J
C6	Aluminium-Elektrolytkondensator 470 µF, 10 V-	B41283-A3477-T
Dc	Diac A 9903, 32 V ± 4 V, 150 mW	C66047-Z1304-A1
D1	Silizium-Gleichrichterdiode 1N4007	C66047-Z1306-A27
D2	Silizium-Z-Diode BZX 83/C 6 V 8, 0,5 W	Q62702-Z1073-F82
D3 bis D7	Silizium-Schaltdiode BAY 61	Q62702-A389
OK	TRIOS®-Optokoppler SFH 600 II	Q68000-A5054
OP1, OP2	Doppel-OP mit Darlington-Eingang TBB 2331B (8poliges DIP-Gehäuse)	Q67000-A1162
P1	Trimmerwiderstand 220 kΩ, ±20%, 1 W (Kohleschicht auf Keramikkörper, stehend)	B58670-Z224-M300
R1	Kohleschichtwiderstand 33 kΩ, 2 W	-
R2	Kohleschichtwiderstand 100 Ω, 1 W	B51276-A2101-G
R3	Kohleschichtwiderstand 8,2 kΩ, 3 W oder Drahtwiderstand	-
R4 bis R14	Kohleschichtwiderstand 0,5 W, ±5% STANDARD 0207	B51261-Z4...-J1 (je nach Wert)
Tc	Triac TX C 10 H 60; U <sub>DRM</sub> = 600 V; I <sub>TRMS</sub> = 4 A; I <sub>GT</sub> = 25 mA; Kunststoffgehäuse mit Flansch zur Einlochmontage (T0-220)	C67048-A1505-A6

Durchlaßspannung der Diode D1 beeinträchtigt dabei geringfügig das Meßergebnis. Eine Rückkopplungsdiode D4 hält den Abschaltzustand bis zur Spannungsabschaltung fest.

Damit die Stromsicherung nicht schon durch den erhöhten Einschaltstrom des Motors anspricht, wurde ein Zeitglied vorgeschaltet. Es besteht aus OP1 und einem RC-Glied (R12, C4) am Eingang. Der Ausgang von OP1 ist im Augenblick des Einschaltens der Netzspannung negativ gegen Masse und schaltet etwa 1,5 s nach dem Einschalten nach Masse durch; d. h. OP1 verbindet den Eingang Pin 4 von OP2 mit Masse und hat dann keine weitere Funktion mehr.

Da alle Schaltungen mit dem 220-V-Netz in galvanischer Verbindung stehen, ist entsprechende Vorsicht geboten.

Klaus Wetzel

direkt mit dem RC-Glied und dem Ausgang des ersten Operationsverstärkers verbunden. Bleibt der Kondensator C3 durch ständig eintreffende Drehzahlimpulse entladen, spricht der Operationsverstärker OP2 nicht an. Bleiben infolge Überlastung des Motors oder bei blockierter Bürstwalze die Impulse aus, so wird der Kondensator C3 nicht mehr entladen. Der Operationsverstärker spricht an und schaltet den Optokoppler OK ein. Damit werden Triac und Motor abgeschaltet. Diesen Zustand hält die Rückkopplungsdiode D3 (zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers OP2 und dem negativen Eingang von OP1) bis zum Abschalten des Hauptschalters fest.

### Schaltung nach Bild 2 mit automatischer Wiedereinschaltung

Der leitende Operationsverstärker OP2 setzt das Spannungspotential an seinem positiven Eingang über den 47-kΩ-Widerstand R15 um etwa 3 V herab. Gleichzeitig wird über den 470-kΩ-Widerstand R16 der Ladekondensator C3 wieder entladen. Sobald das Kondensatorpotential ebenfalls um 3 V gesun-

ken ist, bewirkt das höhere Potential am positiven Eingang die Sperrung des Operationsverstärkers OP2. Der Optokoppler wird aus- und damit der Motor wieder eingeschaltet. Ist der Motor weiterhin durch äußere Einflüsse blockiert, veranlassen die ausbleibenden Impulse ein erneutes Sperren des Triacs.

### Schaltung nach Bild 3 mit Stromüberwachung

Auf den positiven Eingang des Operationsverstärkers OP2 wirkt über P2 die gleichgerichtete Meßspannung vom Strommeßwiderstand R des Hauptstromkreises. Steigt die Meßspannung infolge eines Überstroms durch Überlast an, wird der positive Eingang von OP2 negativer, bis der Ausgang umschaltet und den Triac und damit den Motor abschaltet.

Zu beachten ist hier, daß, bedingt durch die Phasenanschnittsteuerung, im Hauptstromkreis nur Stromimpulse wechselnder Polarität fließen. Zur Strommessung kann jedoch nur der negative Impuls ausgewertet werden. Deshalb muß der positive Impuls über die Diode D1 geführt werden. Die

Heinz Melcher  
Gero Wuttke

# Infrarot-Fernbedienung, Baugruppensystem INFRAFERN mit 8 Funktionen

Weniger vom Gesichtspunkt der Bequemlichkeit als vielmehr aus wirtschaftlichen und zeitsparenden Gründen hat die Fernbedienung einen breiten Anwendungsbereich gefunden. Hinzu kommt der Einsatz in Einrichtungen zur Sicherheitskontrolle, in Notrufanlagen und zur Hilfe für Behinderte, der dem Baugruppensystem INFRAFERN® zahlreiche Anwendungen erschlossen hat. Mit den neuen Baugruppen wurden die Funktionen von vier auf acht erweitert.

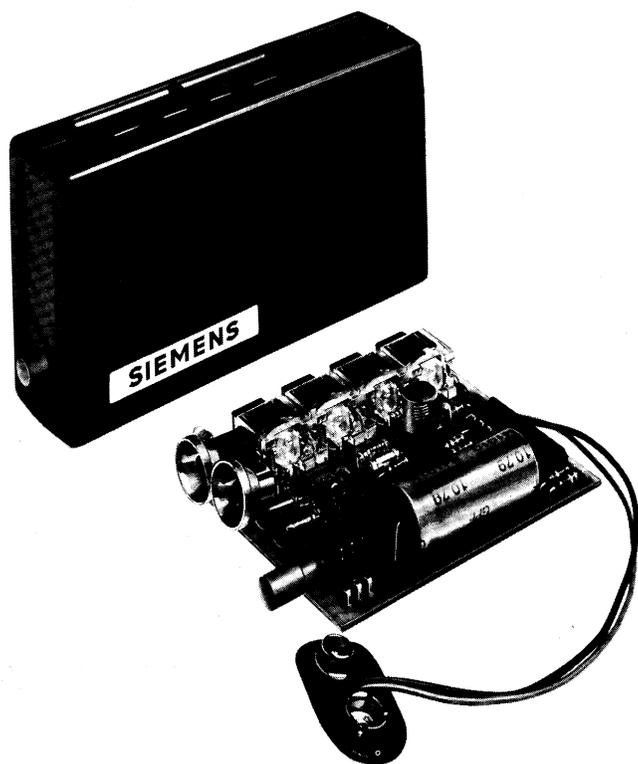


Bild 1 Handsender Typ FS 748 mit 4 Kanälen und Umschalter für 2 x 4 Befehle, Leiterplatte

Heinz Melcher, Siemens AG,  
Bereich Bauelemente,  
Vertrieb Elektronische Baugruppen,  
München

Gero Wuttke, Siemens AG,  
Bereich Bauelemente,  
Entwicklung Elektronische Baugruppen,  
München

Zur Doppelbelegung der vier Tasten des Handsenders wurde ein Befehls-umschalter eingebaut. Damit ist zusammen mit einem Vorverstärker und dem 8-Kanal-Empfängerdecoder die Fernbedienung von acht Funktionen möglich.

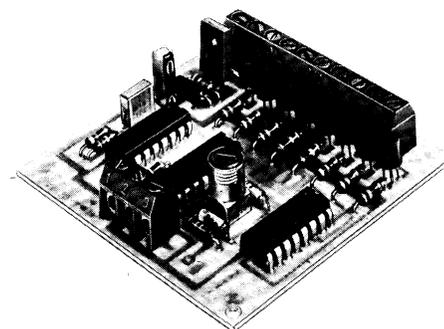


Bild 2 Empfängerdecoder Typ EM 584 mit 8 Kanälen

Der Bedienungsknopf des Befehls-umschalters befindet sich unterhalb der vier Sendeleuchten im Austrittsfenster der IR-Signale. Mit dem 4-Kanal-Handsender FS 748 (Bild 1) können damit zwei Befehlsgruppen zu jeweils vier Befehlen aus dem IR 60-System umgeschaltet werden. Eine Befehlsgruppe (21, 22, 23, 20) stimmt mit den INFRAFERN-Baugruppen mit fester Codierung überein, während die zweite Befehlsgruppe (25, 26, 27, 24) den Befehlen des Delta-Lux-Systems\* entspricht. Damit ergibt sich als weiterer Vorteil, daß mit diesem Handsender die Empfänger beider Systeme fernbedient werden können.

Entsprechend wurden für den Empfängerdecoder EM 584 (Bild 2) die Befehle beider Gruppen (21, 22, 23, 20, 25, 26, 27, 24) in derselben Reihenfolge festgelegt. Die Signalausgänge der acht Kanäle haben die Funktion »Taste«, d.h.,

\* Fernschalter und Ferndimmer von Siemens, Bereich Installationstechnik

der Ausgangstransistor ist während der Dauer des Tastendrucks am Handsender durchgeschaltet.

### Handsender

Wie aus **Tabelle 1** ersichtlich, hat der Handsender FS 748 vier Befehlstasten und einen Befehlsumschalter. Die mit dem Daumen leicht zu bedienenden Befehlstasten befinden sich an der Schmalseite des Handsendergehäuses, der Befehlsumschalter dagegen im unteren Teil des Fensters für die IR-Sendediode. Er kann dort bequem mit dem Zeigefinger betätigt werden. Der Befehlsumschalter ist als Druckschalter ausgeführt. Sein Knopf setzt sich bei jeder Betätigung in die der vorausgehenden jeweils entgegengesetzte Stellung.

Der Handsender ist mit dem PMOS-Schaltkreis SAB 3210 [2] ausgerüstet. Dieser Baustein verfügt über vier Spalten- und acht Zeilenanschlüsse die zur Abfrage eines Tastenfeldes dienen, wobei zwischen jedem Zeilen- bzw. Spaltenanschluß eine Taste als Verbindungselement eingesetzt werden kann.

Beim Handsender FS 748 stellen die Befehlstasten eine Verbindung von den vier Spaltenanschlüssen zu einer gemeinsamen Verbindungsleitung her, die wiederum über den Befehlsumschalter zwischen zwei Zeilenanschlüssen umgeschaltet werden kann (**Tabelle 1**). Dadurch können acht Befehle ausgesendet werden.

Im Ruhezustand ist der SAB 3210 von der Versorgungsspannung abgeschaltet. Wird eine der Befehlstasten gedrückt und damit die Verbindung zwischen einer Zeile und einer Spalte hergestellt, schaltet sich der Baustein über einen Transistor selbsttätig an die Versorgungsspannung. Der zum Betrieb notwendige Oszillator, bestehend aus einem im SAB 3210 enthaltenen Schmitt-Trigger und einem extern angeschaltene LC-Kreis, setzt zu schwingen ein. Nach einer Verzögerungszeit von 15 ms beginnt der Baustein Impulsgruppen zu generieren, die etwa 6 ms lang sind und sich im Abstand von 90 ms wiederholen [1].

Diese Impulsgruppen enthalten im Biphase-Code die binäre Information des bestimmten, durch den Tastendruck

ausgelösten Befehls. Über eine Vorverstärkerstufe werden die Impulse zwei Endstufen zugeführt, von denen jede zwei IR-Sendediode treibt. Insgesamt verfügt der Handsender FS 748 also über vier IR-Sendediode, wovon zwei mit Reflektoren ausgerüstet sind. Beim Loslassen der Befehlstaste oder beim gleichzeitigen Drücken zweier Befehlstasten erzeugt der Sender den sogenannten Schlußbefehl, der dem Empfänger das Ende der Übertragung bzw. die Nichtauswertbarkeit des übertragenen Befehls signalisiert.

### Vorverstärker

Die vom Sender abgestrahlten IR-Signale werden vom Vorverstärker in

elektrische Impulse umgeformt, verstärkt und als Rechteckimpulse dem Empfängerdecoder übermittelt.

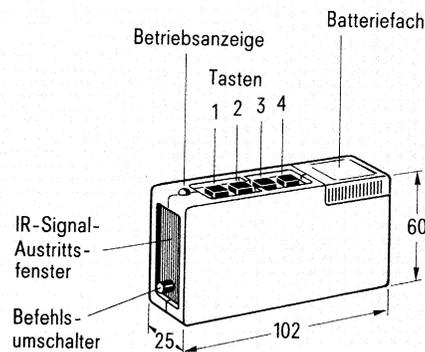
Zum Anschluß an den Empfängerdecoder EM 584 kann jeder beliebige Vorverstärker der Reihe 500 [1] verwendet werden.

### Empfängerdecoder

Der 8-Kanal-Empfängerdecoder EM 584 (**Tabelle 2**) ist auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 65 mm x 65 mm aufgebaut. Das Kernstück des Empfängers, der PMOS-Baustein SAB 3209, enthält einen Schmitt-Trigger-Oszillator mit einem extern angeschlossenen LC-Schwingkreis zur Erzeugung der internen Taktfrequenz.

Technische Daten	
Anzahl der Kanäle	4
Anzahl der Befehle	2 x 4
Stromversorgung	9-V-Batterie 6F 22
Betriebsstrom	30 mA
Ruhestrom	10 µA
Reichweite in optischer Achse bei 500 Lx Umlicht (helle Raumbeleuchtung)	
- mit Vorverstärker ohne Linse	25 m
- mit Vorverstärker mit Linse	30 m
Abstrahlwinkel	± 30°
Befehlsumschaltung	
Kanal (Taste)	1 2 3 4
Befehl-Nr.	□ 21 22 23 20
bei Schalterstellung	□ 25 26 27 24

### Maßbild



### Prinzipschaltbild

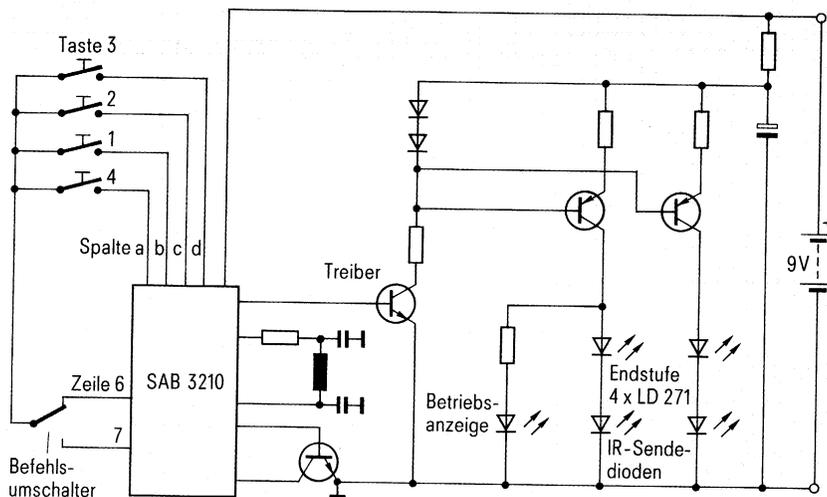


Tabelle 1 Handsender FS 748

Im Empfangsteil des Bausteins werden die vom Vorverstärker aufbereiteten IR-Signale nochmals verstärkt, auf Fehlerfreiheit geprüft und ausgewertet. Die in der Impulsgruppe enthaltene Information des übermittelten Befehls wird an den Parallelausgängen PRGA bis PRGD in binärer Form zur weiteren Verarbeitung bereitgestellt. Anschließend gibt der Baustein einen kurzen Impuls an seinen PC-Ausgang. Dadurch wird signalisiert, daß eine Impulsgruppe angekommen ist und ausgewertet wurde. Das PC-Signal erscheint nach jeder vom Sender abgestrahlten Impulsgruppe, d.h. alle 90 ms. Die Parallelausgänge speichern die Information. Ist der Sender nicht in Betrieb, dann steht an den Parallelaus-

gängen das Bitmuster des zuletzt übertragenen auswertbaren Befehls.

Der PC-Ausgang des SAB 3209 ist mit dem Eingang eines nachtriggerbaren CMOS-Monoflops verbunden. Dieses Monoflop hat eine Laufzeit von etwa 130 ms. Dadurch wird erreicht, daß bei aktiver Übertragung das Monoflop ein Dauersignal abgibt. Mit diesem Signal wird der an drei Parallelausgängen des Empfänger-Bausteins angeschlossene CMOS-Decoder-Baustein freigegeben. Dieser Decoder formt den Binärcode an seinen Paralleleingängen in den 1-aus-8-Code um.

Entsprechend dem an den Parallelausgängen des SAB 3209 in binärer Form anstehenden Befehl ist einer der Aus-

gänge 1 bis 8 des Decoderbausteins auf dem Pegel H. Jeder Decoderausgang führt über einen Widerstand auf die Basis eines NPN-Transistors. Alle acht Transistoren sind mit ihren Kollektoren an die Ausgänge geführt, während die Emitteranschlüsse gemeinsam auf Schaltungs-Null liegen. Das heißt, daß für die Dauer der Betätigung einer Befehlstaste des Senders FS 748 beim Empfänger EM 584 der entsprechende Ausgang gegen Masse durchgeschaltet wird.

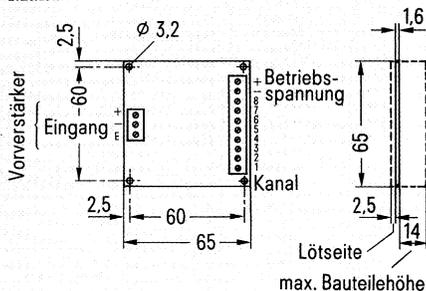
Der Empfängerdecoder EM 584 hat auf der einen Schmalseite eine 3polige Schraubklemmleiste zum Anschluß des Vorverstärkers. Gegenüber befindet sich die 10polige Schraubklemmleiste für den Anschluß der Betriebsspannung und der acht Kanalausgänge.

Als Betriebsspannung dient eine unregelte Gleichspannung von 20 bis 30 V. Über eine Stabilisierung wird die interne Versorgungsspannung und die Betriebsspannung von 12 V für den Vorverstärker erzeugt.

**Technische Daten**

Anzahl der Kanäle	8
Anzahl der Befehle	8
Signalauswertung	Funktion »Taste«
Betriebsgleichspannung	24 V
Stromaufnahme mit Vorverstärker mit Signal, ohne Laststrom	18 (<30) mA
Ausgangsspannung	> $U_B - 1 V$
Laststrom je Kanal	max. 100 mA
Einschaltverzögerung	≅ 25 ms
Nachlaufzeit	≅ 150 ms

**Maßbild**



**Prinzipschaltbild**

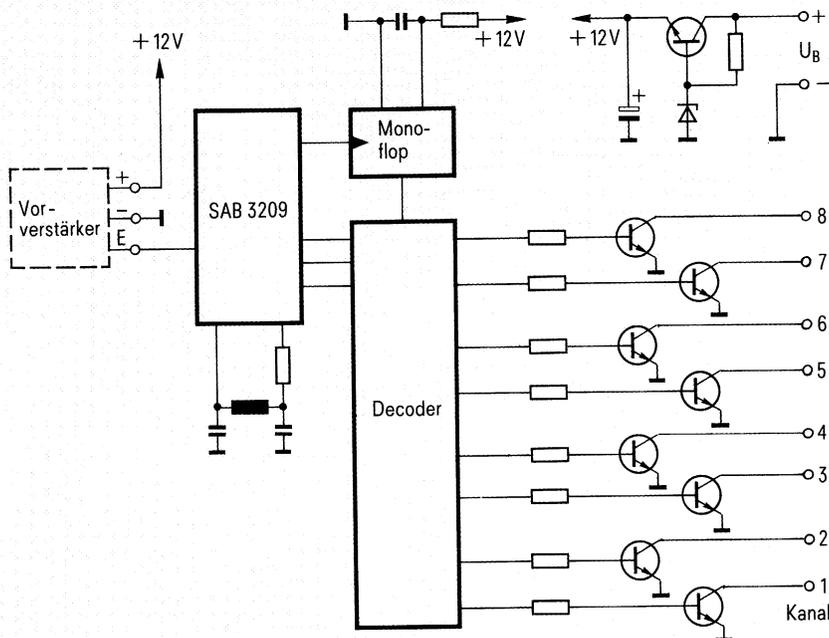


Tabelle 2 Empfängerdecoder EM 584

**Schrifttum**

- [1] Siemens-Datenbuch 1979/80, Infrarot Fernbedienung, Baugruppensystem INFRA-FERN. Bestell-Nr. B 2146
- [2] Siemens-Datenbuch 1978/79, Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungselektronik. Bestell-Nr. B 1873

Bruno Finger

# Betriebszuverlässigkeit von MKT-Schichtkondensatoren

Aufbau und Vorteile sowie Qualität und Zuverlässigkeit von MKT-Schichtkondensatoren sind in [1] und [2] beschrieben. Die Zuverlässigkeitsbetrachtungen beziehen sich dabei auf etwa 3100 Prüflinge und eine maximale Versuchszeit bis zu 10000 h. Inzwischen hat sich die Zahl der untersuchten Kondensatoren auf mehr als das Doppelte und die maximale Prüfzeit auf das Vierfache, d.h. auf 40000 h erhöht. Der vorliegende Beitrag ergänzt die Angaben in [2] und bestätigt die hervorragende Zuverlässigkeit der MKT-Schichtkondensatoren im Dauerbetrieb.

## Lebensdauerverhalten

Zum Ermitteln des Driftverhaltens und der Ausfallrate für die Anwendungsklasse FME wurden bisher Lebensdauererproben an insgesamt 6467 MKT-Schichtkondensatoren bei verschiedenen Bedingungen durchgeführt. Die Kondensatoren wurden überwiegend an der oberen zulässigen Beanspruchungsgrenze getestet. Etwa 50% aller Prüflinge haben bereits eine Versuchszeit von mehr als 18000 h erreicht; 8 Kollektive mit 640 Kondensatoren sind schon 40000 h im Dauerversuch. In Tabelle 1 ist die Anzahl der Prüflinge bei den verschiedenen Versuchsbedingungen getrennt nach Kapazitätsbereich und Nennspannung  $U_N$  zusammengestellt.

Bei diesen Lebensdauererproben wurden gemäß unseren Bauformblättern und DIN 44 122 folgende Ausfallkriterien für die elektrischen Kennwerte festgelegt:

### Totalausfall:

Kurzschluß oder Unterbrechung.

Ing. (grad.) Bruno Finger,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Gütesicherung Kondensatoren, Regensburg

### Änderungsausfall:

Kapazitätsänderung  $\frac{\Delta C}{C} > \pm 10\%$ ,

Verlustfaktor  $\tan \delta > 2$ facher oberer Grenzwert,

Isolationswiderstand  $R_{is} < 150 \text{ M}\Omega$  ( $\leq 0,33 \mu\text{F}$ ),

Zeitkonstante  $\tau < 50 \text{ s}$  ( $> 0,33 \mu\text{F}$ ).

## Driftverhalten

Im Bild 1 sind die Mittelwerte der Kapazitätsdrift für die verschiedenen Beanspruchungen dargestellt. Tabelle 2 zeigt die gemessenen Größt- bzw. Mindestwerte der elektrischen Kenngrößen. Es wurden nur in zwei Fällen die oben angeführten Kriterien für einen Änderungsausfall überschritten.

Bei den Versuchen in Klima G und Klima E treten durch Aufnahme von Wasserdampf positive Kapazitätsänderungen auf. Bei Temperaturbelastung sind ausschließlich negative Kapazitätsänderungen erkennbar, die in erster Linie auf irreversible Änderungen des Dielektrikums aber auch auf Austrocknungsvorgänge zurückzuführen sind. Die Kapazitätsabnahme durch Umkristallisation liegt in der Größenordnung von 2%.

Die Verlustfaktorwerte bei 10 kHz bleiben über die gesamte Versuchszeit konstant.

Die gemessenen niedrigsten Isolationswerte treten nur vorübergehend auf. Schon nach 10000 h liegen mehr als 99,5% der Prüflinge über den Mindestanlieferungswerten der MKT-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen (30000 M $\Omega$  bzw. 10000 s nach DIN 44 122).

## Ausfallrate

Es wurden bisher insgesamt 6467 Kondensatoren mit einer mittleren Versuchszeit von 18000 h geprüft. Dies ergibt einen Prüfumfang von  $1,16 \cdot 10^8$  Bauelementestunden. Durch zeitraf-

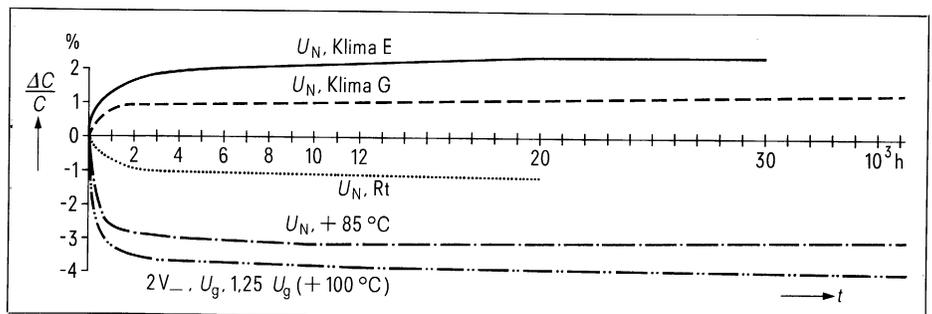


Bild 1 Driftverhalten der Kapazität bei verschiedenen Versuchsbedingungen

# Anwendung von SIPMOS-Transistoren in Solarstromversorgungen

Eine kontinuierliche Solarstromversorgung erfordert einen elektrischen Energiespeicher, um Perioden mit geringem Sonnenenergieeinfall bzw. Nachtstunden zu überbrücken.

Zu diesem Zweck werden von verschiedenen Herstellern Bleiakkumulatoren angeboten, die eine hohe Lebensdauer von etwa 15 Jahren aufweisen, wenn geeignete Laderegler Verwendung finden.

## Gefordert wird von einem solchen Laderegler:

- Überladungsschutz des Akkus,
- Ladung mit Spannungsbegrenzung »U-Ladung«,
- geringste Durchlaßverluste am Regeltransistor,
- sehr kleiner Leistungsverbrauch des Ladereglers,
- weiter Temperaturbereich,
- hohe Zuverlässigkeit,
- Rückstromschutz bei abgedunkeltem Solarmodul,
- Verpolungsschutz sowie
- kleine Bauform, d. h. geringer Aufwand.

In folgenden werden drei Laderegelschaltungen beschrieben. Durch Verwendung von SIPMOS®-Transistoren und den neuen »PNP«-Operationsverstärkern (PNP-Eingangsstufe) TAE 2453A bzw. TAE 4453A beträgt die Leistungsaufnahme jeweils nur 40 mW. Alle Schaltungen sind für 12-V-Systeme ausgelegt.

## Regelprinzip

Verwendet wird bei allen Schaltungen ein Serienregler, der sehr kompakt aufgebaut werden kann. Im ungünstigsten Betrieb treten an ihm nur etwa 30% von der Verlustleistung auf, die die häufig eingesetzten »Shuntregler« aufweisen. Die erste Schaltungsvariante arbeitet mit der üblichen Rückstromdiode, die eine Entladung des Akkus über das abgedunkelte Solarmodul verhindert. Bei den anderen Schaltungsvarianten wird diese Diode durch einen SIPMOS-Transistor ersetzt, was ein noch besse-

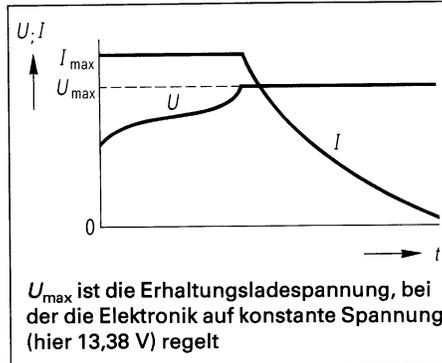


Bild 1 Ladekurven eines Bleiakkus mit »U-Ladung«

res Ausnützen der Solarenergie möglich macht.

Um ein Gasen zu verhindern, begrenzt der Regler die Zellenspannung des angeschlossenen Akkus bei der Ladung auf maximal 2,23 V. Bei kleinerer Zellenspannung erfolgt das Laden grundsätzlich mit vollem Solargeneratorstrom. Eine Überlastung des Akkus ist dabei ausgeschlossen, da das Solarmodul als Stromkonstantquelle wirkt und der maximal zulässige Ladestrom auch bei größter Beleuchtungsstärke nicht überschritten wird.

Wenn die Erhaltungsladespannung des Akkus erreicht ist, wird auf konstante Spannung geregelt (sogenannte »U-Ladung«), wobei der Akku selbst den Ladestrom bestimmt, bis schließlich nur noch der Erhaltungsladestrom fließt (Bild 1). Dieses Ladeverfahren garantiert nicht nur eine hohe Lebensdauer des Bleiakkus, sondern führt auch zu einer vollständigen Nutzung der Akku-Ladekapazität.

Als Regeltransistoren werden in allen Schaltungen die extrem niederohmigen SIPMOS-Transistoren BUZ 11 verwendet, deren Drain-Source-Einschaltwiderstand nur 40 mΩ beträgt, so daß praktisch keine Solarleistung verloren geht.

Die Leistungsverstärkung von SIPMOS-Transistoren ist nahezu unendlich groß. Dadurch konnte die Stromauf-

nahme der Regelschaltungen außerordentlich klein gehalten werden.

## Laderegler mit Rückstromsperrdiode Ladestromkreis

Bild 2 zeigt die Schaltung des Ladereglers mit Rückstromsperrdiode. Das Solarmodul SFH 140-36 (maximale Leistungsabgabe 33 W) liefert die Energie in einen 12-V-Akku. Als Serienregler ist, wie erwähnt, der SIPMOS-Transistor BUZ 11 vorgesehen. Bei einem maximalen Solargeneratorstrom von 2 A beträgt der Durchlaßverlust am Serienregler nur 0,16 W und ist damit gegenüber der Verlustleistung der Rückstromsperrdiode (= 1,8 W) vernachlässigbar klein. Die Rückstromsperrdiode D2 ist notwendig, da der PN-Übergang zwischen Drain und Source beim SIPMOS-Transistor T3 eine Inversdiode bildet und damit einen Rückstrom ermöglichen würde.

## Laderegulation (U-Ladung)

Der OP1 ist als Regelverstärker geschaltet. Wenn der Akku die Erhaltungsladespannung von 13,38 V erreicht, wird der Ladestrom durch den SIPMOS-Transistor zurückgeregelt. OP1 vergleicht die geteilte Batteriespannung mit der Referenzspannung an D3 und steuert über R8, R9 und T2 den SIPMOS-Transistor T3 an. Innerhalb einer Batteriespannungsänderung von nur 10 mV wird der Ladestrom von 2 A auf Null zurückgeregelt. Der Regler arbeitet stabil und ohne jede Schwingneigung in diesem kleinen Spannungsbereich. Der Abgleich mit P1 muß so erfolgen, daß bei der Erhaltungsladespannung des Akkus die Stromregelung eintritt.

## Temperaturstabilität der Abschaltchwelle

Da die Temperaturstabilität normaler Z-Dioden für diese Anwendung nicht ausreicht, wird eine Referenzdiode (1N 823A) verwendet. Der Temperaturgang der Abschaltchwelle ist < 70 mV im Temperaturbereich von -25 bis

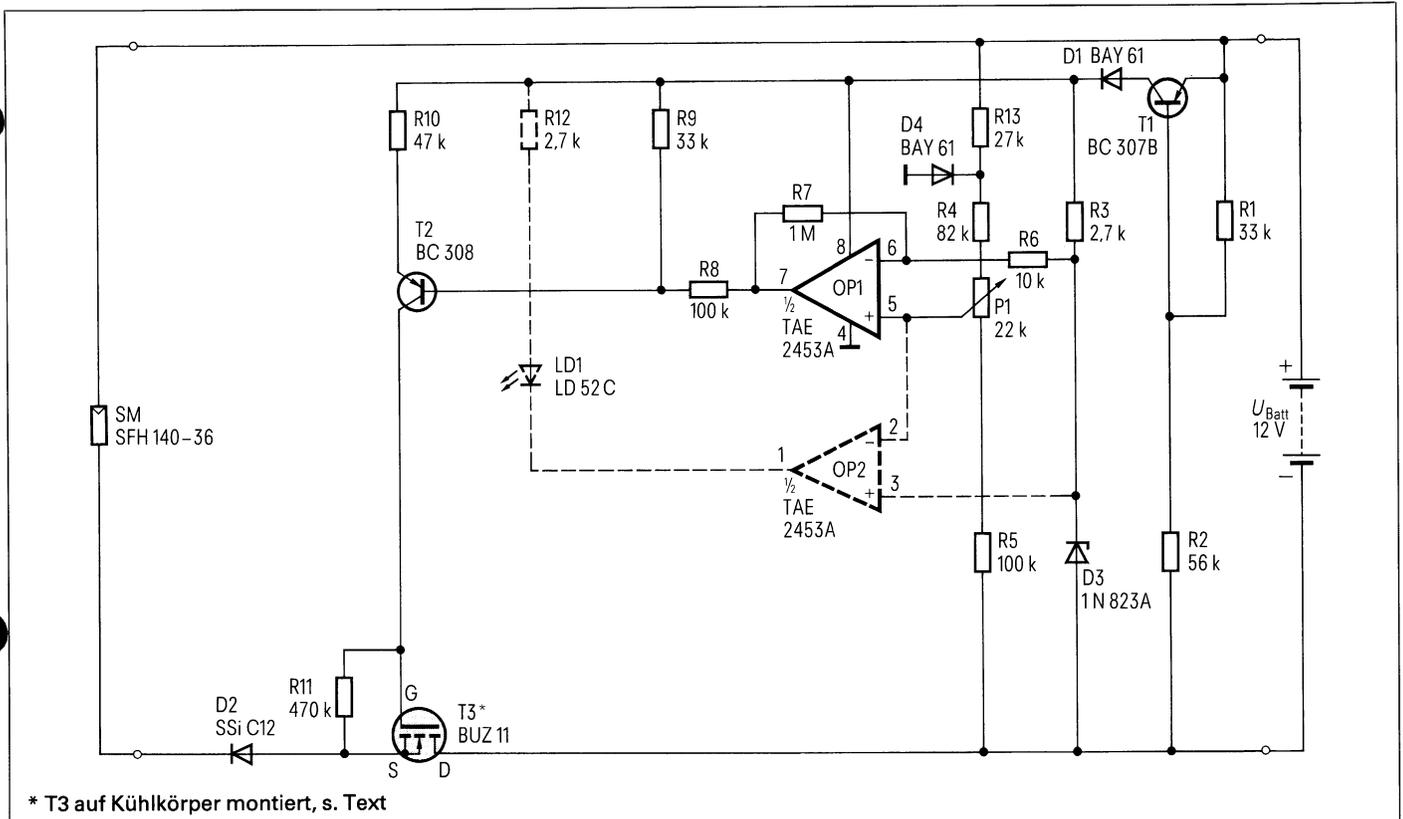


Bild 2 Schaltung des Ladereglers mit Rückstromsperrdiode

+85°C und wird allein durch das Referenzelement bestimmt. Die Referenzdiode benötigt einen minimalen Arbeitsstrom von 2 mA.

**Verpolungsschutz**

Der Transistor T1 sowie die Dioden D1 und D4 sind als Verpolungsschutz vorgesehen. Der Regler ist damit gegen jegliches Falschpolen der Ein- und Ausgangsklemmen gesichert.

**Zustandsanzeige**

Der OP2 ist als Komparator geschaltet, dessen Ausgang LD1 ansteuert,

wenn die Erhaltungsladespannung erreicht wird.

**Verlustleistungsbetrachtung**

Im Kennlinienfeld  $I_p = f(U_p)$  des Solarmoduls SFH 140-36 (Bild 3) ergibt sich im Arbeitspunkt 2 A/19 V ( $T_U = 0^\circ\text{C}$ ) die maximale Verlustleistung am Regeltransistor. Dabei beträgt die Spannung am SIPMOS-Transistor 19 V - 13,38 V = 5,62 V und die maximale Verlustleistung demzufolge 5,62 V x 2 A = 11,24 W. Diese maximale Verlustleistung muß vom Kühlkörper

**Technische Daten der 12-V-Laderegler mit Rückstromsperrdiode (Bild 2) und ohne Rückstromsperrdiode (Bilder 4 und 5)**

Typische Durchlaßverlustleistung bei voll durchgesteuertem SIPMOS-Transistor ( $I_p = 2\text{ A}$ ; $U_{\text{Batt}} \leq 13,38\text{ V}$ )	$P_{V\text{ typ}}$	2,16 W (Bild 2) 320 mW (Bilder 4 und 5)
Maximale Verlustleistung im Regelbetrieb ( $T_U = 0^\circ\text{C}$ )	$P_{V\text{ max}}$	11,24 W
Maximale Modulspannung ( $I_p = 0\text{ A}$ )	$U_{p\text{ max}}$	23 V
Erhaltungsladespannung	$U_{\text{Batt max}}$	13,38 V
Minimal zulässige Batteriespannung	$U_{\text{Batt min}}$	4 V
Spannungsänderung (Regelbereich) für eine Stromrückregelung von 2 A auf 0 A	$\Delta U_{\text{Batt}}$	10 mV
Temperaturstabilität der Abschaltsschwelle (13,38 V) im Bereich von -25 bis +85°C	$\Delta U_0$	$\leq 70\text{ mV}$
Eigenstromaufnahme	$I_S$	3 mA
$U_{\text{Batt}} = 13,38\text{ V}$	$I_{S1}$	6,7 mA
$U_{\text{Batt}} = 13,38\text{ V}$ ; mit einer LED	$I_{S2}$	10 mA
mit zwei LED	$T_U$	-25 bis +85°C
Betriebstemperaturbereich		
Kühlkörper für T3: $R_{\text{thk}} \leq 8\text{ K/W}$		

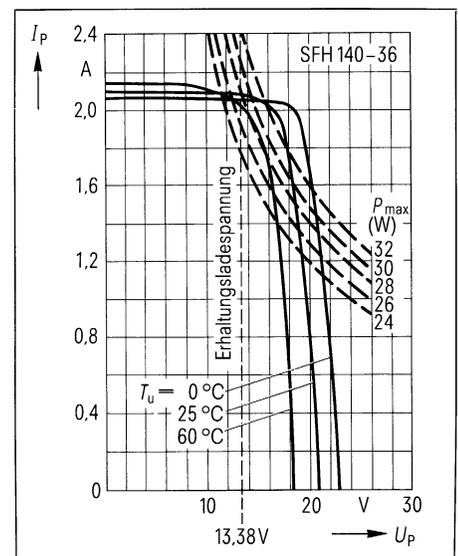
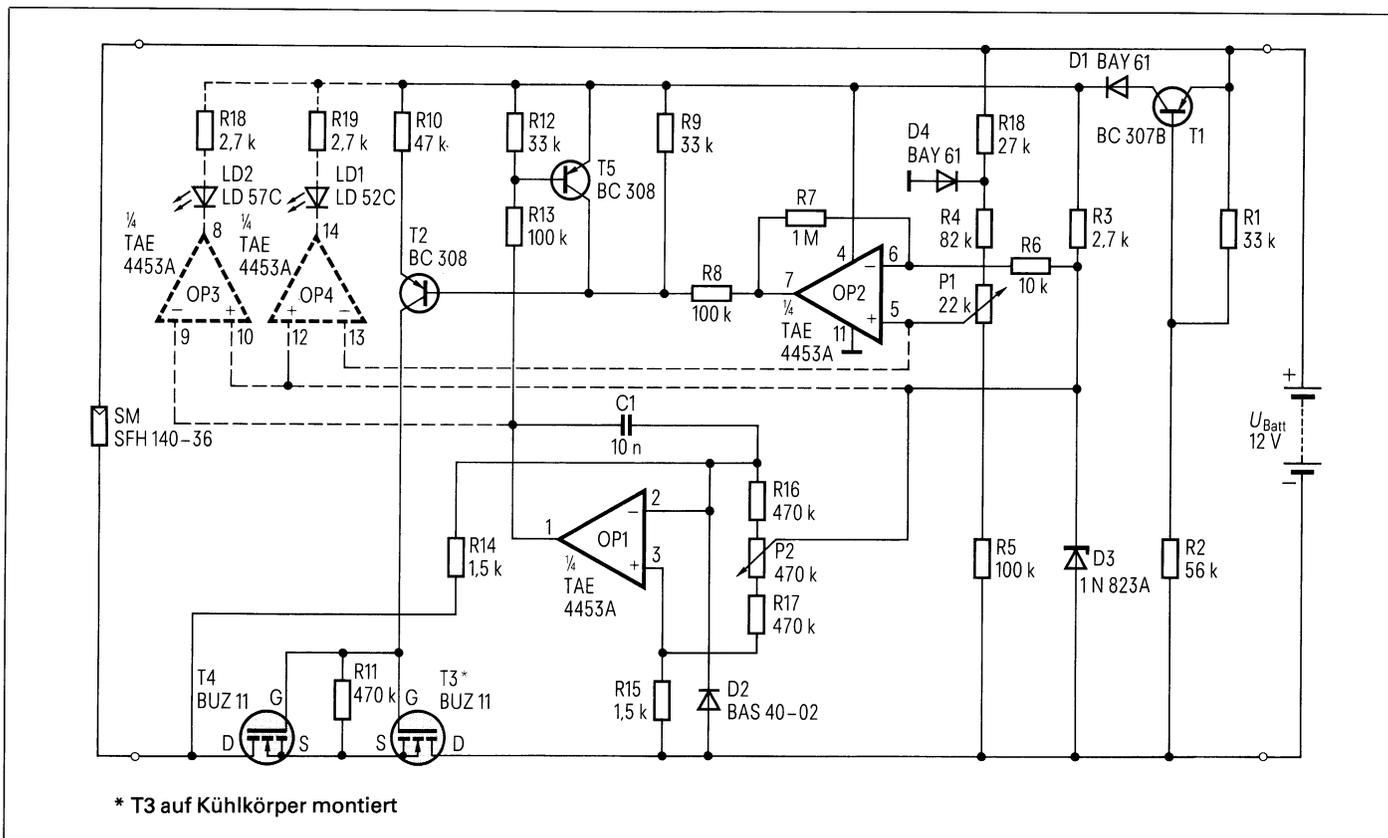


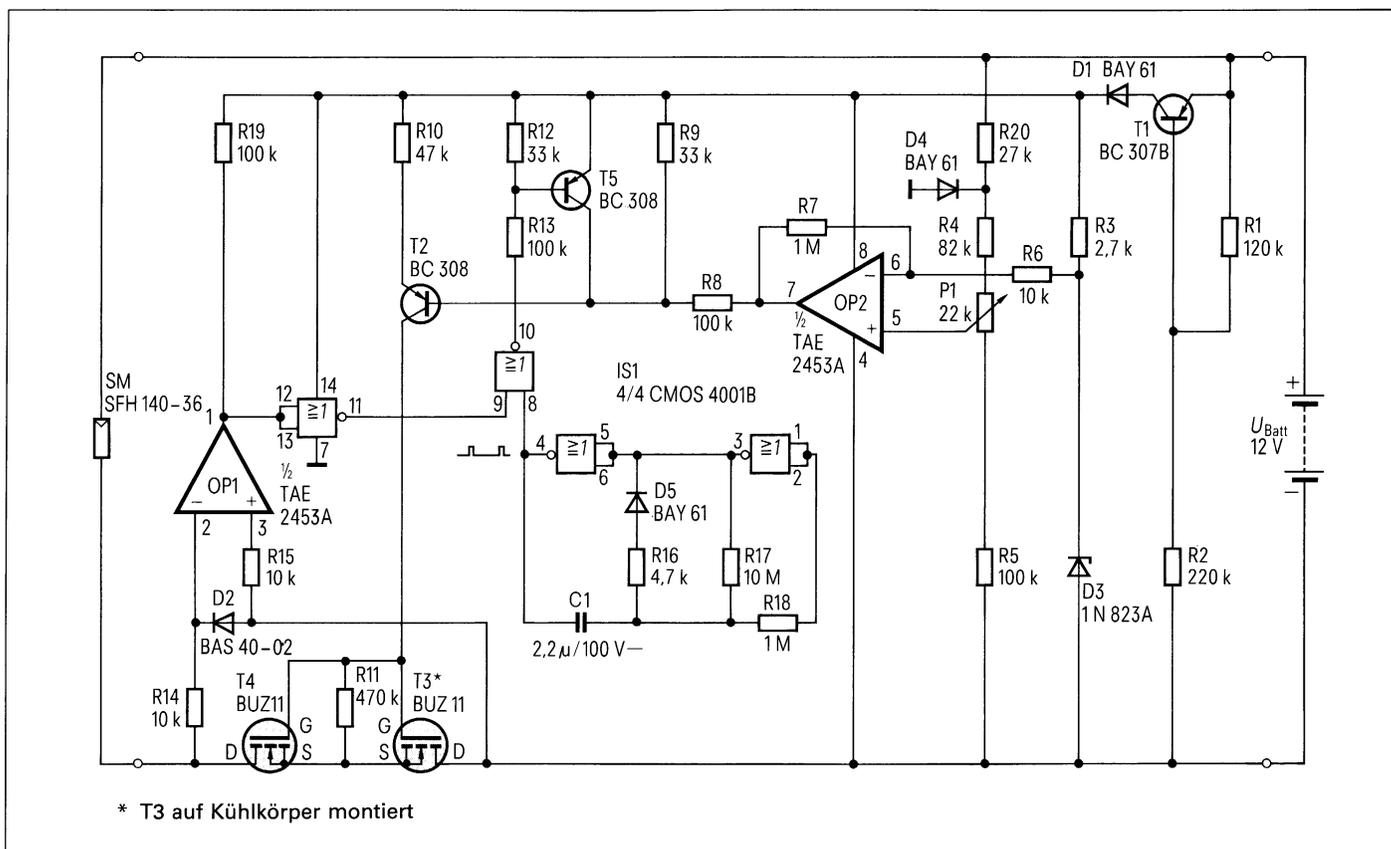
Bild 3 Solarmodul  $I_p$  in Abhängigkeit von der Spannung  $U_p$  beim Großflächen-Solarmodul SFH 140-36; Parameter ist die Umgebungstemperatur  $T_U$

( $R_{\text{thk}} \leq 8\text{ K/W}$ )\* des SIPMOS-Transistors abgeführt werden. Die technischen Daten der Schaltung nach Bild 2 sind in der Tabelle zusammengestellt.

\* Unter der Annahme, daß der Solargenerator und die Regelelektronik bei gleicher Umgebungstemperatur betrieben werden.



**Bild 4** Schaltung des Ladereglers mit SIPMOS-Transistor anstelle einer Rückstromsperrdiode



**Bild 5** Schaltung des Ladereglers mit SIPMOS-Transistor anstelle einer Rückstromsperrdiode und mit periodischem Spannungsvergleich zur Rückstromabschaltung. Die verwendeten Bauteile sind in der Stückliste zusammengestellt

Stückliste für die Schaltung nach Bild 5

		Bestell-Nr.
C1	MKT-Schichtkondensator, 2,2 $\mu$ F $\pm$ 5%, 100 V-	B32562-D1225-J
D1	Silizium-Schaltdiode BAY 61	Q62702-A389
D2	Schottky-Diode BAS 40-02	Q62702-A629
D3	Silizium-Referenzdiode 1 N 823A; 5,9 bis 6,5 V	Q62702-Z769-F82
D4	Silizium-Schaltdiode BAY 61	Q62702-A389
IS1	CMOS-4fach-NOR-Glied mit je 2 Eingängen, HEF 4001B	-
OP1	PNP-Zweifach-Operationsverstärker TAE 2453A	Q67000-A2107
P1	Trimmerwiderstand 22 k $\Omega$ , 0,1 W	-
R1 bis R20	Kohleschichtwiderstände KARBOWID <sup>®</sup> , 0,5 W	B51370-A2*** - + (vollständige Bestell-Nr. je nach Wert)
SM	Großflächen-Solarmodul SFH 140-36 (33 W; für 12-V-Akkus geeignet)	Q62702-P842-F1
T1	Silizium-NF-Transistor BC 307B	Q62702-C324
T2	Silizium-NF-Transistor BC 308	Q62702-C704
T3, T4	SIPMOS-Transistor BUZ 11	C67078-A1301-A2
T5	Silizium-NF-Transistor BC 308	Q62702-C704

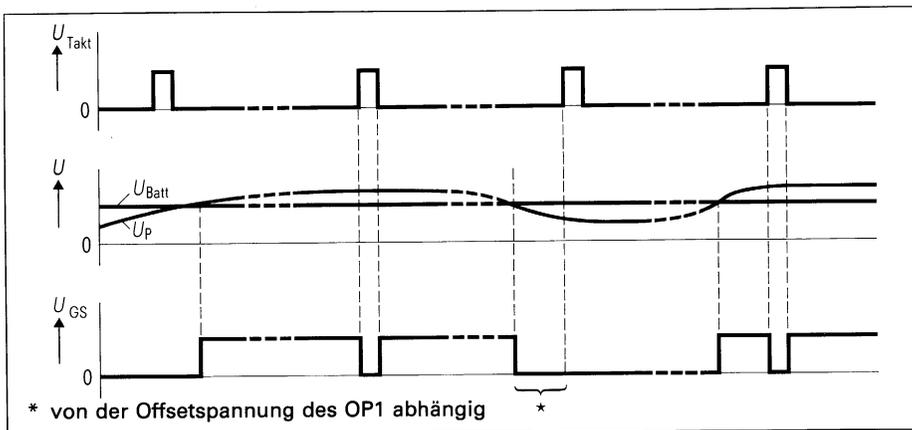


Bild 6 Impulsdiagramm für das periodische Abfragen der Polarität an den SIPMOS-Transistoren zur Rückstromabschaltung (Schaltung nach Bild 5)

Laderegler mit SIPMOS-Transistor anstelle der Rückstromsperrdiode

In der Schaltung nach Bild 2 entsteht beim Laden des Akkus an der Rückstromsperrdiode eine beträchtliche Verlustleistung von 1,8 W. Die Schaltung Bild 4 zeigt, wie man bei Ersatz dieser Diode durch einen weiteren SIPMOS-Transistor die Verlustleistung stark reduzieren und damit die Solarenergie noch besser nutzen kann.

Schaltungsbeschreibung von Bild 4

Gate und Source der beiden SIPMOS-Transistoren sind zusammengeschaltet. Es kann dadurch eine gemeinsame Ansteuerung erfolgen. Die Drain-Source-Diode von T4 ist in Sperrrichtung gepolt, solange die Solarmodulspannung kleiner als die Akkuspannung ist. Ohne Ansteuerung der SIPMOS-Transistoren kann somit kein Rückstrom fließen. Während des Ladens, das Gate ist angesteuert, werden

T3 und T4 niederohmig geschaltet. Der Kanalwiderstand der beiden SIPMOS-Transistoren beträgt dann  $2 \times 0,04 \Omega$  und die Verlustleistung bei einem Panelstrom von 2 A nur 0,32 W. OP1 ist als Komparator geschaltet. Er mißt die Polarität der Spannung zwischen den Drainanschlüssen der SIPMOS-Transistoren und sperrt über T5 und T2 die SIPMOS-Transistoren, wenn die Solargeneratorspannung kleiner als die Akkuspannung ist. OP1 muß bei einer gegenüber Substrat negativen Eingangsspannung noch funktionieren. Hierzu eignen sich der Doppel-Operationsverstärker TAE 2453A und der Vierfach-Operationsverstärker TAE 4453A.

Offsetabgleich

Der sehr niederohmige SIPMOS-Kanal macht einen Offsetabgleich notwendig. Bei einem Offset von -5 mV könnte ohne Abgleich ein Rückstrom von

5 mV/0,08  $\Omega$  = 62,5 mA fließen. Der Offsetabgleich erfolgt mit P2. Dabei müssen die SIPMOS-Transistoren überbrückt werden und der Ausgang von OP1 auf »Low« wechseln.

Zustandsanzeige

Wird eine Zustandsanzeige gewünscht, so können die beiden weiteren OP des TAB 4453 dazu verwendet werden. LD 1 leuchtet bei Erreichen der Erhaltungsladespannung (U<sub>max</sub> in Bild 1). LD 2 leuchtet, wenn ein Ladestrom fließt.

Verbesserte Schaltung nach Bild 5

Beim Laderegler mit Stromrichtungserkennung nach Bild 4 ist die Rückstromabschaltung durch den geringen Spannungsabfall am niederohmigen SIPMOS-Kanal nur mit einem Offsetabgleich möglich. Der Laderegler nach Bild 5 kommt ohne diesen Abgleich aus. Während des Ladevorgangs werden T3/T4 durch den CMOS-Taktgenerator (IS1) periodisch alle 14 s kurzzeitig (15 ms) gesperrt. In der Sperrphase stellt der Komparator OP1 die Polarität des Potentials über den SIPMOS-Transistoren T3 und T4 fest. Ist die Solarmodul-Leerlaufspannung kleiner als die Akkuspannung, so kippt der Komparator auf »Low« und die SIPMOS-Transistoren bleiben durch das nachfolgende NOR-Glied gesperrt. Dieser Zustand bleibt solange erhalten, bis die Solarmodul-Leerlaufspannung größer als die Akkuspannung ist. Ist dies der Fall, kippt der Ausgang des Komparators OP1 auf »High«; die Ladung und der Abtastvorgang werden wieder fortgesetzt. Das Impulsdiagramm Bild 6 zeigt den Funktionsverlauf.

Bei dem hier vorliegenden extrem kleinen Tastverhältnis von  $\approx 1 : 1000$  ist beim Laden durch das kurzzeitige Sperren praktisch kein Energieverlust zu verzeichnen. Die Schaltung kann um eine Zustandsanzeige, wie in Bild 4 angegeben, erweitert werden. Die technischen Daten der Schaltung nach Bild 5 sind identisch mit denen der Schaltung nach Bild 4 und in der Tabelle zusammengestellt.

Leistungserweiterung

Zur Steigerung der Ladeleistung können mehrere Solarmodule mit je einem Laderegler auf den gleichen Akku arbeiten. Ebenso besteht die Möglichkeit, den Leistungsteil des Ladereglers (SIPMOS-Transistoren, Rückstromschutzdiode) noch leistungsstärker auszuführen, so daß mehrere, parallelgeschaltete Solarmodule auf einen Laderegler arbeiten. Dies gilt für alle drei Schaltungen.

Alfred Hauenstein, Bernhard Schwager

Michael Beitner  
Dieter Vogel

# IR-Fernsteuern mit den CMOS-Bausteinen SLB 3801 und SLB 3802

Das Fernsteuern wird bei weitverzweigten Prozessen, die zentral geführt oder automatisch betrieben werden, immer häufiger eingesetzt. Definitionsgemäß versteht man unter dem Begriff »Fernsteuern« das Überwachen und/oder Steuern räumlich entfernter Objekte mittels signalumsetzender Verfahren von einer oder mehreren Stellen aus. Drahtlose Fernsteuerungen bieten eine größere Flexibilität gegenüber drahtgebundenen, weil die Befehlszentrale (Sender) und die Empfänger mobil sein können. In der Regel geschieht die drahtlose Befehlsübermittlung über elektromagnetische Funkwellen. In Fällen, in denen diese Übertragungsart entweder zu aufwendig oder bei hoher Störstrahlung ausgeschlossen ist, bietet sich die Übertragung mittels Infrarotstrahlung oder Ultraschall an.

Die C-MOS-Bausteine SLB 3801 und SLB 3802 sind als Sender und Empfänger für eine störsichere PCM-Befehlsübertragung konzipiert und ermöglichen so das Fernsteuern sowohl drahtgebunden als auch mit Infrarotstrahlung.

## Die Infrarotübertragung

Infrarotstrahlung hat aufgrund ihrer deutlichen Vorteile Ultraschall als Übertragungsmedium für Fernbedienungen weitgehend abgelöst und neue Anwendungsgebiete erschlossen.

Wegen der höheren Ausbreitungsgeschwindigkeit der Infrarotstrahlung treten keine Störungen durch Interferenzen, Raumreflexionen und Dopplereffekt auf. Auch Klirrgeräusche verursachen keine Beeinträchtigung.

Zwar kann sich durch eine hohe Beleuchtungsstärke am Empfangsort die Reichweite der Übertragung verrin-

gern, jedoch gewährleistet die Anwendung der Pulsmodulation eine hohe Störsicherheit, so daß keine Fehlfunktionen ausgelöst werden.

Infrarotstrahlung unterliegt im allgemeinen den gleichen Ausbreitungsbedingungen wie sichtbares Licht. Mit optischen Mitteln (Reflektoren, Sammellinse) kann das Signal gebündelt werden, um gerichtete Übertragung mit großer Reichweite zu erzielen.

In geschlossenen Räumen findet die nichtrichtungsgebundene diffuse Abstrahlung Verwendung. So ermöglicht die Ausnutzung von Wandreflexionen auch dann eine Signalübertragung, wenn der Sender den Empfänger nicht direkt bestrahlt.

## Wesentliche Merkmale des Fernsteuersystems

- Hohe Ansprechsicherheit durch Pulsmodulation im Biphase-Format:

keine von einer Störung ausgelöste Schaltheftung oder Nachbarkanal-Übersprechen bis jetzt bekannt,

- geringe Stromaufnahme: lange Batterielebensdauer beim Sender; Stromversorgung des Empfängers kapazitiv direkt aus dem Lichtnetz oder aus einer Batterie möglich,
- 8 Empfänger mit je 8 Schaltausgängen (8 Kanälen) können durch Adressierung (Pinprogrammierung) voneinander getrennt betrieben werden,
- mitintegrierter geregelter Vorverstärker im Empfängerbaustein,
- minimaler externer Bauelementeaufwand,
- Arbeitstakt für Sender und Empfänger mit preiswerten Keramikschnivern oder durch externen Takt.

## Sender SLB 3801

### Funktionsbeschreibung (Bild 1)

Der CMOS-Senderbaustein SLB 3801 wandelt die über eine Tastaturmatrix durch Drücken einer Taste eingegebenen Befehle in ein 8 bit breites serielles Telegramm um.

Der Baustein hat sechs Anschlüsse (x, y) für eine Tastaturmatrix mit vier Reihen und zwei Spalten. Zur Eingabe eines Befehls wird mittels einer Taste ein Reihenausgang mit einem Spalteneingang verbunden ( $4 \times 2$  Kreuzpunkte: 8 Tasten, 8 zugeordnete Kanäle).

Der Zustand der Tastaturmatrix (ein oder mehrere Kontakte geschlossen oder geöffnet) wird im Zeitmultiplexverfahren zyklisch abgefragt.

Zur Adressierung hat der SLB 3801 drei Codiereingänge mit denen acht verschiedene Adressen eingestellt werden können. Dazu werden diese Eingänge wahlweise auf  $+U_S$  gelegt bzw. offengelassen. Alle Codiereingänge

Dipl.-Ing. Michael Beitner,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

Dipl.-Phys. Dieter Vogel,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Entwicklung Integrierte Schaltungen,  
München

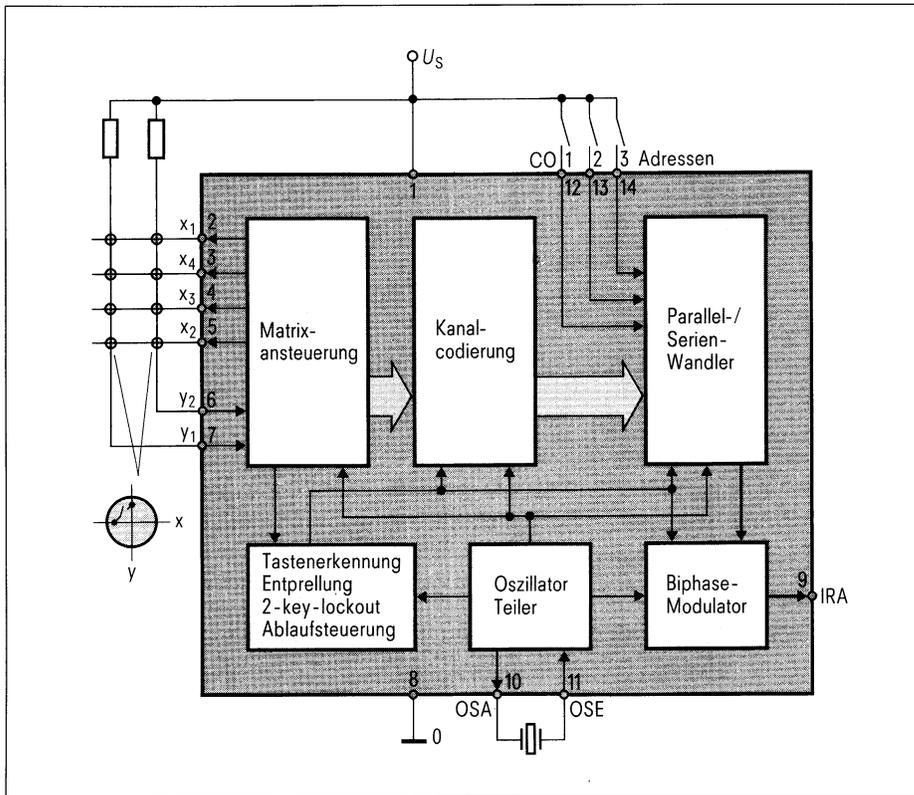


Bild 1 Blockschaltbild Sender SLB 3801

sind intern über einen Hochohmwiderstand (etwa 2 MΩ) nach 0 V gelegt. Beim Drücken einer Taste wird die Versorgungsspannung eingeschaltet, der Oszillator gestartet (bzw. ein externer Takt freigegeben) und nach etwa 20 ms Prellunterdrückung wird fortlaufend (Wiederholfrequenz etwa 100 Hz) ein der entsprechenden Taste zugeordnetes, biphascodiertes Starttelegramm mit 8 bit erzeugt (Bild 2). Die Information (Empfängeradresse + Kanal) wird auf eine 25-kHz-Trägerfrequenz aufmoduliert.

Beim Loslassen der Taste generiert der Sender ein Stoptelegramm, das sich in einem Bit vom zugehörigen Starttelegramm unterscheidet. Nach Absenden des Stoptelegramms wird nach einer Nachlaufzeit von etwa 50 ms die Versorgungsspannung intern abgeschaltet, und der Baustein geht in Stand-by-Betrieb.

Werden zwei oder mehr Tasten gleichzeitig gedrückt, so wird die im Abfragezyklus zuerst erkannte x-y-Verbindung ausgewertet. Ein weiterer Kanal kann erst aktiviert werden, wenn dieser erste Kontakt wieder geöffnet ist (elektronischer 2-key-lockout).

Bei Anschluß der Versorgungsspannung an den Baustein setzt sich dieser

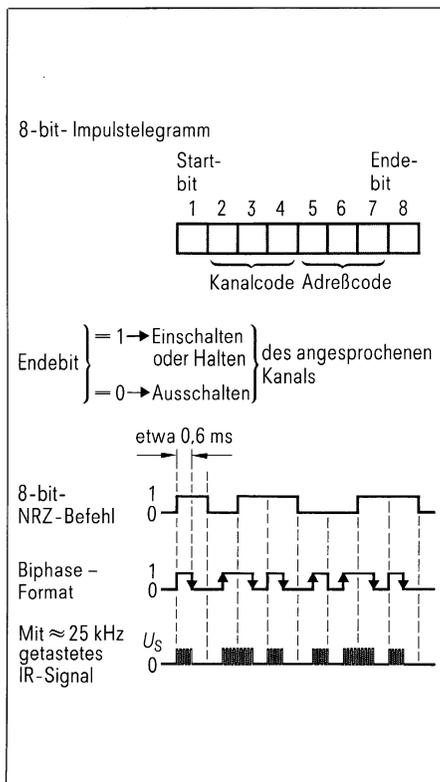


Bild 2 Format und Code der gesendeten Information

**Vorteile:**  
kein Gleichanteil : Wechselspannungskopplung  
»selbsttaktend« Taktinformation auch bei längeren »0«- oder »1«-Folgen  
Selbstprüfender Code (BI-0-Bildungsgesetz)

selbst zurück und geht in Stand-by-Betrieb (Power-on-Reset).

### IR-Senderschaltung

Bild 3 zeigt die Schaltung des Hand-senders für acht Kanäle. Im Stand-by-Betrieb beträgt die Stromaufnahme einschließlich des Kondensator-Leckstromes typisch 150 nA. Über den Treibertransistor T1 wird die Basis der zwei Endstufentransistoren T2 und T3 mit nahezu konstanter Amplitude angesteuert. Sie bilden mit ihren Emitter-Gegenkopplungswiderständen zwei Quasi-Konstantstromquellen und arbeiten auf die beiden in ihrem jeweiligen Kollektorstromkreis in Reihe geschalteten Sendedioden. Bei neuer Batterie fließt in jedem Zweig ein Dioden-Spitzenstrom von 800 mA. Verringert sich die Batteriespannung auf die Hälfte, dann geht der Strom um etwa 30% zurück.

Zur Batterie- und Betriebskontrolle dient eine über den Transistor T4 angesteuerte Leuchtdiode. Sie zeigt an, ob gesendet wird, solange die Spannung der belasteten Batterie 5 V nicht unterschreitet.

In der vorliegenden Schaltungsausführung mit dem Spannungsteiler R5 und R6 kann die Streuung der Basis-Emitter-Spannung von T4 zu einem Abschaltbereich der LED von 4,5 bis 5,5 V führen. Deshalb ist für eine genauere Abschaltspannung die Variante mit dem 50-Ω-Potentiometer und das Abgleichen auf 5 V vorzusehen.

### Empfänger SLB 3802

#### Funktionsbeschreibung (Bild 4)

Im CMOS-Empfängerbaustein SLB 3802 befindet sich ein geregelter Vorverstärker (AGC-amplifier) zur Anhebung des von der Empfangsdiode kommenden Fotostroms mit sehr unterschiedlicher Signalamplitude an den internen Logikpegel. Damit ist sowohl hohe Empfindlichkeit als auch Übersteuerungsfestigkeit gewährleistet. Die Regelzeitkonstante wird durch ein externes RC-Glied bestimmt.

Das getriggerte Biphas-Signal wird digital demoduliert, wobei die verwendete Demodulatorschaltung ein unvollständig übertragenes Telegramm in gewissem Rahmen regeneriert.

Aus den Biphas-Flanken eines empfangenen Telegramms werden Schiebeteakte erzeugt, mit denen das gesamte

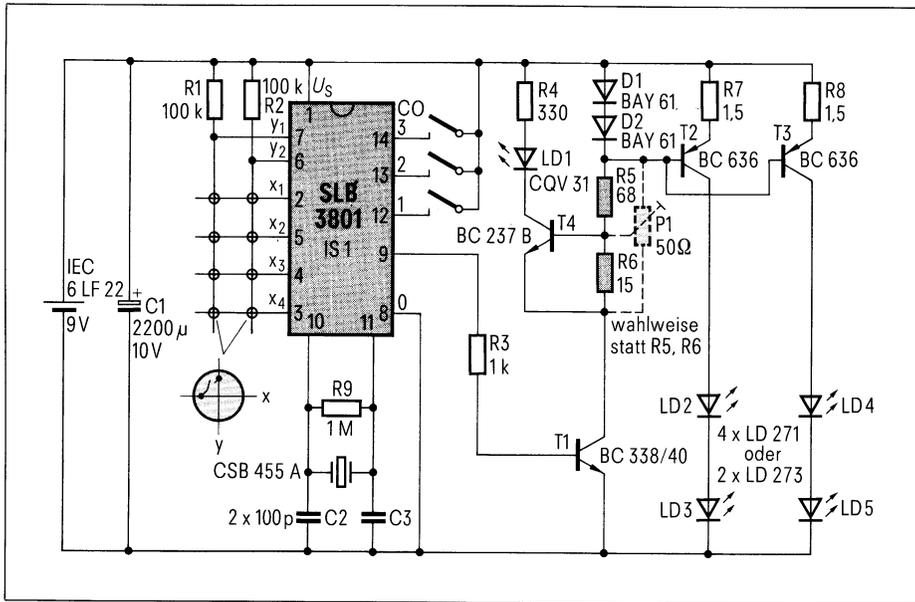


Bild 3 Handsenderschaltung mit 4 IR-LED und Batteriekontrolle

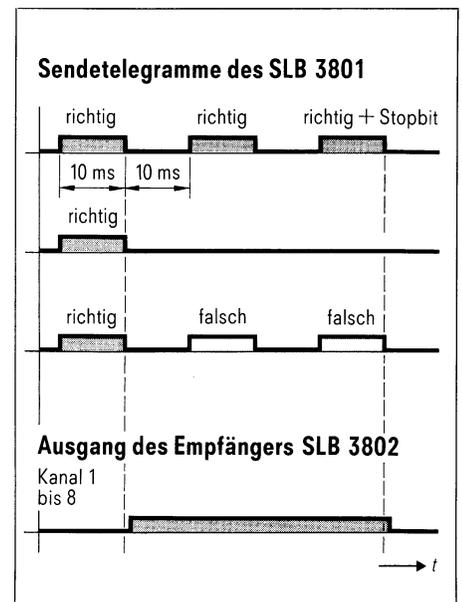


Bild 5 Ansprechverhalten des Empfängers SLB 3802

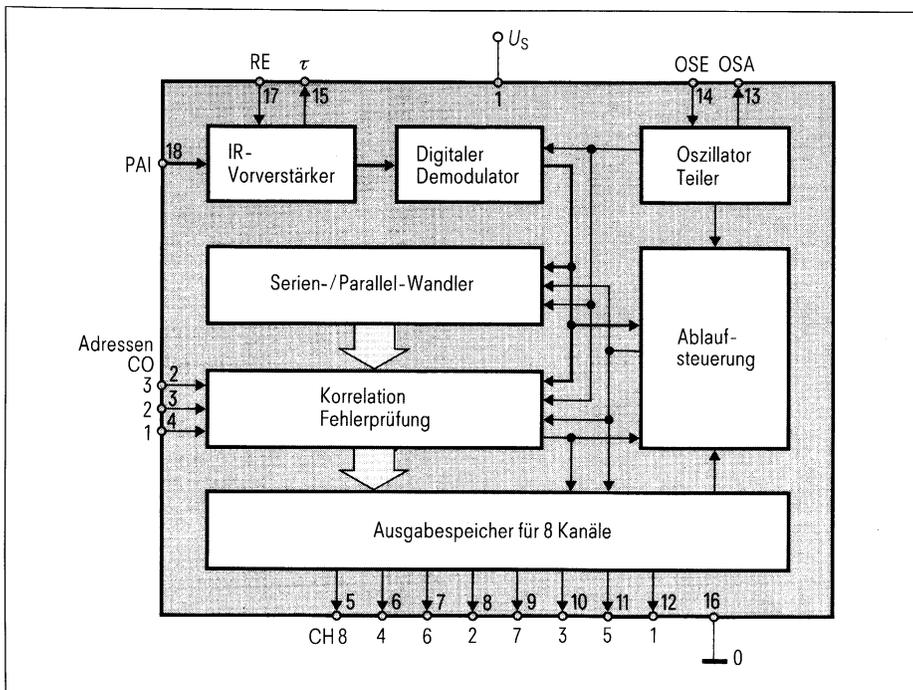


Bild 4 Blockschaltbild Empfänger SLB 3802

Telegramm in ein Schieberegister eingelesen und gespeichert werden kann. Während des Einlesens wird das gesamte Telegramm Fehlerprüfungen hinsichtlich Startbit, Format, Länge, Frequenz usw. unterzogen. Durch die bitweise Überprüfung des Code-Bildungsgesetzes für den Biphasen-Code erreicht der Empfänger eine außerordentlich hohe Ansprechbarkeit gegenüber Störungen und Nachbarkanal-Übersprechen. Bei  $6,25 \cdot 10^6$

gesendeten Telegrammen auf einem stark gestörten Kanal konnte kein fälschliches Ansprechen eines Nachbarkanal gemessen werden. Die Ansprechwahrscheinlichkeit für eine Fehlinterpretation liegt damit sicher unter  $1,6 \cdot 10^{-7}$ . Bei einem fehlerfrei übertragenen Telegramm wird zunächst die Adresscodierung geprüft. Stimmt diese mit der Baueincodierung überein, so wird der dem Kanalcode des Telegramms zuge-

ordnete Ausgang auf High gesetzt. Der Ausgang wird rückgesetzt, wenn das achte Telegrammbit eine 0 ist (Stopbit), oder wenn innerhalb der Übertragungszeit von zwei Telegrammen keine gültige Auswertung möglich war, z. B. weil keine Telegramme mehr empfangen wurden (Bild 5).

Zur Adresszuweisung wird der Empfängerbaustein über seine drei Codiereingänge in gleicher Weise programmiert wie der zugeordnete Senderbaustein. Die Grundtaktfrequenz erzeugt, wie beim Senderbaustein SLB 3801, ein Oszillator mit Keramikschwinger. In jedem Fall ist darauf zu achten, daß die Frequenzabweichung zwischen Sender und Empfänger  $\pm 5\%$  nicht übersteigt.

**IR-Empfängerschaltung (Bild 6)**

Zur Außenbeschaltung des Empfängerbausteins SLB 3802 gehört neben der Oszillatorbeschaltung eine selektive Vorstufe mit einem Parallelschwingkreis und einem Transistor sowie ein RC-Glied zur Einstellung der Auf- und Abregelzeitkonstante des internen Vorverstärkers.

*Vorstufe*

Die Fotodiode SFH 205 arbeitet auf einen Parallelschwingkreis, der auf 25 kHz abgestimmt ist. Für Diodenströme, die durch Gleichlicht (Tageslicht, Raumbeleuchtung) hervorgerufen werden, wirkt der Schwingkreis als Saugkreis, der den Gleichstrom ablei-

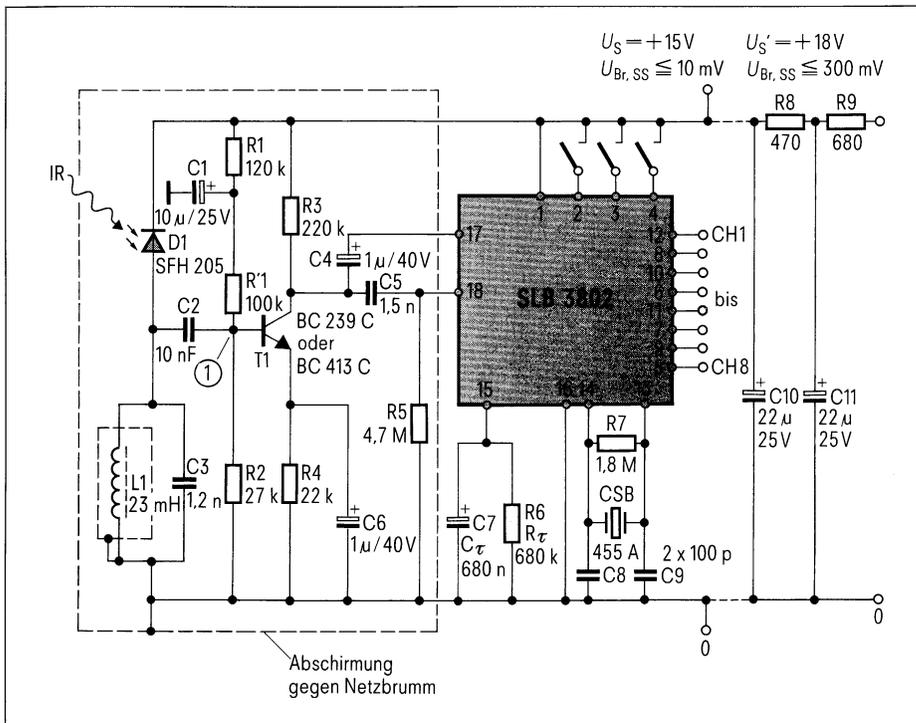


Bild 6 Empfänger-Grundschiung mit bipolarer Vorstufe

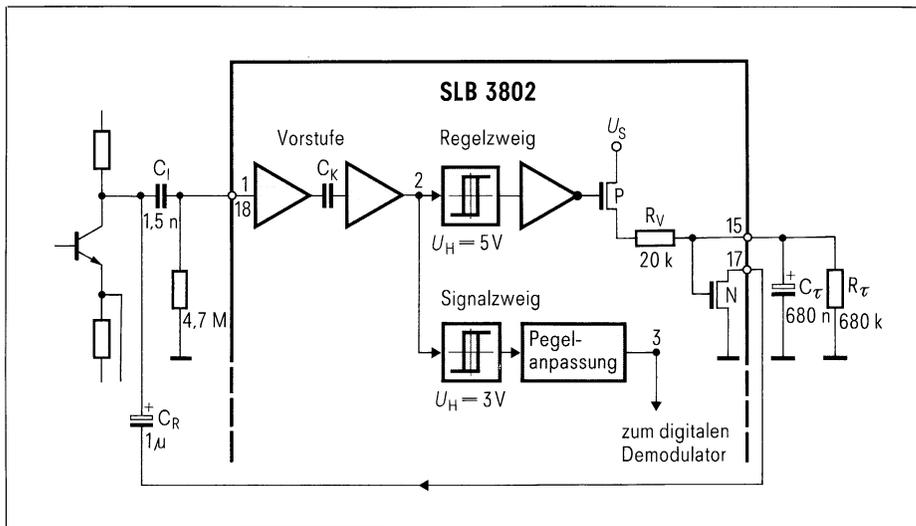


Bild 7 Prinzipschiung des internen Vorverstärkers im Empfänger SLB 3802 und Verstärkungsregelung der Vorstufe aus Bild 6

tet. Um Signalverzerrungen durch ein zu langsames Anschwing- bzw. Abklingverhalten des Schwingkreises zu vermeiden, beträgt die Lastgüte  $Q_L$  nur 6 bei einer Bandbreite  $B = 9$  kHz. Der Transistor BC 239 C ist ein rauscharmer Typ mit hoher Stromverstärkung. Mit einem Kollektor-Ruhestrom von  $I_C = 50 \mu A$  arbeitet er im Rauschminimum. Die Spannungsverstärkung der Stufe beträgt  $u_u = 130$

(42dB). Über  $C_5$  wird das Signal an den internen Vorverstärker ausgekoppelt.

#### Interner Vorverstärker und Regelung

Der interne Vorverstärker (Bild 7) besteht aus zwei kapazitiv gekoppelten Vorstufen, einem Regelzweig und einem Signalzweig. Die automatische Verstärkungsregelung greift an der externen Vorstufe ein, indem ihrem Kol-

lektorwiderstand ein vom Eingangssignal gesteuerter Kanalwiderstand eines n-Kanal-FET parallelgeschaltet wird. Zunächst verstärkt die interne Vorstufe um  $v_{12} = 70$  dB. Überschreitet das Signal am Punkt 2 3V (Spitze-Spitze) und damit die Schaltpegel des im Signalzweig folgenden Schmitt-Triggers, so wird es weiter verstärkt und gelangt an den digitalen Demodulator.

Bild 8 zeigt die Verstärkung  $v_{12}$  der Vorstufe über der Frequenz (Kurve a). Zusammen mit der externen Vorstufe ergibt sich eine Maximalverstärkung von über 110 dB. Kurve b stellt das Eigenrauschen der internen Vorstufe bezogen auf die jeweilige Signalamplitude dar. Der Signal-Rauschabstand beträgt im Nutzfrequenzbereich 80 dB. Zwischen 20 kHz und 30 kHz liegt die äquivalente Rauscheingangsspannung bei  $1 \mu V$ .

Der im Regelzweig liegende Schmitt-Trigger hat eine Ansprechschwelle von 5 V, so daß die Regelung erst ab einer Eingangssignalamplitude von 2 mV zu arbeiten beginnt. Dadurch wird vermieden, daß die Regelung bereits durch das Gleichlichtrauschen der Fotodiode anspricht. Außerdem wird die Signalamplitude erst dann abgeregelt, wenn sie bereits sicher über den erforderlichen 3 V im Signalzweig liegt. Der dem Schmitt-Trigger nachgeschaltete Inverter steuert einen p-Kanal-Transistor an, der beim Abregeln der Verstärkung von  $+U_s$  her über einen Vorwiderstand von 20 k $\Omega$  den externen Ladekondensator auflädt. Die Kondensatorspannung liegt als Steuerungsspannung am Gate des internen n-Kanal-Transistors, der aufgesteuert und dessen Kanal damit niederohmiger wird. Über den 1- $\mu F$ -Kondensator ist er wechsellspannungsmäßig dem Kollektorwiderstand des externen Vorstufentransistors parallelgeschaltet und verringert so dessen Verstärkung.

Die Abregelzeitkonstante ergibt sich näherungsweise zu  $\tau_{ab} = R_c \cdot C_\tau = 11$  ms. Bild 9 zeigt das Einschwingen der Regelspannung am Kondensator  $C_\tau$  (Ordinate:  $U_{Reg} = 0,5$  V/T; Abszisse: 5 ms/T). Nach 20 ms wird die Regelspannung von 1,5 V erreicht, d. h., daß bereits zu Beginn des zweiten Telegramms der eingeschwingene Zustand erreicht ist.

Während der Telegrammpausen von 10 ms soll die Regelspannung mög-

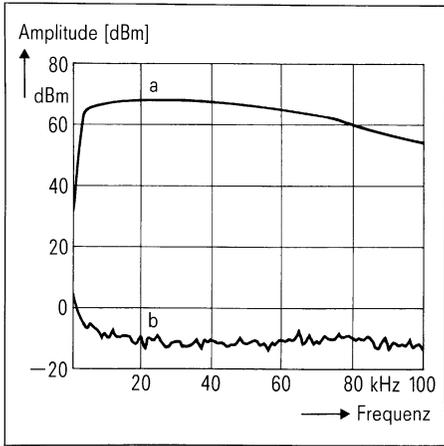


Bild 8 Frequenzgang der internen Vorstufe des Empfängers SLB 3802  
 a Signalverstärkung  $v_{12}$  der Schaltung von Bild 7  
 b Eigenrauschen der Vorstufe an Pkt. 2 (Bild 7) bezogen auf die Signalamplitude

licht gehalten werden, weil in dieser kurzen Zeit keine übermäßig großen Intensitätsänderungen zu erwarten sind. Wenn die Triggerschwelle nicht mehr erreicht wird, dann bleibt der p-Kanal-Transistor gesperrt und die Regelspannung sinkt mit der Zeitkonstante  $\tau_{auf} = R_{\tau} \cdot C_{\tau} = 0,4 \text{ s}$  ab. Der n-Kanal-Transistor wird hochohmiger und die Verstärkung der Vorstufe steigt.

Der Regelumfang beträgt 42 dB. Bei direktem Empfang in Richtung der optischen Achse tritt etwa unterhalb 1 m Entfernung des Senders ein Übersteuerungseffekt auf.

**Stromversorgung**

Hat man die Möglichkeit, den Empfänger aus einer stabilisierten Spannungsquelle zu betreiben, dann entfallen die RC-Glättungsglieder in der Versorgungsleitung. Die Basis-Spannungs-

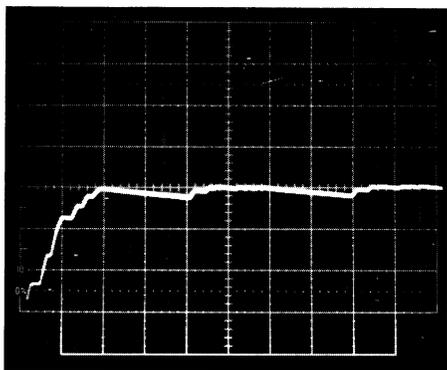


Bild 9 Einschwingverhalten der Vorverstärkerregelung (Regelspannung an Pin 15)

**Handsender mit SLB 3801 nach Bild 3**

Stromversorgung		9-V-Blockbatterie IEC 6F 22
Betriebsstrom	$I_S$	100 mA
Ruhestrom	$I_o$	150 nA
Reichweite in optischer Achse bei 500 lx Umlicht (Empfänger ohne Linse)	$R$	20 m
Abstrahlwinkel	$\varphi$	$\pm 35^\circ$

**Infrarot-Empfängerschaltung mit SLB 3802 nach Bild 6**

Betriebsspannung <sup>1)</sup>	$U_S$	18/15 V
Brummspannung, Spitze-Spitze	$U_{Br}$	300 mV
Stromaufnahme bei $U_S = 15 \text{ V}$ , Ausgänge unbeschaltet	$I_S$	1,3 mA
H-Ausgangsspannung <sup>2)</sup> bei $I_Q = 1 \text{ mA}$	$U_{QH}$	$U_S - 3 \text{ V}$
Einschaltverzögerung	$t_D$	13 ms
Adressierung		A bis H (8)

- 1) 18 V mit, 15 V ohne Siebglieder
- 2) gemessen bei  $U_S = 15 \text{ V}$  ohne Doppel-Siebglied in Bild 6

Tabelle Technische Daten des Handsenders und der Empfängerschaltung

teilerwiderstände  $R_1$  und  $R'_1$  sowie der Siebkondensator  $C_1$  in Bild 5 werden durch einen 220 k $\Omega$ -Widerstand ersetzt.

**Anwendungsbeispiel  
 IR-Fernschalter (Bild 10)**

Mit dem elektronischen IR-Fernschalter sind ohmsche 220-V-Verbraucher bis 6 A schaltbar. Er arbeitet mit kapazitiver Stromversorgung und speichert die Ein-Aus-Schaltbefehle in einem D-Flip-Flop, das über die statischen Set- und Reset-Eingänge angesteuert wird. Die Schaltfunktion kann vom Bediennenden auch vor Ort mittels Tastendruck ausgelöst werden. Der Ausgang Q1 des FF steuert über einen SIPMOS-Kleinsignaltransistor einen zündempfindlichen Triac an. Gegen Gate-Rück-

leitender Stromversorgung und speichert die Ein-Aus-Schaltbefehle in einem D-Flip-Flop, das über die statischen Set- und Reset-Eingänge angesteuert wird. Die Schaltfunktion kann vom Bediennenden auch vor Ort mittels Tastendruck ausgelöst werden. Der Ausgang Q1 des FF steuert über einen SIPMOS-Kleinsignaltransistor einen zündempfindlichen Triac an. Gegen Gate-Rück-

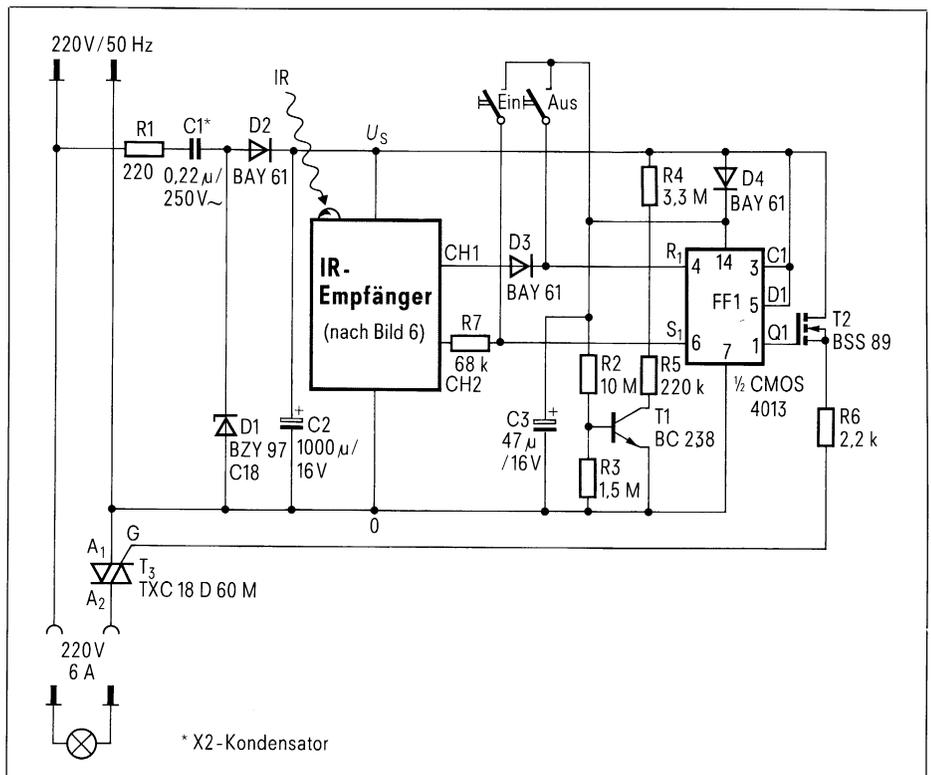


Bild 10 Elektronischer IR-Fernschalter für ohmsche Last 220 V, 6 A

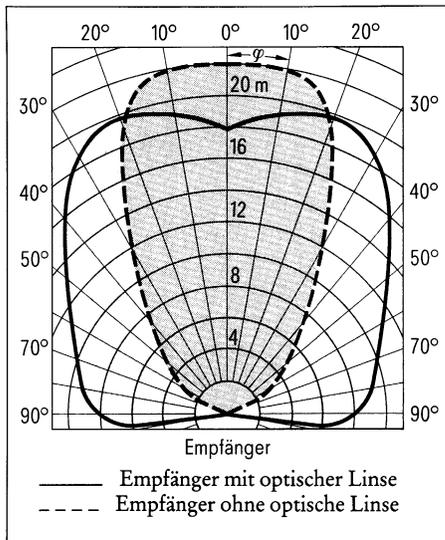


Bild 11 Empfindlichkeitscharakteristik des IR-Empfängers nach Bild 6 bei Bestrahlung durch einen Sender nach Bild 3

wirkungen vom Triac wird der SIP-MOS-Transistor durch R6 geschützt. Der Kondensator C3 ermöglicht das Speichern des Schaltzustandes bei Netzausfällen bis etwa 15 min.

Die mit den Widerständen R2, R3, R4, R5 und dem Transistor T1 realisierte Unterspannungsabschaltung sorgt bei Netzausfällen >15 min für einen Reset-Impuls (Aus-Zustand) beim Wiedereinschalten und auch beim erstmaligen Einschalten der Netzspannung.

### Reichweite

Bei direkter Ausrichtung des Senders auf den Empfänger verläuft in einem weitgehend reflexionsfreien Raum bei Tagesbeleuchtung (500 lx) die Grenzkurve des ungestörten Dauerempfanges nach den Kurven in Bild 11. Durch Ausnutzung der Reflexion an hellen Wänden lassen sich Reichweiten bis zu 30 m erzielen.

### Schlußbetrachtung

Über die IR-Anwendungen hinaus sind die Bausteine zum Aufbau drahtgebundener Fernsteuerungen mit und ohne Rückmeldung geeignet, zum Beispiel für 2-Draht- und 3-Draht-Rundsteueranlagen für das Ein- und Ausschalten von Verbrauchern in Gleichspannungsnetzen. Diese Anwendungen werden im folgenden Heft 4/83 dieser Zeitschrift ausführlich beschrieben.

Jürgen Schmidt

# Synthese sinusförmiger Wechselspannungssignale mit dem Mikrocomputer SDA 2010 (SDA 2020)

In der Elektronik werden für Steuerungszwecke immer häufiger sinusförmige Spannungen benötigt. Neben bekannten analogen Verfahren, wie mittels RC-Generatoren, werden zunehmend digitale Verfahren zur Erzeugung dieser Spannungen eingesetzt. An dieser Stelle wird ein Verfahren beschrieben, das mit dem bereits seit Jahren bekannten Single-Chip-Mikrocomputer SDA 2010 arbeitet.

Dieser Mikrocomputer liefert über seine Ausgänge rechteckförmige Signale konstanter Frequenz, deren Impulsbreite in 64 Stufen (6 bit) variierbar ist. Durch Integration dieser Signale erhält man eine D/A-Wandlung.

Wird die Impulsbreite dem Rhythmus einer Sinusschwingung angepaßt, so entsteht am Ausgang ein sinusförmiges Referenzsignal, das sich über die Software in seiner Grundfrequenz und Amplitude programmieren läßt. Der Mikrocomputer mit seinen vier Ausgängen kann deshalb auch mehrphasige Sinusspannungen unterschiedlicher Phasenlage erzeugen, was in Zukunft für die Steuerung von Asynchronmotoren große Bedeutung haben dürfte.

### Verwendung des Mikrocomputers SDA 2010 (2020) zur Erzeugung der Unterschwingung

Der Mikrocomputer SDA 2010\* enthält eine leistungsfähige Zentraleinheit, ein 2-Kbyte-ROM, ein 64-byte-RAM, eine serielle Schnittstelle, zwei Testeingänge und neben umfangreichen E/A-Möglichkeiten die für die hier beschriebene Anwendung wichtigen D/A-Wandler. So ausgestattet ermöglicht er eine einfache softwaregesteuerte Pulsbreitenmodulation, die ihn für die Erzeugung einer Unterschwingung sehr eignen.

Unter dem Verfahren der Unterschwingungserzeugung ist die sinus-

förmige Pulsbreitenmodulation zu verstehen. Dabei wird die Zwischenkreisspannung eines Wechselrichters so gepulst, daß eine Spannung mit größtmöglichem Grundschwingungsgehalt entsteht. Mit diesem Verfahren sind die Amplitude und die Frequenz frei einstellbar (Bild 1).

### Pulsbreitenmodulation mit SDA 2010 (2020)

Wird der Mikrocomputer SDA 2010 (2020) mit einer Oszillatorfrequenz von 3 MHz betrieben, so liefern die vier Ausgänge (A0 bis A3) Rechtecksignale mit einer Grundfrequenz von etwa 2 kHz. (Auf Anfrage stehen auch Typen höherer Frequenz zur Verfügung). Die Ein-Aus-Zeiten dieses Rechtecksignals sind über die Software in 64 Stufen (6 bit) steuerbar.

Dipl.-Ing. Jürgen Schmidt, Siemens AG, Bereich Bauelemente, Anwendungstechnik, München

\* Für detailliertere Informationen über die Mikrocomputer steht ein Datenbuch zur Verfügung

# Retriggerbarer Licht-Zeitautomat und Langzeit-Multivibrator mit dem Timerbaustein SAB 0529

Mit dem programmierbaren, digitalen Timerbaustein **SAB 0529** lassen sich in bestimmten Stufen sehr genaue Verzögerungszeiten von 1 s bis 31,5 h realisieren. Zur Stromversorgung und als Zeitbasis dient das 50-Hz-Netz. Der Ausgang des SAB 0529 kann sowohl Triacs als auch Relais direkt ansteuern. Damit ist der universell einsetzbare SAB 0529 eine einfache und kostengünstige Alternative zu mechanischen und elektromechanischen Zeitschaltern.

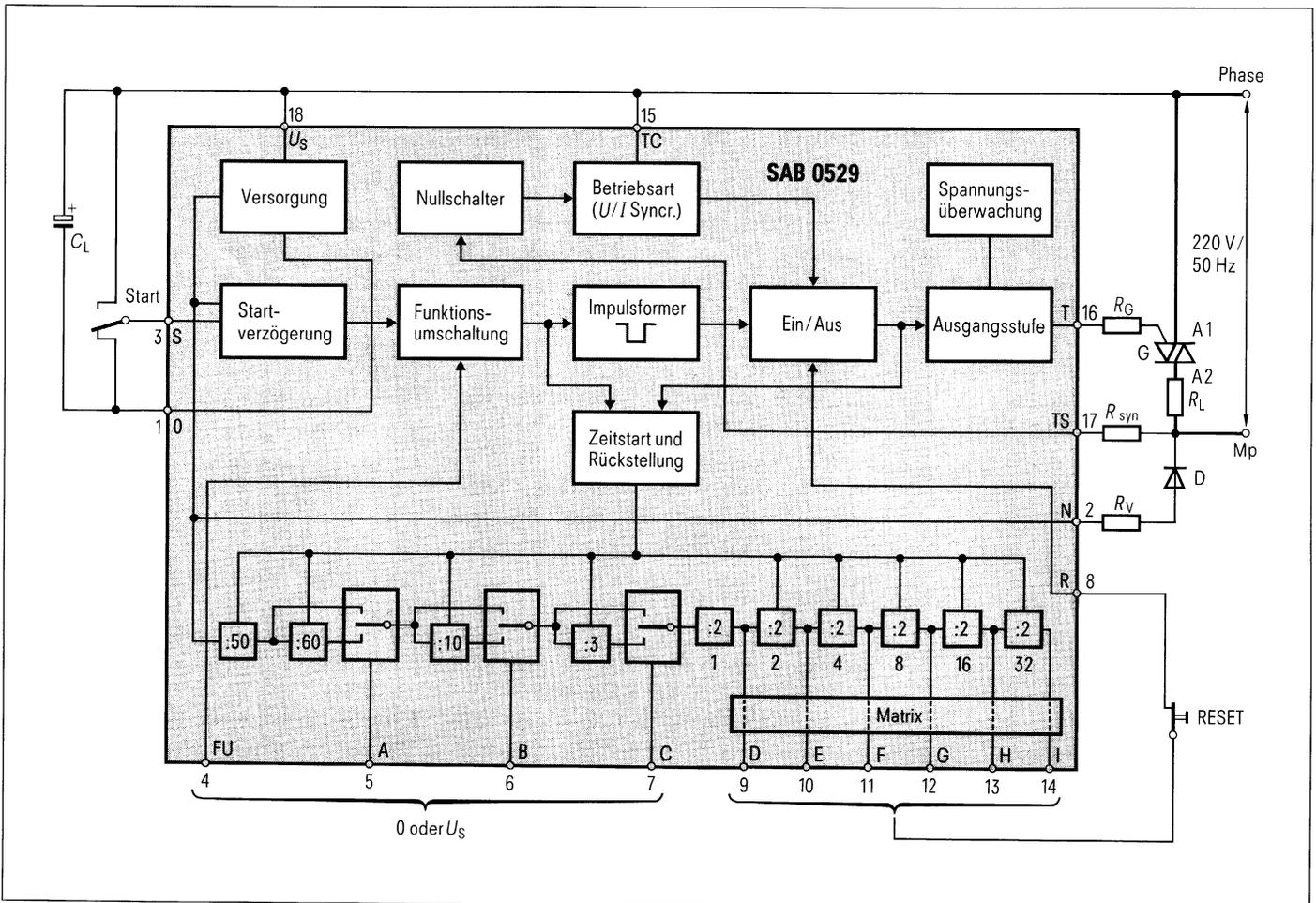
## Funktionsbeschreibung des SAB 0529

**Bild 1** zeigt das Blockschaltbild und die typische Beschaltung im Netzbetrieb bei Triacansteuerung und ohmscher Last.

## Zeitprogrammierung

Die Programmierung von acht **Grundzeiten** erfolgt nach der in **Tabelle 1** enthaltenen Systematik mit Hilfe der

Eingänge A, B und C. Über die Eingänge D bis I besteht die Möglichkeit, die gewählte Grundzeit mit den **Wertigkeiten** 1, 2, 4, 8, 16, 32 zu multiplizieren. Die gesamte Verzögerungszeit am Ausgang T ergibt sich durch Verbinden des entsprechenden Anschlusses D bis I mit dem Anschluß R. Verbindet man mehrere Anschlüsse D bis I mit R, so addieren sich die entsprechenden Wertigkeiten zu einem größeren Multiplikator für die gewählte Grundzeit.



**Bild 1** Blockschaltbild des programmierbaren, digitalen Timerbausteins SAB 0529 mit typischer Beschaltung für eine triacgesteuerte, ohmsche Last R<sub>L</sub>

**Beispiel gemäß Impulsdiagramm (Bild 2)**

Netzfrequenz = 50 Hz; eingestellter Zeitbereich 1 (Grundzeit = 1 s); D, E, F, G mit R verbunden (Wertigkeit 1+2+4+8 = 15). Als Verzögerungszeit ergibt sich  $15 \times 1 \text{ s} = 15 \text{ s}$ .

**Start, Rückstellung und Funktionswahl**

Der Start beginnt verzögert (Immunitätszeit zur Störunterdrückung 20 bis 40 ms) – je nach Potential am Eingang der Funktionsumschaltung FU – mit steigender Flanke an S (**Einschaltwischfunktion**) oder mit fallender Flanke an S (**Rückfallverzögerung**). Das Rückstellen wird durch ein kurzes Öffnen der Reset-Taste bewirkt. Beim Anlegen der Versorgungsspannung wird automatisch rückgestellt. Der Zeitstart ist blockiert, wenn S auf Nullpotential (0 V bezogen auf Pin 1) liegt. Der Zeitstart beginnt, wenn S auf  $U_s$ -Potential (Pin 18) liegt.

**Funktion der Anschlüsse TC, TS und Ausgangsstufe T**

Durch verschiedenes Beschalten der Anschlüsse TC (Triacbetriebsart) sowie TS (Triacsynchronisation) kann zwischen drei Betriebsarten gewählt werden:

- Spannungssynchronisation (TC liegt an  $U_s$ ),
- Stromsynchronisation (TC über Kondensator  $C_e$  an 0),
- Daueransteuerung (TC und TS an  $U_s$ ).

Der Anschluß TS (Triacsynchronisation) ist der Eingang eines Nullspannungsschalters. Er dient zum Synchronisieren des Ausgangs T (offener Kollektor, bei leitendem Ausgangstransistor fließt ein Steuerstrom über  $R_g$ ; der Triac ist eingeschaltet) mit der Lastspannung oder dem Laststrom. Der Anschluß TC hat eine Doppelfunktion; er dient

- zum Umschalten von TS auf Spannungssynchronisation und
- zum Einstellen der Triac-Ansteuerimpulsbreite (durch Anschließen eines Kondensators  $C_e$  an TC) bei Stromsynchronisation.

**Stromversorgung**

Die Versorgungsspannung des Timers wird aus dem Netz über einen Vorwiderstand  $R_v$  gewonnen. Die Einweggleichrichterdiode D halbiert die Verlustleistung an  $R_v$ . Eine interne Z-Diode sorgt für eine stabile Gleichspannung von 6,8 V. Die Glättung dieser durch

Zeitbereich	A	B	C	Grundzeit	Maximale Zeit bei 50 Hz Netzfrequenz
1	L	L	L	1 s	63 s ( $\approx 1 \text{ min}$ )
2	L	L	H	3 s	189 s ( $\approx 3 \text{ min}$ )
3	L	H	L	10 s	630 s (10,5 min)
4	L	H	H	30 s	1890 s (31,5 min)
5	H	L	L	1 min	63 min ( $\approx 1 \text{ h}$ )
6	H	L	H	3 min	189 min ( $\approx 3 \text{ h}$ )
7	H	H	L	10 min	630 min (10,5 h)
8	H	H	H	30 min	1890 min (31,5 h)

Tabelle 1 Programmierung der Grundzeiten

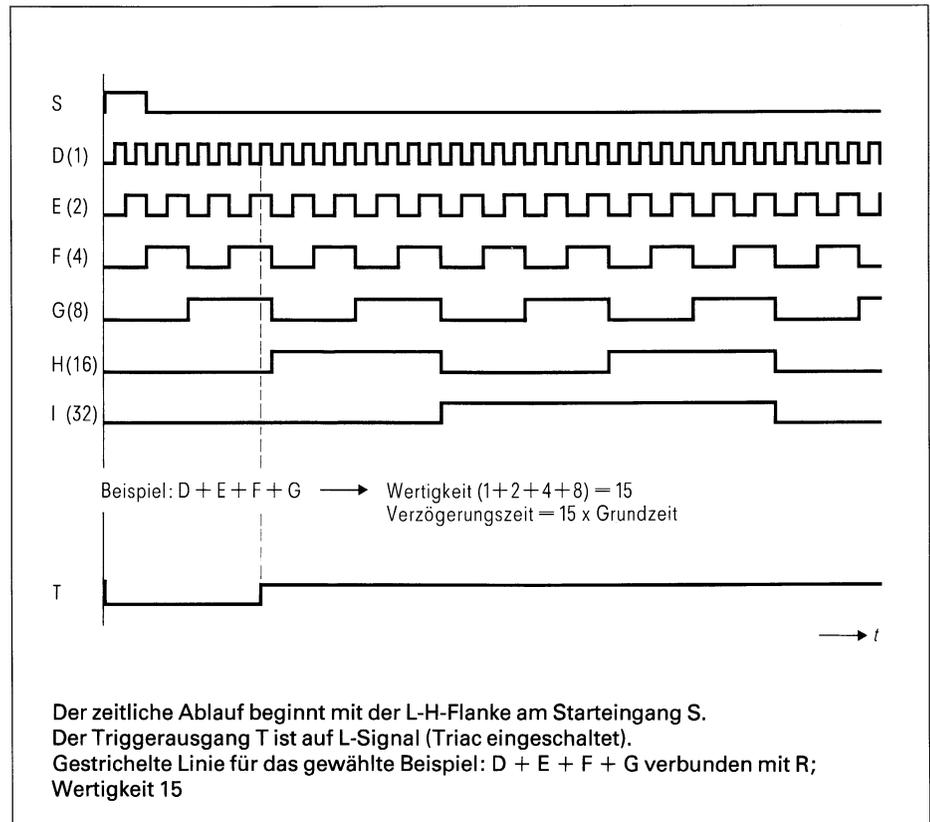


Bild 2 Impulsdiagramm für die Ausgänge D bis I (Wertigkeiten)

Einweggleichrichtung erzeugten Gleichspannung übernimmt ein externer Elektrolytkondensator  $C_L$  zwischen  $U_s$  und 0. Über  $R_v$  und den N-Anschluß erhält der Baustein gleichzeitig die Netzfrequenz (50 Hz), die als Zeitbasis dient.

**Retriggerbarer Licht-Zeitautomat (Bild 3)**

Dieser retriggerbare Licht-Zeitautomat läßt sich mit dem SAB 0529 und nur wenigen externen Bauteilen realisieren. Die Einschaltzeit ist von 10 s bis 10,5 min in Schritten von 10 s mit Hilfe der eingezeichneten Binärschalter programmierbar. Mit dem Betätigen der Starttaste schaltet sich die Beleuchtung ein. Bei erneutem Betätigen der Starttaste vor Ablauf der eingestellten Zeit beginnt ein neuer Start; das häufig

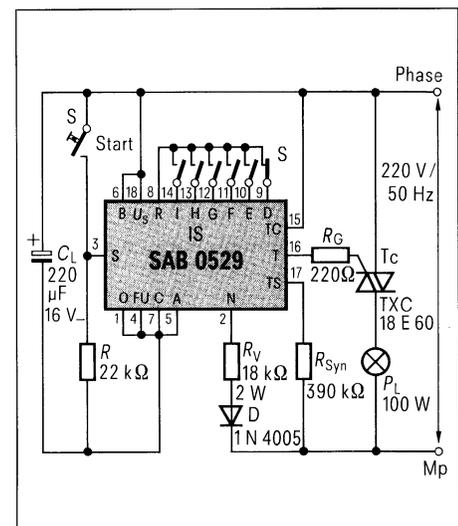
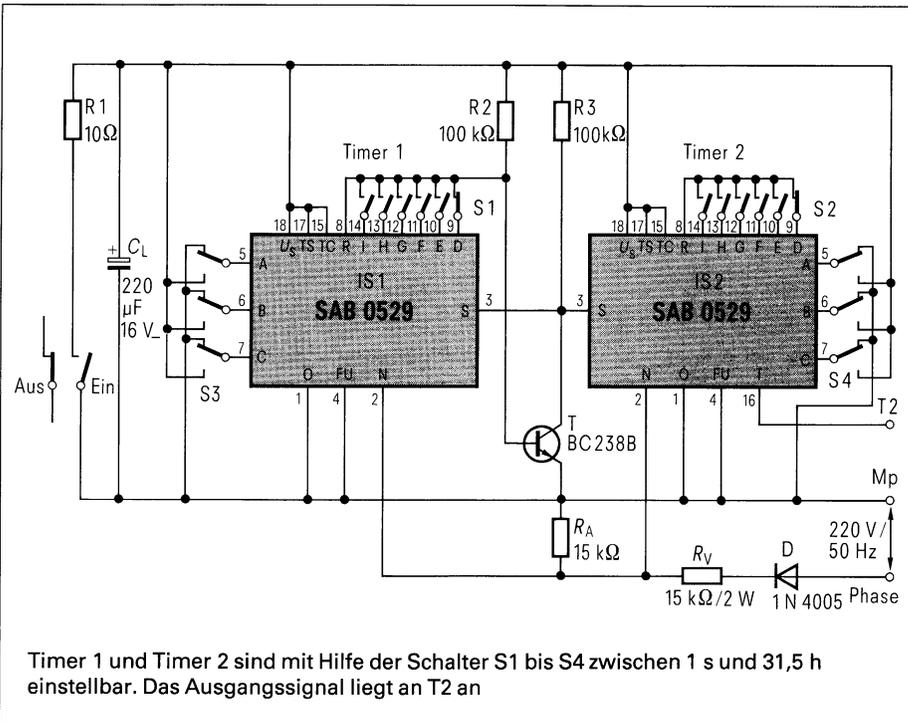


Bild 3 Schaltung für einen retriggerbaren Licht-Zeitautomat

störende Abschalten der Beleuchtung wird somit verhindert. Die Dimensionierung der externen Bauelemente ist von der minimalen Lampenleistung  $P_L$  und dem verwendeten Triac abhängig. Für die Berechnung der externen Bau-

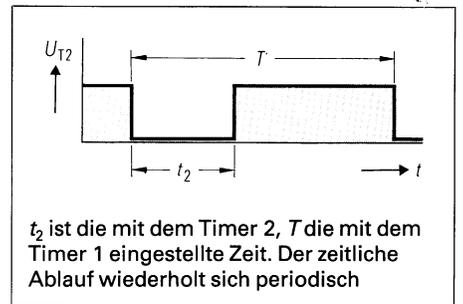
elemente sind folgende Daten zugrundegelegt:

$U_N = 220 \text{ V} \pm 10\% ; 50 \text{ Hz}$   
 $P_{L\text{min.}} = 100 \text{ W}$   
 Triac: TXC 18 E 60 ( $I_{H\text{max.}} = 20 \text{ mA}$ ;  
 $I_{GT} = 5 \text{ mA}$ ;  $I_{TRMS} = 4 \text{ A}$ ;  $U_{GT} = 2 \text{ V}$ )



Timer 1 und Timer 2 sind mit Hilfe der Schalter S1 bis S4 zwischen 1 s und 31,5 h einstellbar. Das Ausgangssignal liegt an T2 an

**Bild 4** Schaltung eines Langzeit-Multivibrators mit variablem Tastverhältnis



$t_2$  ist die mit dem Timer 2,  $T$  die mit dem Timer 1 eingestellte Zeit. Der zeitliche Ablauf wiederholt sich periodisch

**Bild 5** Signalverlauf  $U_{T2}$  am Ausgang T2 für den Langzeit-Multivibrator nach Bild 4

### Langzeit-Multivibrator (Bild 4)

Bei diesem Anwendungsbeispiel kommen zwei SAB 0529 zum Einsatz. Timer 1 ist als astabiler Multivibrator geschaltet. Durch entsprechende Beschaltung der Programmiergänge kann die Periodendauer  $T$  der gesamten Anordnung von 1 s bis 31,5 h variiert werden. Der nachgeschaltete monostabile Multivibrator (Timer 2) bestimmt die Zeit  $t_2$  innerhalb der Periodendauer, für die am Ausgang T2 ein L-Signal (leitender Transistor) anliegt (Bild 5). Auch Timer 2 ist durch die Binärschalter von 1 s bis 31,5 h einstellbar. Der Zeitfehler beträgt 40 ms und ist durch die Immunitätszeit zur Störnerdrückung beim Starten gegeben. Nach dem Öffnen des Einschalters kann sich die Versorgungsspannung an  $C_L$  und den Bausteinen aufbauen und beide Timer werden gleichzeitig über die Eingänge S gestartet. Der Ausgang von Timer 2 wird – wie erwähnt – für die mit diesem Timer eingestellte Zeit  $t_2$  leitend. Wenn die mit Timer 1 eingestellte Periodendauer  $T$  abgelaufen ist, werden beide Timer über S erneut gestartet. Durch Schließen des Ein-Schalters wird der Ausgang T2 gesperrt. Bild 5 zeigt den Impulsverlauf bei dieser Schaltung. Eine Änderung, d. h. neuer Ablauf der Startzeit ist durch kurzes Schließen und darauffolgendes Öffnen des Ein-Schalters möglich. Die Schaltung zeichnet sich durch einen besonders geringen Aufwand aus. Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich z. B. als:

- 24 Stunden-Timer,
  - Timer zur Nachtabsenkung der Raumtemperatur,
  - Zeitschaltung für Sanitär-, Trocken- und Klimaräume,
  - Nachtbeleuchtung.
- Nähere Erläuterungen zur Funktion und Berechnung der externen Beschaltung wird ein Fachaufsatz zum SAB 0529 enthalten, der voraussichtlich im Heft 5/83 (September) erscheint.

Bernhard Schwager

#### Stückliste nach Bild 3

Bestell-Nr.	Stück	Bezeichnung
B41326-A4227-V	$C_L$	Aluminium-Elektrolytkondensator, 220 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$ -
C66047-Z1306-A25	D	Silizium-Gleichrichter, 1N4005
Q67000-H2176	IS	Progr. digitaler Timer, SAB 0529
B51276-A2223-G	R	Kohleschichtwiderstand Karbowid®, 22 k $\Omega$ , 1 W, $\pm 2\%$
B51276-A2221-G	$R_G$	Kohleschichtwiderstand Karbowid®, 220 $\Omega$ , 1 W, $\pm 2\%$
B51276-A2394-G	$R_{\text{syn}}$	Kohleschichtwiderstand Karbowid®, 390 k $\Omega$ , 1 W, $\pm 2\%$
–	$R_V$	Kohleschichtwiderstand, 18 k $\Omega$ , 2 W
C42315-A1341-A24	S	Dual-in-line-Schalter, A 1341, für gedruckte Schaltungen (Betätigung seitlich; 8 Schalthebel; Ein-/Aus-Schalter; weitere Varianten dieser Schalter finden Sie in der gültigen SBS-Preis- und Lagerliste vom April 1983, Bestell-Nr. B/2790)

#### Stückliste nach Bild 4

Bestell-Nr.	Stück	Bezeichnung
B41326-A4227-V	$C_L$	Aluminium-Elektrolytkondensator, 220 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$ -
C66047-Z1306-A25	D	Silizium-Gleichrichter, 1N4005
Q67000-H2176	IS1, IS2	Progr. digitaler Timer, SAB 0529
B51276-A2100-G	R1	Kohleschichtwiderstand Karbowid®, 10 $\Omega$ , 1 W, $\pm 2\%$
B51276-A2104-G	R2, R3	Kohleschichtwiderstand Karbowid®, 100 k $\Omega$ , 1 W, $\pm 2\%$
B51276-A2153-G	$R_A$	Kohleschichtwiderstand Karbowid®, 15 k $\Omega$ , 1 W, $\pm 2\%$
–	$R_V$	Kohleschichtwiderstand, 15 k $\Omega$ , 2 W
C42315-A1341-A24	S1, S2	Dual-in-line-Schalter, A1341, für gedruckte Schaltungen (Betätigung seitlich, 8 Schalthebel)
C42315-A1341-A19	S3, S4	Dual-in-line-Schalter, A1341, für gedruckte Schaltungen (4 einpolige Umschaltkontakte)
Q62702-C279	T	NF-Transistor, BC 238B

Bernhard Schwager

# Programmierbarer digitaler Langzeittimer SAB 0529

## Teil 2: Schaltbeispiele

Die äußere Beschaltung des Langzeittimers SAB 0529 und ihre Dimensionierung ist im ersten Teil dieses Aufsatzes [1] ausführlich behandelt. Aus der Fülle möglicher Anwendungen werden nachfolgend einige Beispiele näher betrachtet.

Der universell einsetzbare Timer SAB 0529 ist für viele Anwendungen eine einfache und kostengünstige Alternative zu mechanischen und elektro-mechanischen Zeitschaltern. Er ist für Anwendungen geeignet, wie z. B.:

- Zeitschaltuhren,
- Entlüftungssteuerungen,
- Münz- und Spielautomaten,
- Treppenlichtautomaten,
- Entwicklungsgeräte für Fotolabors,
- Startautomatik (zum Vorheizen),
- Industrielle Steuerungen,
- Betriebsstundenzähler,
- Nachtbeleuchtung,
- Zeitrelais,
- Batterieladegeräte,
- Nachtabsenkung für Elektroheizungen,
- 24-Std.-Timer,
- Kochgerätesteuern,
- Händetrockner,
- Toaster,
- Elektrische Zahnbürsten,
- Eieruhren,
- Haartrockner,
- Duschanlagen,
- Solarien, Sonnenbänke,
- Espressomaschinen.

### Entlüftung mit Nachlaufsteuerung (Bild 18)

Durch die Rückfallverzögerung (FU mit  $U_s$  verbunden) ist der Langzeittimer SAB 0529 sehr gut für Nachlaufzeitsteuerungen geeignet. Bei dieser Betriebsart schaltet die steigende Flanke am Starteingang S den Triac ein. Die fallende Flanke löst den Zeitablauf aus. Der Lüftermotor läuft mit dem Einschalten der Raumbeleuchtung an und schaltet sich 3 (6, 12) min nach dem Ausschalten der Beleuchtung selbstän-

dig ab. Wegen der Induktivität des Lüftermotors wird die Stromsynchronisierung gewählt. Besteht die Raumbeleuchtung aus Leuchtstofflampen, so sollten unbedingt die Maßnahmen zur Störsicherheit beachtet werden.

### Impulsgeber mit konstanter Ausgangsimpulsdauer und variabler Pulspause

Bild 19 zeigt den Langzeittimer im astabilen Betrieb. Der Rücksetzimpuls wird gleichzeitig zum erneuten Starten des Timers verwendet. Um die internen Flipflops zur Störunterdrückung eindeutig zu setzen, muß während des Rückstellungsimpulses der Starteingang 0-Potential haben. Dies wird durch einen zusätzlichen Transistor

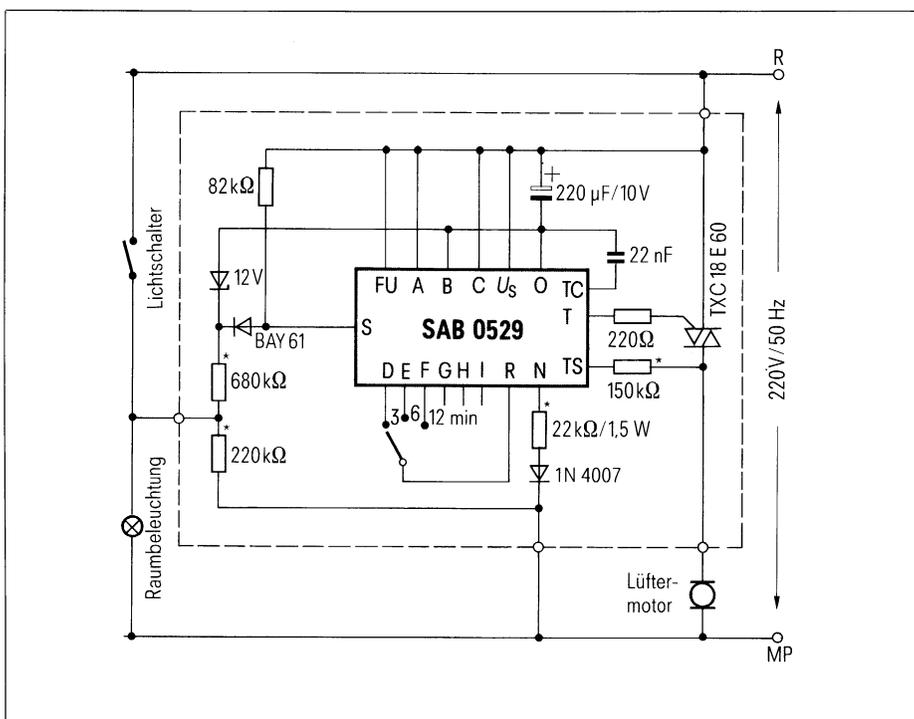


Bild 18 Entlüftung mit Nachlaufsteuerung

Dipl.-Ing. Bernhard Schwager,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

realisiert. Im ausgeschalteten Zustand fließt Strom über R1, D1 und die BE-Strecke von T1. Das Potential am R-Eingang liegt über dessen Schaltschwelle, so daß der Ausgang und die Zählkette gesperrt wird. Der S-Eingang hat während dieser Zeit 0-Potential, weil T1 durchgeschaltet ist.

Wird der Schalter geschlossen, so bekommt der R-Eingang über den Programmieranschluß E (offener Kollektor) 0-Potential. Der Timer ist damit freigegeben und startet durch die positive Flanke am S-Eingang, da durch Schließen des Schalters der Transistor T1 sperrt. Bild 19 zeigt ebenfalls die Ausgangsimpulsfolge.

Die Ausgangsimpulsbreite  $t_1$  ist von der Immunitätszeit abhängig und beträgt bei 50-Hz-Zeitbasis immer 40 ms. Die eingestellte Zeit  $t_2$  ist mit den Programmier-Anschlüssen A bis I von 1 s bis 31,5 h variierbar.

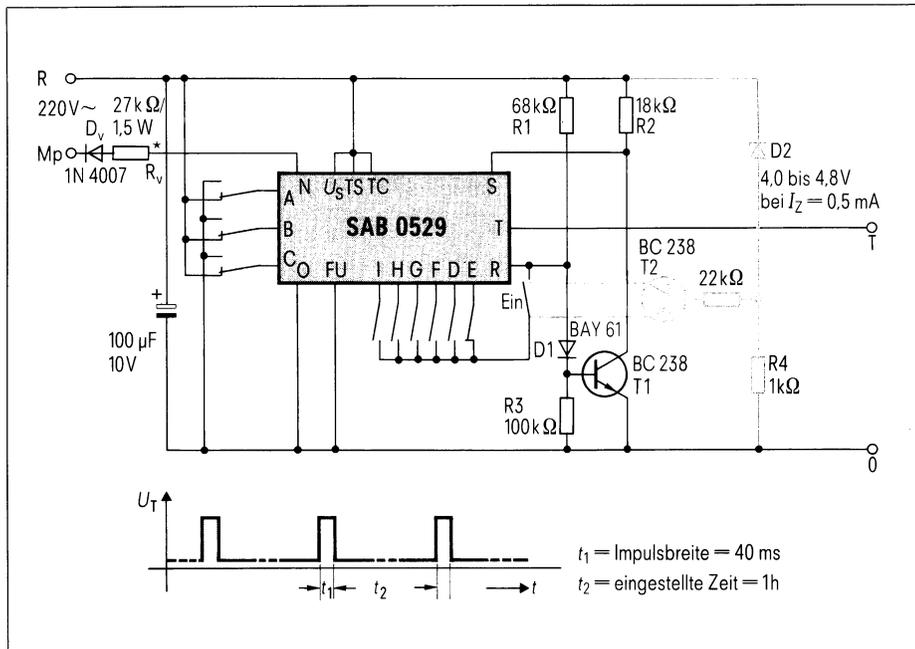
Der in Bild 19 farbig gekennzeichnete Schaltungsteil sorgt für einen Start mit dem Einschalten der Versorgungsspannung  $U_S$ . Durch den Transistor T2 und die Z-Diode wird sichergestellt, daß der Reset erst zwischen 4,5 und 5,5 V freigegeben wird. Sobald T2 leitend wird, sperrt T1 und ermöglicht damit den Startimpuls.

**Langzeittimer zur Nachtabsenkung**

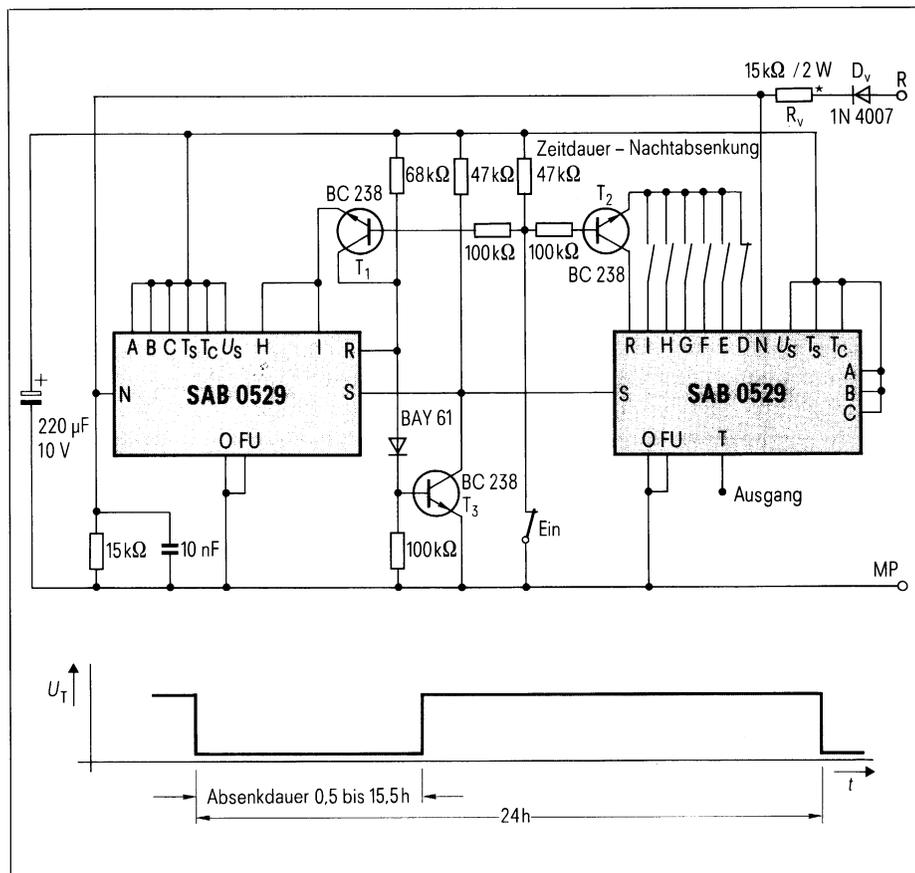
Bild 20 enthält die Schaltung einer Nachtabsenkung, die z.B. bei Nachtbeleuchtungen, Zeitschaltungen für Sanitär-, Trocken- und Klimaräume und in Heizungsanlagen ihren Einsatz findet.

Im ausgeschalteten Zustand sind T1 und T2 gesperrt, da der Schalter geschlossen ist, d.h., beide Timer sind nicht funktionsbereit, weil an den Reset-Eingängen kein 0-Potential liegt. T3 ist durchgeschaltet und somit liegen die S-Eingänge auf 0-Potential.

Wird der Schalter geöffnet, so werden beide Timer freigegeben, weil dann T1 und T2 über die Programmieranschlüsse (offene Kollektoren) leiten. Die Reset-Eingänge liegen auf 0-Potential. Es fehlt damit für T3 die Ansteuerung. Dies führt an den S-Eingängen zum Startimpuls. Der Ausgang T ist für die an Timer 2 programmierte Zeit (im Beispiel 30 min) leitend. Nach 24 h (an Timer 1 programmiert) werden beide Timer neu gestartet. Dieser Vorgang



**Bild 19** Impulsgeber mit konstanter Ausgangsimpulsdauer  $t_1$  und variabler Pulsdauer  $t_2$



**Bild 20** Timer zur Nachtabsenkung

wiederholt sich so lange, bis der Schalter geschlossen wird. Eine Änderung der Startzeit des Timers kann durch ein kurzes »Aus«- und anschließendes »Ein«-schalten zur

gewünschten Startzeit vorgenommen werden. Ein Funktionstest innerhalb 48 s ist möglich, wenn die Anschlüsse A, B und C beider Timer auf Masse liegen.

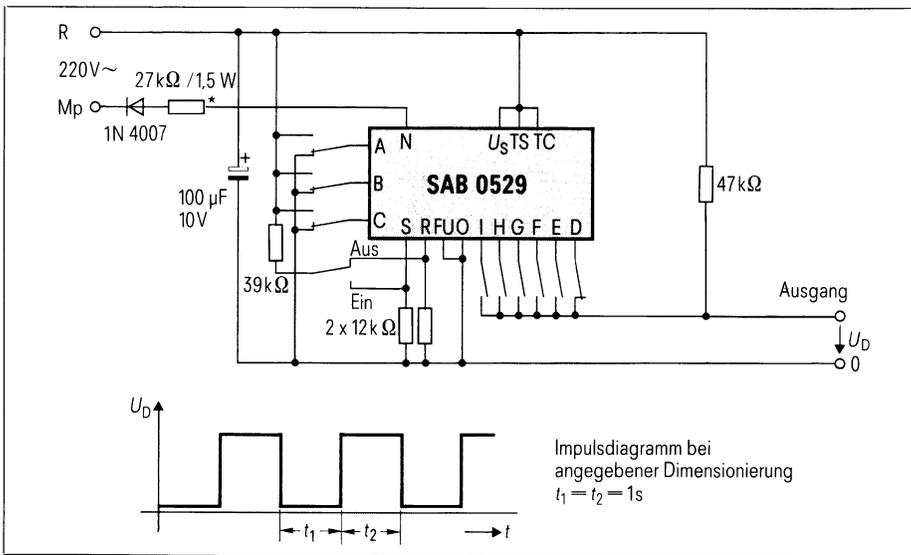


Bild 21 Langzeit-Impulsgeber mit einstellbaren Ausgangsimpulsen

**Langzeit-Impulsgeber mit einstellbaren Ausgangsimpulsen**

Die Programmieranschlüsse D bis I sind offene Kollektorausgänge [2] und bis 0,5 mA belastbar. Ist der Timer in Funktion (Reset auf 0-Potential), so zeigen diese Ausgänge den im Impulsdiagramm in [2] festgehaltenen Verlauf. Es sind innerhalb der Grundzeiten sechs verschiedene (D bis I) symmetrische Ausgangsimpulse vorhanden. Durch entsprechende Auswahl der Programmieranschlüsse D bis I als Ausgang (hintereinanderfolgend z.B. D, E und F) und entsprechende Programmierung der Anschlüsse A bis C können nahezu beliebige Impulsfolgen im Bereich von 1 s bis 31,5 h abgegriffen werden. Die resultierende High-Impulsdauer entspricht der kürzesten zugeschalteten D- bis H-Impulsdauer. Bild 21 zeigt solch ein Anwendungsbeispiel und das Impulsdiagramm bei der angegebenen Dimensionierung.

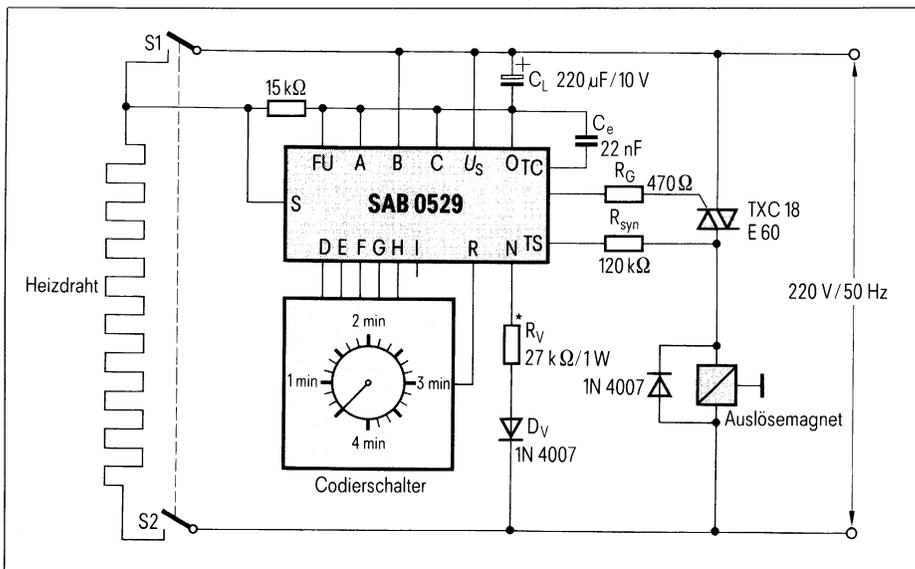


Bild 22 Zeitsteuerung für Toaster

**Zeitsteuerung für Toaster**

Toaster werden heute hauptsächlich über Bimetallschalter oder pneumatisch gesteuert. Hierbei ist eine befriedigende Zuordnung der Dauer des Röstvorgangs zum Bräunungsgrad kaum möglich. Elektronische Lösungen scheiterten bisher daran, daß die Zeitelektronik und der Auslösemagnet mit Niederspannung versorgt werden mußten.

Bild 22 zeigt eine elektronische Lösung der Zeitsteuerung mit dem digitalen Langzeittimer SAB 0529. Der Timer wird direkt über den Vorwiderstand  $R_v$  und die Diode  $D_v$  vom 220 V/50 Hz-Netz versorgt. Die Programmierung der Zeit erfolgt über einen mitintegrierbaren Codierschalter (siehe Teil 1, Bild 6) nach der Wahrheitstabelle. Nach dem Einstellen der gewünschten Röstzeit mit dem Codierschalter (30 s bis 4 min) wird der Toasterhebel gedrückt. Dadurch werden die Heizkontakte S1, S2 geschlossen und der Starteingang S auf  $+U_s$  gelegt. Gleichzeitig zieht mit dem Startimpuls der Auslösemagnet an und hält den Schalter geschlossen. Wenn die eingestellte Zeit abgelaufen ist, fällt der Auslösemagnet ab und öffnet die Heizkontakte S1, S2. Wegen der induktiven Last (Auslösemagnet) wird die Stromsynchronisierung verwendet.

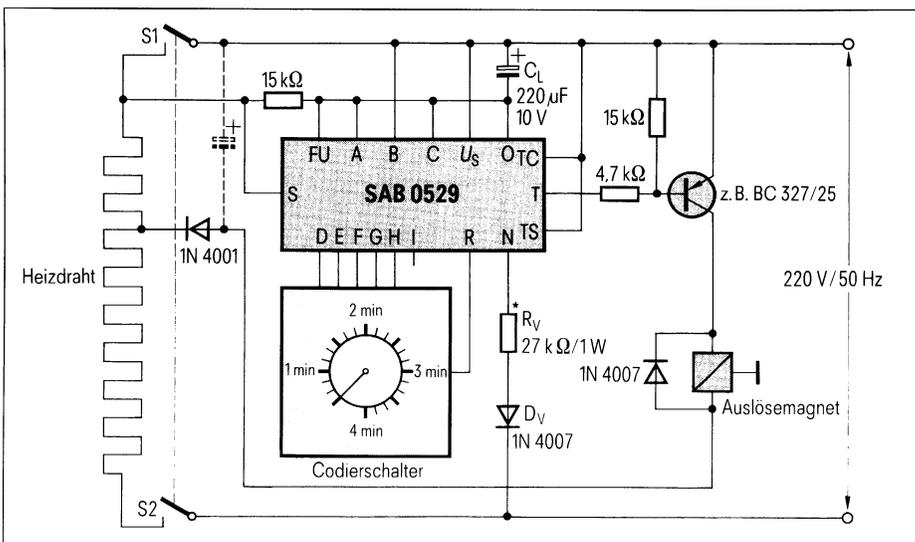


Bild 23 Zeitsteuerung für Toaster mit Niederspannungs-Auslösemagnet

Zeit	I	H	G	F	E	D	Stufe
30 s	0	0	0	0	1	1	1
40 s	0	0	0	1	0	0	2
50 s	0	0	0	1	0	1	3
1 min	0	0	0	1	1	0	4
1 min 10 s	0	0	0	1	1	1	5
1 min 20 s	0	0	1	0	0	0	6
1 min 30 s	0	0	1	0	0	1	7
1 min 40 s	0	0	1	0	1	0	8
1 min 50 s	0	0	1	0	1	1	9
2 min	0	0	1	1	0	0	10
2 min 10 s	0	0	1	1	0	1	11
2 min 20 s	0	0	1	1	1	0	12
2 min 30 s	0	0	1	1	1	1	13
2 min 40 s	0	1	0	0	0	0	14
2 min 50 s	0	1	0	0	0	1	15
3 min	0	1	0	0	1	0	16
3 min 10 s	0	1	0	0	1	1	17
3 min 20 s	0	1	0	1	0	0	18
3 min 30 s	0	1	0	1	0	1	19
3 min 40 s	0	1	0	1	1	0	20
30 min 50 s	0	1	0	1	1	1	21
4 min	0	1	1	0	0	0	22

Zum Anwählen definierter Zeiten müssen die mit I bezeichneten Eingänge (D bis H) jeweils mit R verbunden werden. Zum Beispiel 2 Minuten bedeutet, F und G mit R verbunden.

#### Wahrheitstabelle des Codierschalters

Bei Verwendung eines Niederspannungsauslösemagnets wird der Heizdraht angezapft (Bild 23). Eventuell ist zur Abstützung der gleichgerichteten Niederspannung ein Stützkondensator erforderlich. Für den PNP-Transistor wird die Daueransteuerung gewählt (TS und TC an +U<sub>S</sub>).

#### Schrifttum

- [1] Schwager, B.: Programmierbarer digitaler Langzeittimer SAB 0529. Siemens Components 21 (1983) Heft 6, Seite 235 bis 240
- [2] Integrierte Schaltungen für industrielle Anwendungen, Siemens-Datenbuch 1982/83, Seite 283 bis 289

Alfred Hauenstein  
Sven Föhring

# Sperrwandler-Schaltnetzteil mit mehreren Ausgangsspannungen

Häufig werden für die Versorgung von Geräten mehrere stabile Spannungen benötigt. Eine relativ kostengünstige Lösung zur Erzeugung verschiedener Ausgangsspannungen bietet das Sperrwandler-Schaltnetzteil. Verglichen mit anderen Wandler-typen ist im Sperrwandler ein einfaches Schaltungskonzept realisiert, vorausgesetzt, die erforderlichen Ausgangsströme sind nicht zu groß. In dem dargestellten Beispiel ist mit 7 A Ausgangstrom eine wirtschaftliche Grenze erreicht.

## Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Schaltnetzteils. In der Leitphase des SIPMOS®-Transistors wird der gleichgerichteten Netzspannung Energie entnommen und in einem Transformator zwischengespeichert. In der Sperrphase des Transistors sind die Dioden auf der Sekundärseite leitend, und die gespeicherte Energie wird an den Ausgang des Sperrwandlers abgegeben.

## Leistungsteil

### Primär

Die Eingangswchelspannung wird nach dem Funkentstörfilter gleichgerichtet und gesiebt. Als elektronischer Schalter dient der bis 1000 V sperrende SIPMOS-Transistor BUZ 50B, der mit 50 kHz angesteuert wird.

Die Ansteuerung erfolgt über einen CMOS-HEX-Inverter 4049B, dessen Verschaltung in Bild 2 dargestellt ist. Das Ansteuer-Tastverhältnis des BUZ 50B wird von der Steuer-IS TDA 4718 eingestellt. Es ist durch die Verwendung nur eines Ausganges auf  $v < 0,5$  begrenzt. Mit einem parallel zur Primärwicklung geschalteten RCD-Glied werden Spannungsspitzen in der Sperrphase des SIPMOS-Transistors unterdrückt, die durch die Streuinduktivität des Trafos bedingt sind.

Die Ein- und Ausschaltzeiten des SIPMOS-Transistors betragen weniger als 100 ns (Bild 3b und 3c).

### Sekundär

Auf die Sekundärseite übertragene Spannungsimpulse werden von den Schottky-Dioden BY5 26-90 und BY5 15 verlustarm gleichgerichtet. Ein parallel zu den Dioden liegendes RC-Glied unterdrückt die Spannungsspitzen im Sperrzustand. Geglättet werden die Sekundärspannungen mit Elkos der Baureihe B 41336, die sich wegen ihres geringen Ersatzserienwiderstandes und ihrer geringen Induktivität hierfür besonders gut eignen.

Der Trafo wirkt als ein gemeinsamer Energiespeicher für alle fünf Ausgänge. Um eine prozentual gleiche Verteilung

Dipl. Ing. (FH) Alfred Hauenstein,  
Siemens AG,  
Bereich Bauelemente, Anwendungstechnik,  
München

Ing. (grad.) Sven Föhring,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

Zeit	I	H	G	F	E	D	Stufe
30 s	0	0	0	0	1	1	1
40 s	0	0	0	1	0	0	2
50 s	0	0	0	1	0	1	3
1 min	0	0	0	1	1	0	4
1 min 10 s	0	0	0	1	1	1	5
1 min 20 s	0	0	1	0	0	0	6
1 min 30 s	0	0	1	0	0	1	7
1 min 40 s	0	0	1	0	1	0	8
1 min 50 s	0	0	1	0	1	1	9
2 min	0	0	1	1	0	0	10
2 min 10 s	0	0	1	1	0	1	11
2 min 20 s	0	0	1	1	1	0	12
2 min 30 s	0	0	1	1	1	1	13
2 min 40 s	0	1	0	0	0	0	14
2 min 50 s	0	1	0	0	0	1	15
3 min	0	1	0	0	1	0	16
3 min 10 s	0	1	0	0	1	1	17
3 min 20 s	0	1	0	1	0	0	18
3 min 30 s	0	1	0	1	0	1	19
3 min 40 s	0	1	0	1	1	0	20
30 min 50 s	0	1	0	1	1	1	21
4 min	0	1	1	0	0	0	22

Zum Anwählen definierter Zeiten müssen die mit I bezeichneten Eingänge (D bis H) jeweils mit R verbunden werden. Zum Beispiel 2 Minuten bedeutet, F und G mit R verbunden.

#### Wahrheitstabelle des Codierschalters

Bei Verwendung eines Niederspannungsauslösemagnets wird der Heizdraht angezapft (Bild 23). Eventuell ist zur Abstützung der gleichgerichteten Niederspannung ein Stützkondensator erforderlich. Für den PNP-Transistor wird die Daueransteuerung gewählt (TS und TC an  $+U_S$ ).

#### Schrifttum

- [1] Schwager, B.: Programmierbarer digitaler Langzeittimer SAB 0529. Siemens Components 21 (1983) Heft 6, Seite 235 bis 240
- [2] Integrierte Schaltungen für industrielle Anwendungen, Siemens-Datenbuch 1982/83, Seite 283 bis 289

Alfred Hauenstein  
Sven Föhring

# Sperrwandler-Schaltnetzteil mit mehreren Ausgangsspannungen

Häufig werden für die Versorgung von Geräten mehrere stabile Spannungen benötigt. Eine relativ kostengünstige Lösung zur Erzeugung verschiedener Ausgangsspannungen bietet das Sperrwandler-Schaltnetzteil. Verglichen mit anderen Wandler-typen ist im Sperrwandler ein einfaches Schaltungskonzept realisiert, vorausgesetzt, die erforderlichen Ausgangsströme sind nicht zu groß. In dem dargestellten Beispiel ist mit 7 A Ausgangstrom eine wirtschaftliche Grenze erreicht.

## Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Schaltnetzteils. In der Leitphase des SIPMOS<sup>®</sup>-Transistors wird der gleichgerichteten Netzspannung Energie entnommen und in einem Transformator zwischengespeichert. In der Sperrphase des Transistors sind die Dioden auf der Sekundärseite leitend, und die gespeicherte Energie wird an den Ausgang des Sperrwandlers abgegeben.

## Leistungsteil

### Primär

Die Eingangswechselspannung wird nach dem Funkentstörfilter gleichgerichtet und gesiebt. Als elektronischer Schalter dient der bis 1000 V sperrende SIPMOS-Transistor BUZ 50B, der mit 50 kHz angesteuert wird.

Die Ansteuerung erfolgt über einen CMOS-HEX-Inverter 4049B, dessen Verschaltung in Bild 2 dargestellt ist. Das Ansteuer-Tastverhältnis des BUZ 50B wird von der Steuer-IS TDA 4718 eingestellt. Es ist durch die Verwendung nur eines Ausganges auf  $v < 0,5$  begrenzt. Mit einem parallel zur Primärwicklung geschalteten RCD-Glied werden Spannungsspitzen in der Sperrphase des SIPMOS-Transistors unterdrückt, die durch die Streuinduktivität des Trafos bedingt sind.

Die Ein- und Ausschaltzeiten des SIPMOS-Transistors betragen weniger als 100 ns (Bild 3b und 3c).

### Sekundär

Auf die Sekundärseite übertragene Spannungsimpulse werden von den Schottky-Dioden BYS 26-90 und BYS 15 verlustarm gleichgerichtet. Ein parallel zu den Dioden liegendes RC-Glied unterdrückt die Spannungsspitzen im Sperrzustand. Geglättet werden die Sekundärspannungen mit Elkos der Baureihe B 41336, die sich wegen ihres geringen Ersatzserienwiderstandes und ihrer geringen Induktivität hierfür besonders gut eignen.

Der Trafo wirkt als ein gemeinsamer Energiespeicher für alle fünf Ausgänge. Um eine prozentual gleiche Verteilung

Dipl. Ing. (FH) Alfred Hauenstein,  
Siemens AG,  
Bereich Bauelemente, Anwendungstechnik,  
München

Ing. (grad.) Sven Föhring,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

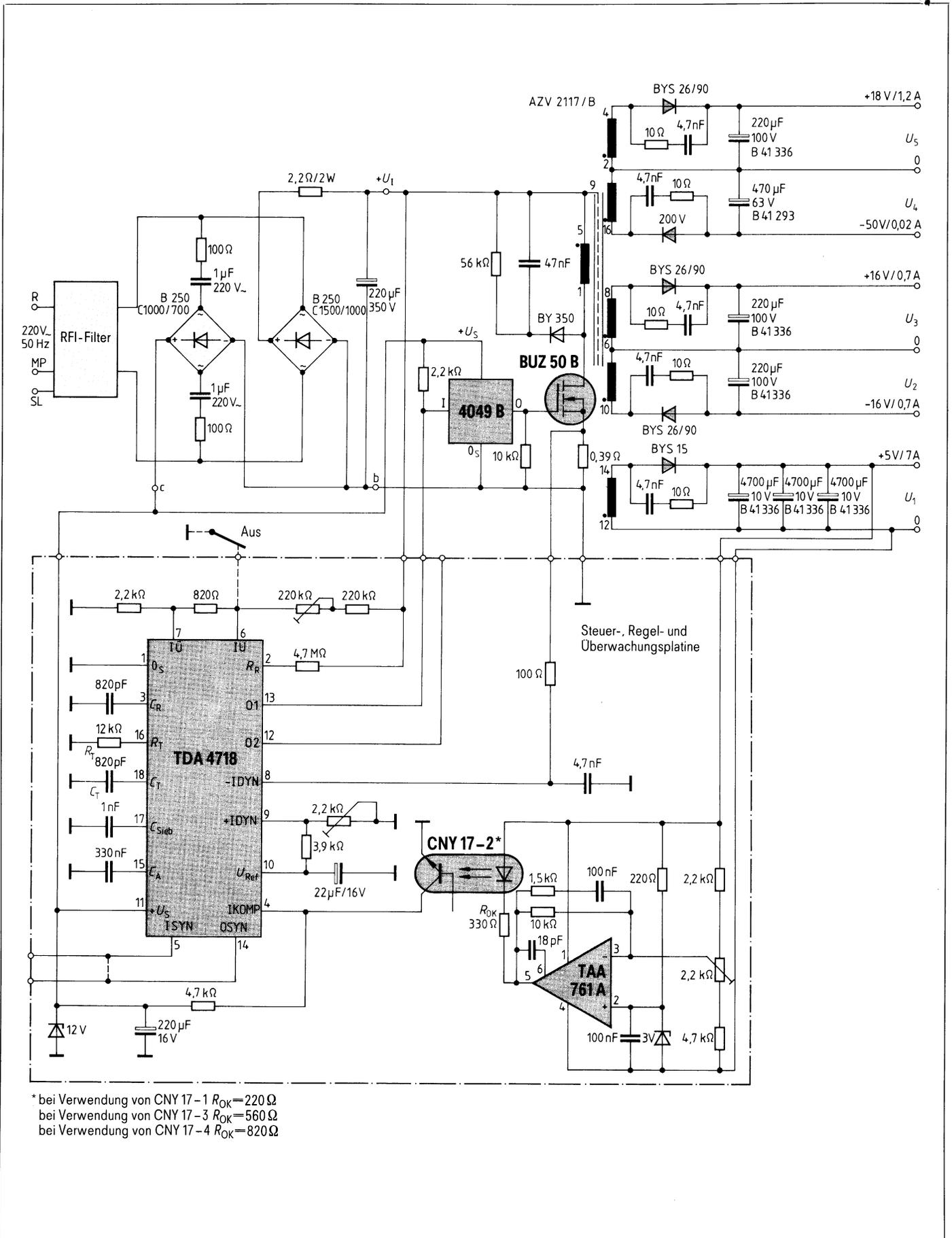


Bild 1 Schaltbild des Sperrwandler-Schaltnetzteils für fünf Ausgangsspannungen

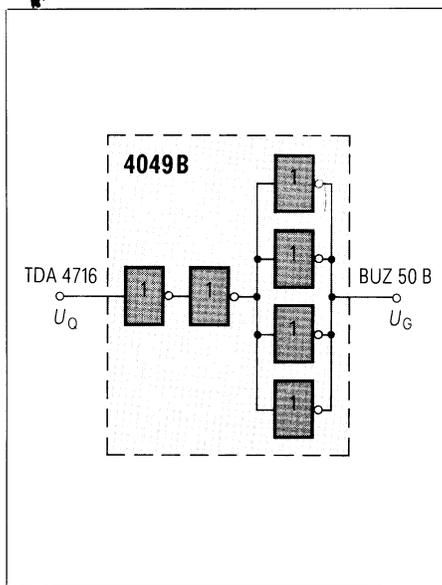


Bild 2 Treiberschaltung für SIPMOS-Transistor BUZ 50B

der Ausgangsspannungen zu erhalten, sind die Zeitkonstanten (Kapazität des Siebelkos  $\times R_{Last}$ ) der unregulierten Ausgänge gleich groß gewählt. Die Stabilität der einzelnen Ausgangsspannungen wird hauptsächlich durch die Streuinduktivität zwischen den Sekundärwicklungen des Transformators bestimmt.

**Steuerschaltung**

Sämtliche Steuer-, Regel- und Überwachungsfunktionen werden von der Steuer-IS TDA 4718 ausgeführt. Sie erzeugt die 50-kHz-Schaltfrequenz, führt die Impulsdauermodulation durch und übernimmt die dynamische Begrenzung des Sourcestromes.

Wird der zulässige Bereich der Eingangsnennspannung über- oder unterschritten, so sind die beiden Ausgänge O1 und O2 gesperrt. Nach Abbau der Über- bzw. Unterschreitung nimmt der Baustein mit weichem Anlauf den Betrieb wieder auf.

Am Eingang ISYN kann eine Rechteckspannung zur Synchronisation des internen Oszillators eingespeist werden. Sind die Anschlüsse ISYN und OSYN miteinander verbunden, so schwingt der Oszillator mit seiner durch die Wahl von  $R_T$  und  $C_T$  bestimmten Frequenz.

**Regelschaltung**

Als Regelverstärker wird der Standard-Operationsverstärker TAA 761A verwendet, dessen Versorgung direkt

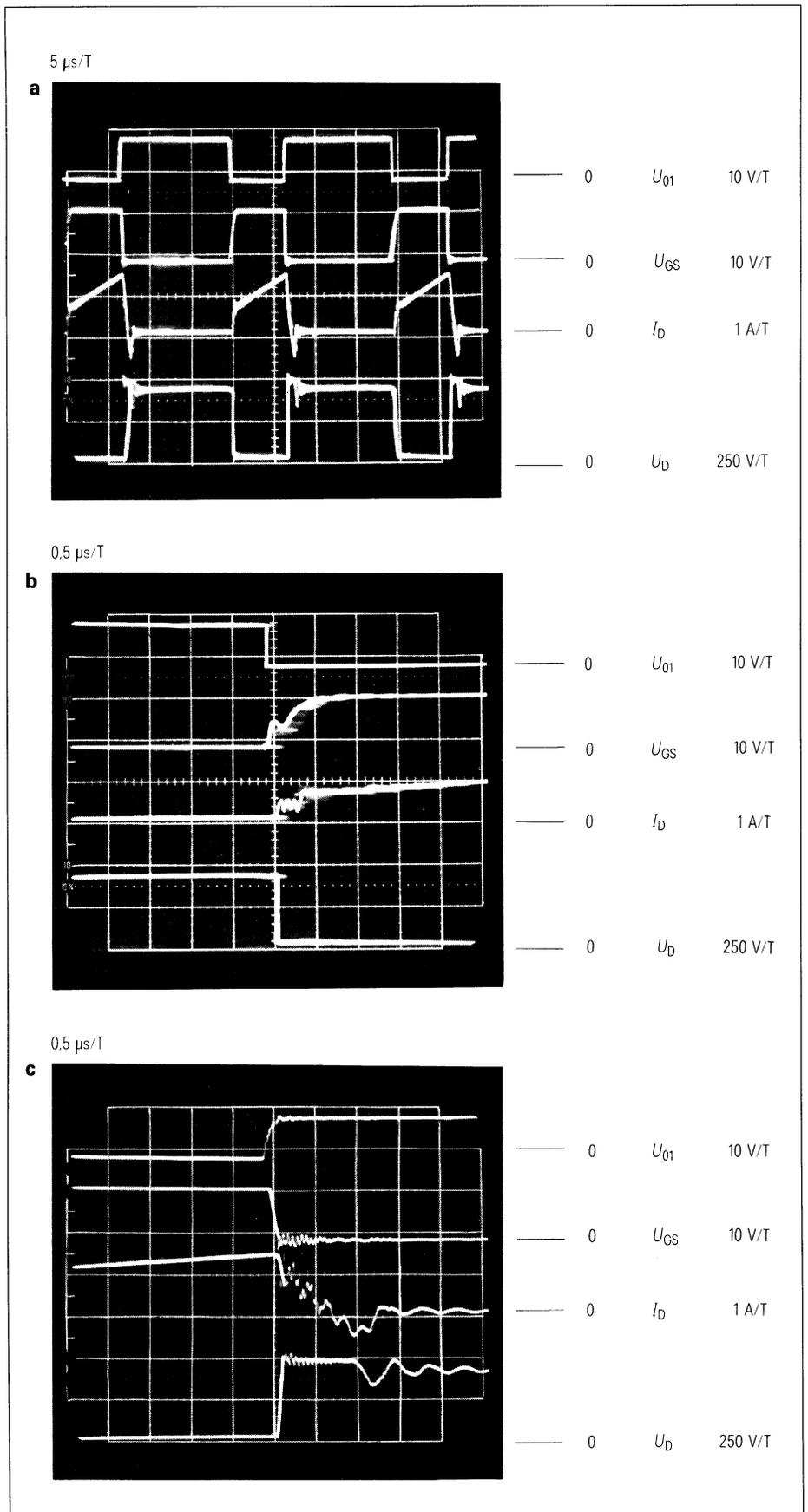


Bild 3 Impulsdiagramme des Schaltnetzteils bei Nennlast  
 a vollständiges Impulsdiagramm  
 b Einschaltvorgang  
 c Ausschaltvorgang

durch die Ausgangsspannung  $U_1$  erfolgt. Der Regelverstärker vergleicht die Ausgangsspannung  $U_1$  mit der Referenzspannung (als Referenzelement wird eine 3,0-V-Z-Diode verwendet) und verstärkt die Regelabweichung. Der verwendete Optokoppler CNY 17-2 hat einen sehr kleinen Temperaturkoeffizienten und eine hohe Langzeitstabilität. Er steuert am Eingang IKOMP der Steuer-IS TDA 4718 das Tastverhältnis.

Regelverhalten des SNT

Die Spannung  $U_1$  wird so geregelt, daß sie über den gesamten Last- und Eingangsspannungsbereich um nicht

mehr als 16 mV vom Sollwert abweicht. Bild 4 zeigt die Ausgangsspannungen  $U_1$  mit  $U_5$  in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom  $I_1$ . Bei Strömen  $I_2$  zwischen 0,2 und 0,7 A beträgt die Änderung der Ausgangsspannungen  $U_2$  etwa 14%. Sollen diese Spannungen (ausgenommen  $U_1$ ) auf konstante Werte stabilisiert werden, so ist dies z.B. durch Nachschalten eines einfachen Längsspannungsreglers möglich. Bei Kurzschluß der Spannung  $U_1$  fließt ein Strom von 14 A. Um einer Überlastung der Diode BY5 15 bei Dauer Kurzschluß vorzubeugen, sind für diesen Fall geeignete Schutzmaßnahmen vorzusehen.

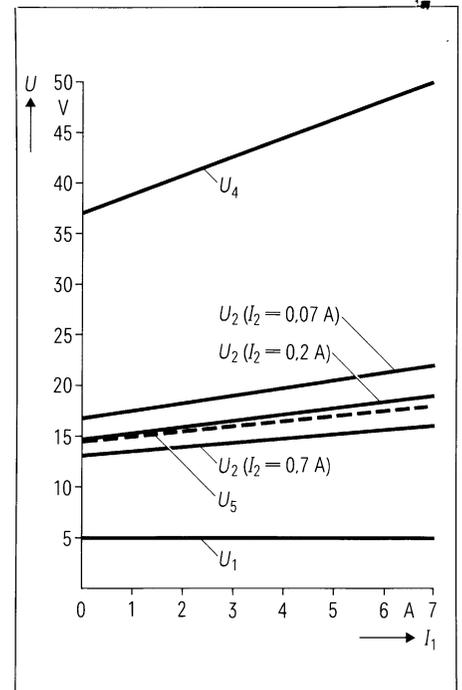


Bild 4 Ausgangsspannungen in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom  $I_1$ , ( $U_{2,3}$ ,  $U_4$  und  $U_5$  bei jeweiligem Nennstrom)

Eingangswchelspannung	$U_{1\sim}$	=	220 V $\begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix}$
Wirkungsgrad bei Nennlast	$\eta$	≈	80%
Ausgangsspannung $U_1$	$U_1$	=	+5 V
Nennausgangsstrom	$I_{1Nenn}$	=	7 A
50-kHz-Welligkeit der Ausgangsspannung ( $I_1 = 7$ A)	$\Delta U_{1SS}$	=	100 mV
Stabilität			
bei Eingangsspannungsänderung* ( $U_{1\sim} = 187$ bis 242 V, bei Nennstrom)			0,16%
bei Laständerung** ( $I_1 = 0$ bis 7 A, $U_{1\sim} = 220$ V, Nennströme an $I_2$ bis $I_5$ )			0,32%
dyn. Überschwngen (Lastsprung 1 $\rightarrow$ 7 A)			200 mV
Ausgangsspannung $U_2$ bzw. $U_3$	$-U_2 = +U_3$	=	16 V
Nennausgangsstrom	$I_{2Nenn}$	=	0,7 A
50-kHz-Welligkeit der Ausgangsspannung	$\Delta U_{2SS} = \Delta U_{3SS}$	=	150 mV
Stabilität			
bei Eingangsspannungsänderung* ( $U_{1\sim} = 187$ bis 242 V, bei Nennstrom)			6,2%
bei Laständerung** ( $I_2 = 0,2$ bis 0,7 A ( $U_{1\sim} = 220$ V, bei Nennstrom))			14%
Ausgangsspannung $U_5$	$U_5$	=	+18 V
Nennausgangsstrom	$I_{5Nenn}$	=	1,2 A
50-kHz-Welligkeit der Ausgangsspannung (bei Nennstrom)	$\Delta U_{5SS}$	=	150 mV
Stabilität			
bei Eingangsspannungsänderung* ( $U_{1\sim} = 187$ bis 242 V, bei Nennstrom)			8,8%
bei Laständerung** ( $I_5 = 0,5$ bis 1,2 A ( $U_{1\sim} = 220$ V, bei Nennstrom))			15%
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für BUZ 50B	$R_{thK}$	≤	8 $\frac{K}{W}$
für BY5 15	$R_{thK}$	≤	6 $\frac{K}{W}$
* Stabilität	$\frac{\Delta U_n}{U_n} \cdot \frac{U_{1\sim}}{\Delta U_{1\sim}}$		
** Stabilität	$\frac{\Delta U_n}{U_n} \cdot \frac{I_n}{\Delta I_n}$	n = 1, 2, 3, 5	

Tabelle Technische Daten

Impulsdigramm

Die Impulsdigramme in Bild 3 zeigen die Ausgangsspannung  $U_{O1}$  der Steuer-IS TDA 4718 sowie die Gatespannung  $U_{GS}$ , die Drainspannung  $U_D$  und den Drainstrom  $I_D$  des BUZ 50B. Um die Gefahr von Instabilitäten zu vermeiden, ist die Schaltung so dimensioniert, daß bereits bei kleiner Belastung ein trapezförmiger Drainstrom fließt.

**SIEMENS**

**1184**

22. Jahrgang  
Januar 1984  
Seite 1 bis 52

B B  
Web. An  
CV de

# Siemens Components

**Aus dem Inhalt**

---

**Große Leistungshalbleiter –  
richtig montieren**

---

**Zentralcomputer für AMS-M-  
und SMP-Bus**

---

**Kurzschlußfestes Ausgangs-  
interface**

---

**Einfaches Sperrwandler-  
Schaltnetzteil**

---

# Siemens Components

## 1|84

22. Jahrgang · Heft 1 · Januar 1984  
Seite 1 bis 52

### Im Blickpunkt

Bestückungsautomat für Chips und planare Bauelemente	
Kernspintomographie: Mikrocomputer für die Medizin	
SMP-System: Kopplung bis zehn Meter	
Meßgerätekopplung über Lichtwellenleiter	
Automat zur partiellen Bestückung von Kontaktleisten	
Bauelemente-Messekalender	1

### Technik

Klaus-Peter Schieschke	Große Leistungshalbleiter – richtig montieren	3
Balthasar Nußrainer	Zentralcomputer mit Interface für AMS-M- und SMP-Bus	7
Michael Beitner	Kurzschlußfestes Ausgangsinterface für die 12 V/24 V-Steuerungstechnik	12
Bernhard Schwager	Programmierbarer digitaler Langzeittimer SAB 0529 Teil 2: Schaltbeispiele	18
Alfred Hauenstein Sven Föhring	Sperrwandler-Schaltnetzteil mit mehreren Ausgangsspannungen	21
Klaus Heilmann Peter Pagnin	Konfektionierte Leitungen am Beispiel der Subminiatur-Steckverbinder SBM 383	25

### Unser Schaltbeispiel

Einfacher, nichtlinearer A/D-Wandler mit dem Einchip-Mikrocomputer SAB 8051	30
---	----

### Produkte

Vertriebsnachrichten	33
----------------------	----

### Impressum

Herausgeber und Verlag:  
Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München  
© 1984 by Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München.  
Alle Rechte vorbehalten  
Für den Inhalt verantwortlich: D. Rost, München, Erlangen  
Verlagsleitung: E. Pollak, Erlangen, München  
Fachzeitschriften: G. Hübner, Erlangen, München  
Redaktionsleitung: J. Vogt, München  
Anfragen, die den Inhalt betreffen, bitten wir zu richten an:  
Siemens Components,  
Hellabrunner Straße 1, 8000 München 90;  
Telefon: (089) 234 83 41; Telex: 5 23 121  
Druck: Mayr Miesbach, Druckerei und Verlag GmbH,  
Am Windfeld 15, 8160 Miesbach  
Printed in the Federal Republic of Germany  
Der auszugsweise Nachdruck mit genauer Angabe von Verfasser und Quelle ist bei Einsendung von zwei Belegen gern gestattet, ebenso das Fotokopieren einzelner Beiträge, auch für berufliche Zwecke. Bei vollständigem Nachdruck ist das Einverständnis der Redaktion erforderlich.  
Für die wiedergegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen.  
Der Preis für ein Heft beträgt 4,60 DM, für ein Jahresabonnement 26,- DM (einschließlich Mehrwertsteuer, ohne Versandkosten).  
Preisänderung vorbehalten.  
Siemens Components erscheint sechs mal im Jahr.

### Kurzberichte

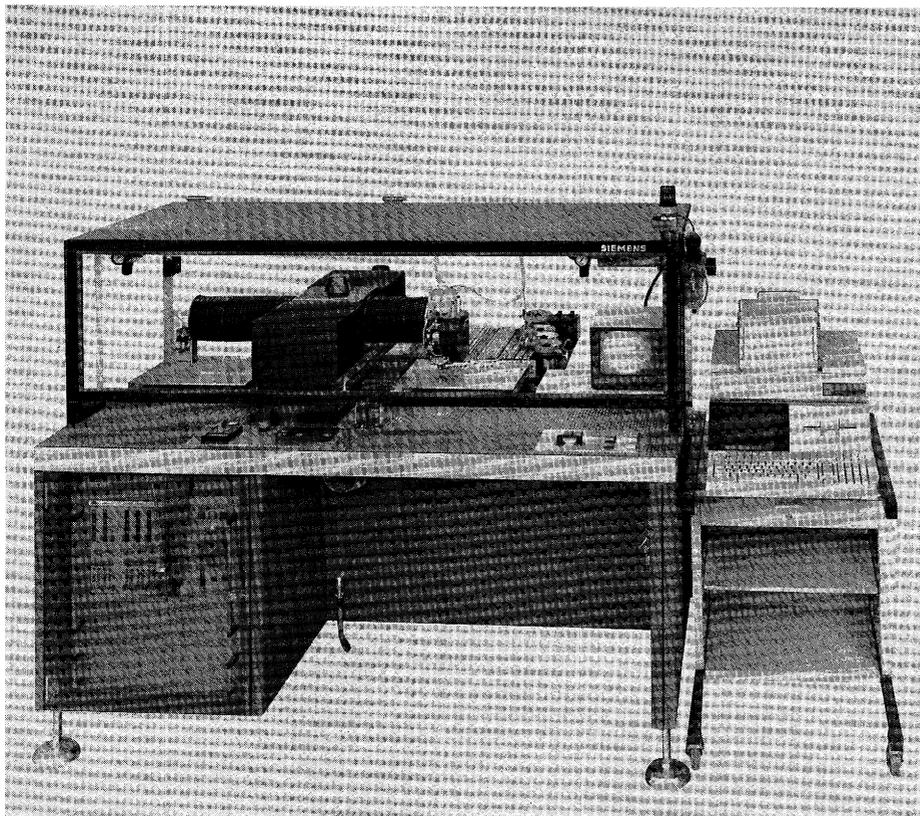
Qualitätssicherung mit System: Zentrale Erprobungsstelle von Siemens	
Bundesrepublik Deutschland führt das Siemens-Telefonsystem EWSD ein	
Weitere Satellitenstationen von Siemens	
Auto-Scout und die zusätzliche Farbe im Verkehr	
Gemeinsames Forschungsinstitut der europäischen Industrie für die Informationsverarbeitung	51

### Dokumentation

Kurzfassungen der Fachbeiträge mit Schlagwörtern	
--	--

### Kurz erklärt

Begriffe der Nachrichtenübertragung mit Lichtwellenleitern	
Teil 3	



## Kernspintomographie: Mikrocomputer für die Medizin

Seinen neuen Kernspintomographen, mit dem sich Patienten ohne Nebenwirkung durchleuchten lassen, hat Siemens mit eigenen Mikrocomputer-Baugruppen bestückt: Die Steuerung des fortschrittlichen Gerätes arbeitet mit sechs Baugruppen aus dem modularen SMP-System.

Die im menschlichen Organismus reichlich vorhandenen Wasserstoffatome reagieren in einem Magnetfeld wie winzige Magneten. Elektromagnetische Impulse lösen Rückimpulse aus, die von einem Rechner ausgewertet und sofort in ein Monitorbild umgesetzt werden. Dieses Bild gibt dem Arzt Aufschluß über die biochemische Beschaffenheit der untersuchten Organe. Der ärztlichen Diagnostik werden neue Perspektiven eröffnet.

Die Patientenliege wird durch den magnetischen Bereich des Tomographen mikrocomputergesteuert bewegt. Übersichtsbilder werden in 30 s gewonnen. In zweieinhalb Minuten lassen sich Bilder mit hoher Kontrastauflösung herstellen. Die Mikrocomputer-Baugruppen sorgen für einen exakten Bewegungsablauf, der für die Qualität der aufgezeichneten Bilder maßgeblich ist.

Für die Steuerung des Kernspintomographen hat Siemens aus dem SMP-System, das inzwischen weit über hundert verschiedene Baugruppen im »Europaformat« (100 mm x 60 mm) umfaßt, die Zentraleinheit E2-A3 (SAB 8085) und den Zentralcomputer E4-A3 (SAB 8085 A) ausgewählt. Dazu kommen die Speicher E114-A2 (16 Kbyte dyn. RAM) und E115-A2 (32 Kbyte dyn. RAM) sowie der Speicher E123 mit Fassungen für 16 Kbyte EPROM. Die Baugruppe E303-A1 bietet eine kaskadierbare Interrupt- und Zählersteuerung.

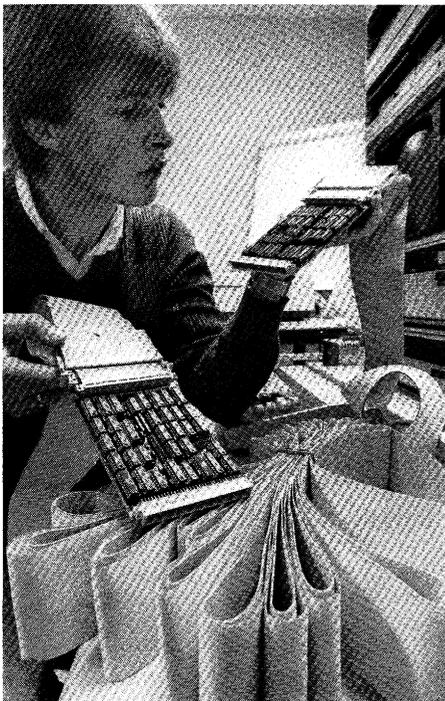
## Bestückungsautomat für Chips und planare Bauelemente

Das zunehmende Angebot an Chip-Bauelementen (leadless) bietet für elektronische Schaltungen eine höhere Packungsdichte, höhere Zuverlässigkeit und eröffnet überdies den Weg zu einer automatisierungsfreundlichen Bestückungstechnik. Neben kubischen Widerständen und Kondensatoren können auch MELF's und Schaltkreise in SO-Gehäusen mit ein- und demselben Bestückungswerkzeug verarbeitet werden.

Siemens hat einen Bestückungsautomaten entwickelt, der nach dem Pick-and-Place-Prinzip arbeitet. Aus einem

großen Spektrum von bis zu 140 Bauelementen werden die Chips einzeln entnommen und auf Leiterplatten oder Keramiksubstrate aufgesetzt. Durch verschiedene Verarbeitungstechniken, wie Schwallöten und Reflowlöten, lassen sich auch Mischbestückungen herstellen, d. h. auf der Bauteilseite bedrahtete Bauelemente und auf der Lötseite Chip-Bauelemente.

Das wirtschaftliche Einsatzfeld für Pick-and-Place-Automaten ist der Bereich mittlerer und kleiner Losgrößen. Ein wesentlicher Vorteil dieses Konzeptes liegt in der großen Programmflexibilität und in den niedrigen Umrüstzeiten bei Loswechsel. Außerdem läßt sich durch den modularen Aufbau der Automat jedem Verkettungsgrad und Kapazitätsbedarf anpassen.



## SMP-System: Kopplung bis zehn Meter

Besonders bei größeren Mikrocomputersteuerungen ist der zentrale Rechner oft mehrere Meter von den Stellen entfernt, an denen Meßdaten aufzunehmen oder Abläufe zu beeinflussen sind. Das SMP-System von Siemens verfügt jetzt über zwei Baugruppen, mit denen der SMP-Bus über eine Distanz von bis zu zehn Metern aktiv gekoppelt werden kann: Die SMP-E591 (master) steckt im Baugruppenträger bei der SMP-Zentraleinheit, die SMP-E592 (slave) wird »vor Ort« montiert. Das Kabel SMP-Z498-A10 verbindet die beiden Baugruppen. Bis zu acht Masterkoppler können in einem Baugruppenträger mit der Zentraleinheit stecken.

## Meßgerätekopplung über Lichtwellenleiter

Systemgeeignete Meßgeräte für Labor und Prüffeld sind vielfach mit einer einheitlichen Schnittstelle gemäß IEC-Publikation 625 ausgerüstet. Zusammen mit einem Controller lassen sich damit programmgesteuerte Meß- und Prüfplätze aufbauen. An den bitparallel, byteseriell arbeitenden IEC-Bus können bis zu 15 Geräte angeschlossen werden. Die zulässige Leitungslänge zwischen zwei Geräten beträgt dabei maximal 2 m. Der Einsatz im industriellen Bereich, z. B. in der Fertigung, stellt aber oftmals

höhere Anforderungen, so z. B.: größere Leitungslängen, galvanische Trennung zwischen den Geräten sowie hohe Störfestigkeit gegen elektromagnetische Beeinflussung. Solche Bedingungen können mit Hilfe der Lichtwellenleitertechnik mühelos erfüllt werden. Bei den ringförmig über Glasfaserkabel miteinander verbundenen Geräten wird die elektrisch-optische Schnittstelle von einem speziellen Bus-Interface gebildet, das auch die Signale des als gekettete End-End-Verbindung aufgebauten Ring-Busses regeneriert. Bei der Meßgerätekopplung über Lichtwellenleiter werden die Daten bitseriell übertragen. Die zulässige Kabellänge zwischen zwei Geräten vergrößert sich von 2 m auf 200 m. Auch die Anzahl der anschließbaren Geräte läßt sich von 15 auf 32 erhöhen. Die Übertragungsstrecke wird von elektromagnetischen Störungen nicht beeinflußt. Alle Geräte sind darüber hinaus galvanisch entkoppelt.

## Automat zur partiellen Bestückung von Kontaktleisten

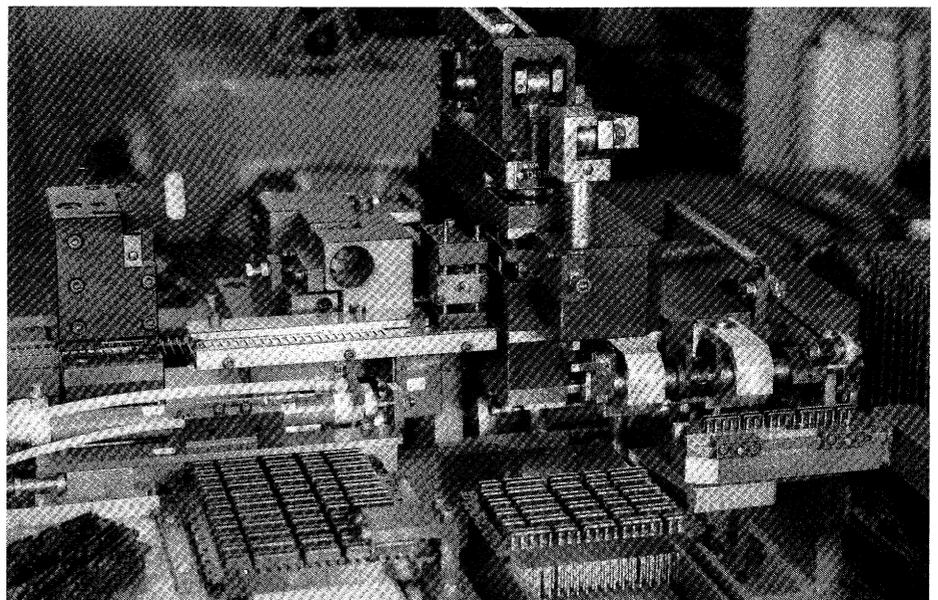
Bei Messer- und Federleisten führt die partielle Bestückung zu deutlichen Kosteneinsparungen. Bei einer normierten Kontaktleiste werden also nur die Kontakte bestückt, für die im jeweiligen Gerät später auch tatsächlich ein Anschluß erforderlich ist. Ein Automat aus zwei programmierbaren Achsen des Modularen Handhabungssystems MHS von Siemens positioniert die Kontaktleiste unter dem Be-

## Bauelemente- Messekalender

- **Hannover-Messe '84**, 4. bis 11. April 1984, Hannover. Information: Deutsche Messe- und Ausstellungs-AG, Messengelände, D-3000 Hannover 82.
- **Leistungsschau der deutschen Industrie**, 23. April bis 6. Mai 1984, Tokyo. Siemens beteiligt sich an dieser Leistungsschau u. a. mit Produkten und Informationen über die Mikroelektronik und den Bereich elektronischer Bauelemente. Diese Veranstaltung soll technisch interessierte Besucher über die Leistungsfähigkeit der deutschen Industrie informieren.

stückwerkzeug, das die Kontakte aus einem vorgefertigten Streifen trennt und einsetzt. Im nächsten Schritt bedruckt der Automat die Leisten mit einer Warmprägefolie. Die Ausgabe der fertigen Leisten erfolgt geordnet in Magazinen.

Zu erwähnen ist vor allem die hohe Flexibilität des Automaten. So kann von der Vollbestückung bis zu jeder gewünschten Teilbestückung gefertigt werden, aber auch unterschiedliche Leistenformen – mit und ohne Flansch – und unterschiedliche Kontaktmessenlängen lassen sich über ein Programm verarbeiten. Dafür ist der vorgefertigte Stanzstreifen mit einer Sequenz ausgestattet, die wiederum über programmierbare Werkzeuge erzeugt wird. Die maximale Leistung des Automaten liegt bei drei Kontakten je Sekunde.



Klaus-Peter Schieschke

# Große Leistungshalbleiter – richtig montieren

Sachgemäße und sorgfältige Montage großer Leistungshalbleiter ist für ihren zuverlässigen und störungsfreien Betrieb wesentlich. Leider kommt es immer wieder vor, daß Bauelemente im Betrieb ausfallen und deshalb reklamiert werden, bei denen wichtige Montagehinweise unberücksichtigt geblieben sind. Das Zusammenfassen und Kommentieren dieser Hinweise an dieser Stelle sei ein Zeichen für die Wichtigkeit, die ihnen von Herstellerseite im Interesse des Anwenders beigemessen wird.

»Große Leistungshalbleiter« sind hier Leistungsthyristoren und Gleichrichterioden (im Prinzip auch Triacs und Leistungstransistoren) mit Dauerstromströmen oberhalb etwa 20 A. Für einzeln gekapselte Bauelemente (mono-pack) gibt es derzeit drei Gehäusebauformen von praktischer Bedeutung: *Schraubgehäuse*, *Flachbodengehäuse*, *Scheibengehäuse*, letztere hauptsächlich als »Flat-pack«-Ausführung, früher auch mit eingezogenen Kontaktflächen als sogenannte Membrangehäuse. Die Zwei-Bauelemente-Kapselung (duo-pack) führte zu *Modulgehäusen* oder *Zwillingsgehäusen*.

Richtiges Montieren von Gehäusen dieser Bauformen ist nun die Voraussetzung für:

- einen bestmöglichen thermischen Kontakt vom Bauelement zum Kühlkörper und
- einen einwandfreien elektrischen Kontakt vom Bauelement zur Anschlußlasche.

Und das erfordert eine gewisse Aufmerksamkeit, die bei jedem Stück und nicht nur sporadisch aufgewendet werden muß.

Dipl.-Ing. Klaus-Peter Schieschke,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Vertrieb Leistungshalbleiter, München

## Allgemeine Hinweise

Die allen vier Bauformen gemeinsame *Grundregel 1* für pflegliche Behandlung verlangt:

- Man vermeide unter allen Umständen Beschädigungen der Isolierkörper (gleichgültig ob Glas, Keramik oder Kunststoff), denn hiervon können die Isolationsfestigkeit, die Widerstandsfähigkeit gegen klimatische Einflüsse sowie gegen lastbedingte Temperatur- und Kraftwechsel abhängen.
- Ebenso vermeide man jegliche Beschädigung der Kontaktflächen von Bauelement und Kühlkörper. Beim Schraubbauelement zählen hierzu auch die Schraubgewinde beider Teile.
- Die Rauhtiefe und etwaige Abweichungen von der Ebenheit der Kontaktflächen des Kühlkörpers sollten 10 µm nicht überschreiten.
- Kontrollieren Sie die Kontaktflächen (ggf. die Gewinde) von Bauelement und Kühlkörper vor dem Zusammenbau auf Ablagerungen, Schmutz, Staub, Fremdkörper und befreien Sie die Kontaktflächen erforderlichenfalls hiervon. Als Lösungs- und Reinigungsmittel können Chlorothene (z. B. Trichloräthylen) verwendet werden.

Die *Grundregel 2* erfordert:

- Benutzen Sie ein Kontaktmittel, das sowohl den thermischen wie den elek-

trischen Kontakt fördert. Wir erproben drei Kontakthilfen, die wir demzufolge auch empfehlen können:

Silikonöl mit einer Viskosität von 200 bis 350 mm<sup>2</sup> · s<sup>-1</sup> bei 25 °C,

Kontaktöl Elektrotube 2A-X

(Spray der Fa. Liqui Moly, Ulm),

Kontaktöl Cramolin B

(Spray der Fa. Schäfer).

Über andere Mittel liegen bei uns keine Erfahrungen vor (Ausnahme Modulgehäuse).

- Die Kontaktmittelbehandlung nehmen Sie kurz vor dem Zusammensetzen, dem Einschrauben usw. am Bauelement und am Kühlkörper vor. Das Mittel ist nur als hauchdünne, gleichmäßige Schicht aufzutragen. Das Kontaktmittel soll den Wärmeübergang verbessern, Luftpfeifen vermeiden. Es soll den elektrischen Kontakt nicht behindern, keine punktförmigen Übergänge extrem hoher Stromdichte (»Strommarken«) provozieren. Drittens soll es wie eine Hohlraumversiegelung gegen Korrosion vorbeugend wirken (Potentialdifferenzen d. elektrochem. Spannungsreihe).

- Verwenden Sie das Kontaktmittel immer, sowohl bei Aluminium- als auch bei Kupfer-Kühlkörpern, unabhängig von der Materialhärte, bei verzinneten, versilberten und vernickelten Kontaktflächen. Unsere heutigen großen Leistungshalbleiterbauelemente haben vernickelte Kontaktflächen.

- Als Kontaktmittel darf jedoch *nicht irgendeine Wärmeleitpaste* verwendet werden. Ihre Anwendung bei großen Leistungshalbleitern führt immer wieder zu Ausfällen. Sie mag Wärmeströmen von einigen Watt und elektrischen Strömen von einigen A/cm<sup>2</sup> vorbehalten bleiben. Säurefreie Vaseline beispielsweise kann ab +50 °C verharzen.

## Spezifische Hinweise

Die weiteren Hinweise sind mehr bauformspezifisch, wenn auch hier manches Gemeinsame erkennbar ist.

Bei **Schraubbauelementen** ist zu beachten:

- Bauelemente nur mit passenden Steckschlüsseln ein- und ausschrauben. Verwenden Sie zum Festziehen ausschließlich Drehmomenten-Steckschlüssel. Die erforderlichen Drehmomentwerte sind abhängig vom Gewinde und können der **Tabelle 1** oder den Datenblättern entnommen werden. Sie schaffen so den notwendigen Anpreßdruck, der aber nicht überschritten werden sollte.

- Bei beschädigtem Gewinde kann das volle Anzugsdrehmoment erreicht sein, ohne daß sich die Kontaktflächen berührt haben. Der Wärmeübergang erfolgt dann nur über das Gewinde, was einen höheren Widerstand ergibt und damit zu thermischer Überlastung führen kann.

Um undefinierte Verhältnisse zu vermeiden, muß entweder das Bauteil ausgetauscht oder das Gewinde nachgeschnitten werden.

- Steckschlüssel axial zum Bauelement führen. Bei schräger Haltung kann leicht die Isolierkeramik beschädigt werden (**Bild 1**).

- Schraubgehäuse werden einseitig befestigt. Sie sind nicht geeignet, im Betrieb zusätzliche Kräfte aufzunehmen. Die Strombänder dürfen keine Zug- und Querkkräfte übertragen.

- Die mechanische Beweglichkeit der Strombänder darf (z. B. durch Schwingungen) nicht zu Kurzschlüssen oder Erdschlüssen führen.

- Die Strombänder sind auch Wärmeleiter und ein kleiner Teil der Verlustwärme des Bauelementes wird normalerweise über diese Strombänder abgeführt. Vorgeschaltete Stromwärmequellen können diesen Effekt jedoch ins Gegenteil verkehren, d. h. ihre Verlustwärme wird dem Bauelement zuge-

führt. Solche Quellen können z. B. vorgeschaltete Sicherungen sein. Aber auch zu klein dimensionierte Leitungsquerschnitte von Stromschienen können zu zusätzlicher Bauelementerwärmung führen.

Die Einheit von Schraubbauelement und Kühlkörper ist in ihrer Anordnung an sich unproblematisch, jedoch ist zu beachten:

- Bei Luftselbstkühlung oder natürlicher Kühlung müssen die Kühlrippenflächen senkrecht stehen, damit die Kühlluft ungehindert durchströmen kann (**Bilder 2 und 3**).

- Bei Fremdlüftung oder forcierter oder Zwangsbelüftung ist die Einbaulage beliebig, wenn die Luft in der Kühlrippenebene geführt wird und die erforderlichen Kühlluftmengen eingehalten werden.

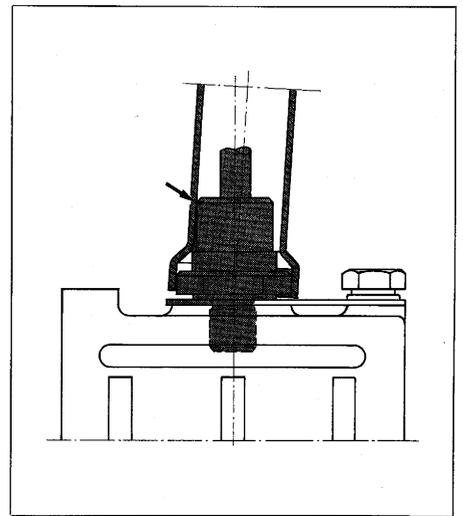
- Es sind ausreichende Abstände für Zuluft und Abluft ebenso vorzusehen wie genügende Abstände zu benachbarten Wärmequellen (z. B. andere Kühlkörper, andere Geräte). Gegenseitige Aufheizungen vermindern die Belastbarkeit.

Für die Montage von **Bauelementen mit Flachbodengehäusen** gilt im wesentlichen das gleiche wie für Schraubbauelemente. Nur der Drehmomentenschlüssel entfällt. Den notwendigen Anpreßdruck für die äußere Kontaktierung erzeugt eine Spannplatte oder Spannbrille. Sie wirkt wie eine Tellerfeder. Hier gilt folgendes:

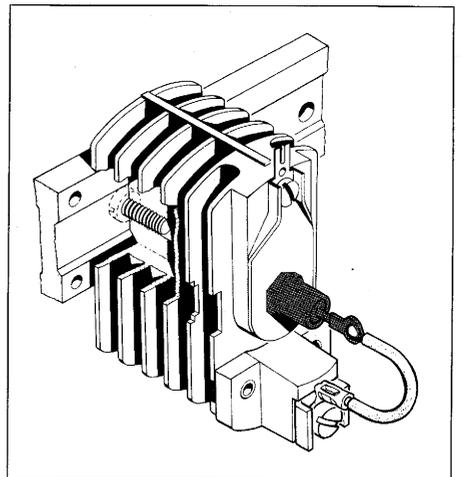
- Die Spannbrille ist so über das Gehäuse zu schieben, daß der Innenrand der Spannbrille auf der Flachbodenplatte aufliegen kann. Der Außenrand der Spannbrille steht damit zunächst ab.

- Man ziehe die Befestigungsschrauben gleichmäßig an.

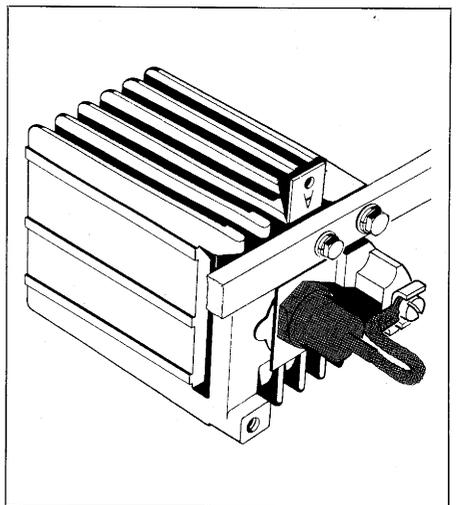
- Genügender Druck ist erreicht, wenn die Spannplatte plangezogen ist und damit parallel zur Auflagefläche liegt. Fehlt eine Möglichkeit der Sichtkontrolle, kann man »blind« arbeiten: Liegt die Spannbrille plan auf der



**Bild 1** Steckschlüsselverkantung beim Einschrauben von Schraubbauelementen



**Bild 2** Schraubbauelement (Thyristor) mit Normkühlkörper (Beispiel EK) aufgesetzt auf Isolier- und Befestigungsleiste



**Bild 3** Schraubbauelement (Thyristor) mit Normkühlkörper (Beispiel HK) mit einer von zwei Isolierleisten

Gewinde	Schlüsselweite	Drehmoment 10 Nm $\approx$ 1 kpm	Drehmoment mit Mutter
M 5	SW 11	1,5 Nm	1,2 Nm
M 8	SW 17	7,0 Nm	6,0 Nm
M 12	SW 27	18,0 Nm	16 Nm
M 16 $\times$ 1,5	SW 32	40 Nm	33 Nm
M 24 $\times$ 1,5	SW 41	60 Nm	60 Nm

**Tabelle 1** Erforderliche Anzugsdrehmomente bei Schraubbauelementen

Flachbodenplatte auf, ergibt sich für die Spannschrauben eine deutlich merkbare Steigerung des Anzugdrehmoments.

**Bauelemente in Flat-pack-Scheibengehäusen** (nach DIN 41814) dürfen in fast beliebigen Kühlanordnungen montiert werden. Für einzelne Bauelemente gibt es dabei zwei prinzipielle Möglichkeiten:

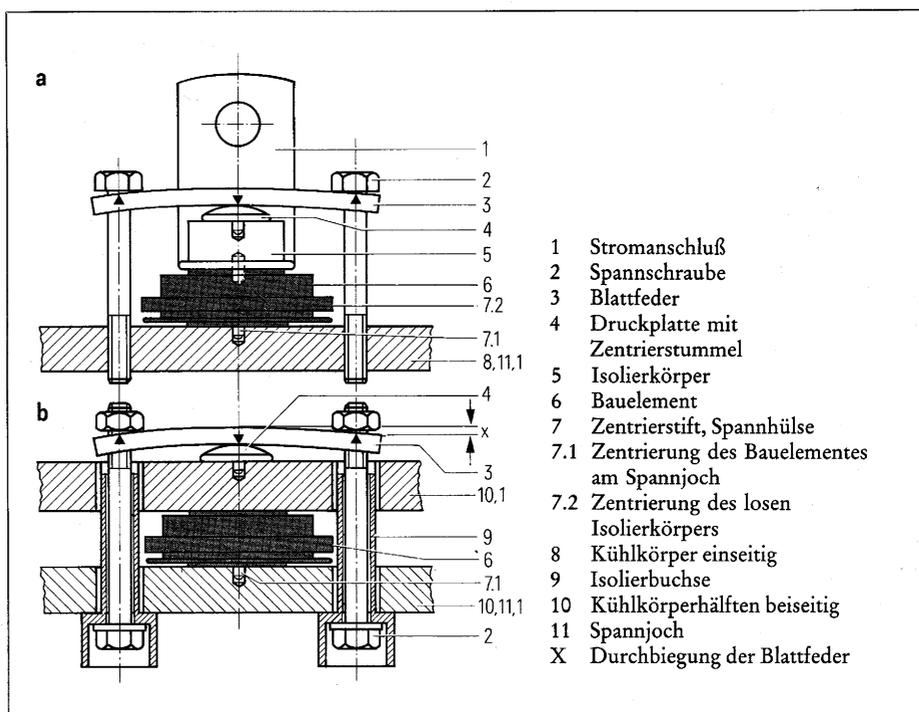
- die einseitige Kühlung (Bild 4 a) und
- die doppelseitige Kühlung (Bild 4 b).

Scheibebauelemente enthalten jedoch im Gegensatz zu Schraub- und Flachbodenbauelementen keine Druckspeicher (Federn) für die innere Kontaktierung. Deshalb sind äußere Druckspeicher vorzusehen, die den Anpreßdruck für die innere wie auch für die äußere Kontaktierung bereitstellen müssen. Der erforderliche Anpreßdruck (siehe Tabelle 2 bzw. Datenblattangaben) ist von der Halbleitertablette und vom Kontaktdurchmesser abhängig. Die angegebenen Werte sind in Sonderfällen bis zu gewissen Höchstwerten überschreitbar. Diese Werte sind im Einzelfall vom Hersteller zu erfragen.

Für reine Spannungsprüfungen an losen Bauelementen genügt es, etwa 20% der angegebenen Anpreßkraft aufzuwenden.

Der Federspeicher besteht üblicherweise aus einer oder mehreren Blattfedern, deren Durchbiegung ein Maß für die erreichte Kraft ist (Bild 4). In speziellen Fällen gibt es vorgebogene Blattfedern: gerade gezogen (mit einem Lineal geprüft) ergeben sie die richtige Kraft. Eine dritte Variante sind Tellerfedern an jeder Spannschraube, wobei die richtige Kraft weder durch eine Längenmessung noch mittels Drehmomentschlüssels festgestellt werden kann. Hier gilt nur: eine Presse bringt den erforderlichen Druck auf, die Spannschrauben werden wechselnd gleichmäßig angezogen, und nach Entlastung der Presse stimmt der Druck. Die vierte Variante sind Tellerfedern in einer Spannkappe (Bild 5). Der erforderliche Druck ist erreicht, wenn die Spannkappe mit vier Schrauben angezogen am Rande der Kontaktfläche überall aufliegt.

Bezüglich der Befestigungs- bzw. Spannmethoden dürften Spannkappen die einfachste Handhabung bieten und eine gute Alternative zur Spannvorrichtung nach Bild 4 a bilden, weil



**Bild 4 Bauelemente in Flat-pack-Gehäuse**  
 a Spannvorrichtung (Blattfeder) und ein Kühlkörper, d. h. Anwendung einseitiger Kühlung  
 b Spannvorrichtung und zwei Kühlkörperhälften, d. h. Anwendung doppelseitiger Kühlung

sie ohne Meßvorrichtung, ohne Drehmomentenschlüssel und ohne gesonderte Zentrierbohrung im Kühlkörper auskommen. Wird jedoch zwischen Bauelement und Kühlkörper lose eine weitere Anschlußlasche gelegt, so ist diese Lasche zu zentrieren und ihre Materialstärke mit einer Unterlage unter der Spannkappe auszugleichen. Normalerweise sind für die Kühlkörper und die Spannvorrichtungen folgende Punkte zu beachten:

- Alle Kühlkörperteile, die den Spannkraften ausgesetzt sind, müssen eine

hinreichende Steifigkeit haben, damit sich die Kontaktauflagefläche bei Gegendruckbelastung nicht verbiegt.

- Die gesamte Kontaktfläche des Bauelementes muß voll kontaktiert sein. Der Durchmesser der Auflagefläche darf nicht kleiner als der Kontaktdurchmesser  $D$  (Bild 6) sein.

- Von einer Montage ohne Druckausgleichsmittel wird abgeraten, denn der Druck muß möglichst gleichmäßig über die Siliziumtablette verteilt werden. Ein solches Ausgleichsmittel ist die sogenannte Druckplatte in Bild 4.

Thyristoren Grundtyp	Dioden Grundtyp	Anpreßkraft $F_c$ (Sollwert) +30%...-10% N	Exzentrizität $\Delta r_{max}$ (Maximalwert) mm
BSt H...		2000	0,6
	SSi K...	3000	0,9
BSt L...	SSi L...	3000	1,2
BSt M...		5500	1,7
BSt N...	SSi N...	5500	1,7
BSt P...	SSi P...	10000	2,7
BSt Q...		10000	3,7
BSt R66		15000	3,7
BSt R65	SSi R...	15000	4,8
BSt R.H., L...N		15000	4,8
BSt T...		40000	7
BSt U..H		70000	10

<sup>1</sup> maximal zulässige Anpreßkraft  $F_c = 24000$  N

Tabelle 2 Erforderliche Anpreßkraft bei Flat-pack-Scheibebauelementen

Der Schaft der pilzförmigen Druckplatte dient dabei der Zentrierung. Folglich ist eine Verspannung zweier oder mehrerer Bauelemente nebeneinander zwischen zwei durchgehenden Kühlkörperhälften, ähnlich wie in Bild 4b, nicht ohne weiteres möglich.

• Scheibenbauelemente erfordern eine Zentrierung, wie sie in Bild 4 erkennbar ist. Bei einseitigem Kühlkörper ist das Bauelement beidseitig über Spannhülsen zu führen. Bei doppelseitiger Kühlung ist die Zentrierung nur auf der Seite der Kühlkörperhälfte erforderlich, die als Joch der Spannvorrichtung dient.

• Eventuelle Exzentrizitäten sollten den in Tabelle 2 angegebenen Maximalwert nicht überschreiten. Hier bedeutet  $\Delta r$  die Abweichung der Mittelachse des Bauelementes vom Angriffszentrum der Anpreßkraft  $F_c$  (Bild 6).

• Über die Exzentrizität lassen sich zusätzliche Kräfte  $F_x$  (oder zusätzliche Momente  $M_x$ ) bestimmen, die von außen und versetzt zur Mittelachse des Bauelementes wirken dürfen, beispielsweise über elektrische Anschlüsse. Es gilt mit Bild 6

$$F_c \cdot \Delta r = M_c, \text{ sowie } F_x \cdot l = M_x$$

und

$$F_c \cdot \Delta r_{\max} = M_{\max} \geq M_c + M_x$$

oder

$$F_c \cdot (\Delta r_{\max} - \Delta r) = M_{\max} - M_c \geq M_x$$

Daraus folgt:

Bei Ausnutzung der Exzentrizität  $\Delta r_{\max}$  darf keine weitere Kraft schief angreifen, ist kein Zusatzmoment  $M_x$  zulässig. Bei guter Zentrierung  $\Delta r = 0$  ist das Moment  $M_{\max}$  voll ausnutzbar. Ein Zahlenbeispiel:

Bei einem Thyristor BSt P45 ist  
 $F_c = 10000 \text{ N}$ ,  $\Delta r_{\max} = 2,7 \text{ mm}$ ,  
 $M_{\max} = 27000 \text{ Nmm}$ .

Mit  $\Delta r = 1 \text{ mm}$ ,  $l = 68 \text{ mm}$  wird

$$F_x = \frac{M_x}{l} \leq \frac{F_c (\Delta r_{\max} - \Delta r)}{l}$$

$$F_x \leq \frac{10000 \cdot 1,7 \text{ Nmm}}{68 \text{ mm}} = 250 \text{ N}$$

• Da neben der Anpreßkraft nur geringe Zusatzkräfte am Bauelement im Spannsystem angreifen dürfen, sollten auch solche Dinge nicht vergessen werden wie das Gegenhalten mit einem Mutterschlüssel, wenn bei einer Spannkappe mit Stehbolzen ein Kabelschuh daran befestigt wird.

• Um einen guten elektrischen Kontakt zu einem Anschlußbolzen aus

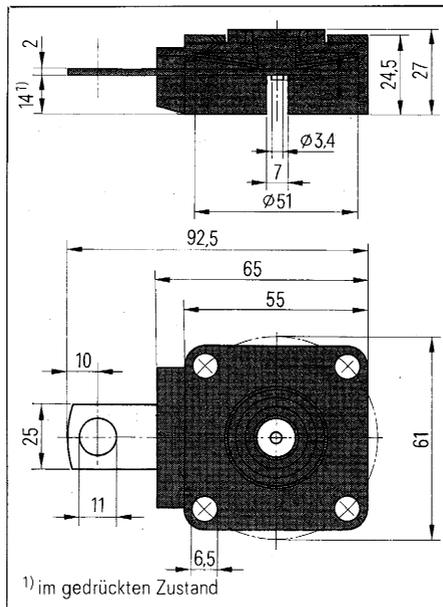


Bild 5 Spannkappe für Bauelemente in Flat-pack-Gehäusen (Beispiel: Typ S61A1N), Anwendung einseitiger Kühlung

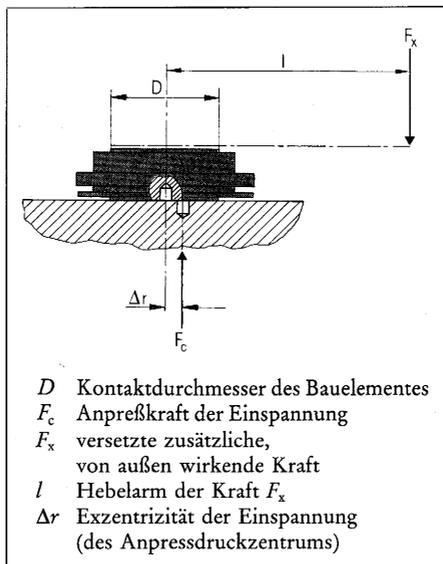


Bild 6 Zur Zentrierung von Bauelementen in Flat-pack-Gehäusen

Messing (auch vernickelt) zu sichern, sollte zuerst eine Messingmutter aufgeschraubt, dann der Kabelschuh aufgesetzt und mit einer Stahlmutter festgezogen werden. Die Messingmutter gibt den besseren elektrischen Kontakt, die Stahlmutter frißt sich nicht fest und kann deshalb wieder gelöst werden.

### Bauelemente in Molekulargehäusen

(Zwillingsgehäusen) haben meist zwei bekannte und beliebte Vorteile:

- sie sind leicht zu montieren,
- die Grundplatte ist elektrisch isoliert (Ausnahmen sind möglich).

Demgemäß werden zu ihrer Kühlung vielfach gerätespezifische Kühlkörper benutzt, die häufig noch anderen Funktionen dienen. Hier sollte man beachten:

• Die Auflagefläche soll mindestens so groß wie die Gehäusegrundplatte des Moduls sein.

• Die Ebenheit der Auflagefläche (früher die sog. Planabweichung) darf 0,02 mm nicht überschreiten.

• Die Rauhtiefe  $R_z$  der Auflagefläche muß kleiner als 10  $\mu\text{m}$  bleiben.

• Vergessen Sie bitte auch hier nicht, vor dem Aufsetzen des Bauelementmoduls ein Kontaktmittel zu benutzen, auch wenn es sich nur um einen thermischen Kontakt handelt. Nur bei diesen Bauelementen wurde von uns ein Kontaktfett erprobt und zwar der Typ WPS 2 der Fa. Austerlitz-Electronic, Nürnberg.

• Die Anzugsdrehmomente  $M_d$  für die Schrauben betragen bei Zwillingsgehäusen von 20 mm Breite:

$$M_d = 4 \text{ Nm}$$

für Befestigungsschrauben (M5),

$$M_d = 4 \text{ bis } 6 \text{ Nm}$$

für (elektrische) Kontaktschrauben (M5);

bei Zwillingsgehäusen von 46 mm Breite:

$$M_d = 6 \text{ Nm}$$

für Befestigungsschrauben (M5, M6),

$$M_d = 6 \text{ bis } 8 \text{ Nm}$$

für (elektrische) Kontaktschrauben (M6).

• Bei Modulgehäusen mit Metallbodenplatte besteht keine obere Begrenzung des Anzugsdrehmoments der Befestigungsschrauben.

• Die Befestigungslöcher im Kühlkörper müssen eine Gewindemindesttiefe  $b$  aufweisen. Sie beträgt bei Aluminium  $b \geq 2d$ , bei Kupfer  $b \geq 1,2d$ , bei Stahl  $b \geq 0,8d$  ( $d$  = Gewindedurchmesser).

• Befestigungslöcher sind besser als Nuten, weil dann im Wirkungsbereich der vollen Anpreßkraft der beste mögliche Wärmekontakt besteht.

Ansonsten sind Leistungshalbleiter ruhende, »statische« elektrische Bauelemente und damit im allgemeinen wartungsfrei. Sind jedoch die Isolationsstrecken der Bauelemente nicht gegen Spritzwasser, Tropfwasser und Staub geschützt, so ist von Zeit zu Zeit eine Reinigung zu empfehlen, die die Isolationsfähigkeit des Bauelementes und eine genügende Wärmeabfuhr vom Kühlkörper wiederherstellt.

Balthasar Nußrainer

# Zentralcomputer mit Interface für AMS-M- und SMP-Bus

Das AMS-M-Mikrocomputer-Baugruppensystem ist langfristig und zukunftssicher angelegt. Die Baugruppen haben das bewährte Europaformat bzw. Doppel-Europaformat mit den äußerst betriebssicheren VG-Steckverbindern nach DIN 41612. Um einen hohen Systemdurchsatz und Aufwärtskompatibilität zu gewährleisten, umfaßt das AMS-M-System drei voneinander unabhängige Busse in einer Triple-Bus-Hierarchie, mit der 8-, 16- und zukünftig auch 32-bit-Systeme aufgebaut werden können.

Die drei Busse des AMS-M-Systems (Bild 1) sind:

- Systembus (multimasterfähiger AMS-M-Bus),
- Privatbus (monomasterfähiger SMP-Bus, zukünftig auch Multibus II),
- serieller Bus.

Der serielle Bus besteht aus zwei Leitungen. Er ermöglicht Datentransfer völlig unabhängig von den Vorgängen auf den beiden Parallelbussen.

Der Privatbus ist getrennt vom Systembus auf einen eigenen Stecker geführt, womit eine lokale Erweiterung eines Zentralcomputers unabhängig von Systembus möglich ist. Damit besteht die Möglichkeit, zukünftig verschiedene Privatbusse zu implementieren. Einer der Privatbusse ist der weitverbreitete Monomaster-Bus des SMP-Systems. Als Privatbus im AMS-M-System lassen sich dadurch über den SMP-Bus mehr als 100 verschiedene Hardware- und Software-Module aus dem SMP-Spektrum einsetzen. Parallel zum Systembus ist dieser Bus auch für

Multibus II\* geeignet, den zukünftigen Standard für 32-bit-MC-Systeme.

Bei dem Systembus handelt es sich um den international in der Normung befindlichen AMS-M-Bus [1, 2, 3]. Er umfaßt zunächst alle Funktionen und Signalspezifikationen des IEEE 796-Busses, wobei die Busverbindungen über indirekte Stecker geführt werden und die Baugruppen Europaformat bzw. Doppel-Europaformat haben.

## Systembeschreibung des 16-bit Zentralcomputers AMS-M6

Der Zentralcomputer AMS-M6 (Bild 2) enthält einen 16-bit-Mikrocomputer SAB8086 als CPU [4], Sockel für SAB8089, Programmspeicher bis zu 128 Kbyte (EPROM), maximal 32 Kbyte Datenspeicher (RAM), maximal 16 Kbyte Dualport-Speicher, Interrupt-Controller, programmierbare Timer, »watch dog«, 24 parallele E/A-Leitungen, V24/V28-Schnittstelle, LED-Anzeige sowie AMS-M-Bus- und SMP-Bus-Interface. Mittels einer Erweiterungsplatine (AMS-S87) erleichtert der Arithmetikprozessor SAB8087 (numeric data processor

NDP) als Coprozessor zum SAB8086 die Lösung komplexer mathematischer Probleme. E/A-intensive Programme lassen sich durch den im lokalen Mode geschalteten E/A-Prozessor SAB8089 (input output processor IOP) optimal bearbeiten. Der gepuffert herausgeführte Privatbus (SMP-Bus) ermöglicht die Zuschaltung weiterer, nur dem Mikrocomputer zugeordneter Speicher- und E/A-Baugruppen. Das Multicomputer-Interface stellt dem Anwender verschiedene Zuteilungskriterien für den AMS-M-Bus zur Auswahl. Der Zentralcomputer AMS-M6 kann sowohl als autonomer Rechner, als auch in Mehrrechnerkonfigurationen eingesetzt werden. Speicher und E/A-Erweiterungen lassen sich durch Zuschaltung entsprechender AMS-M-Baugruppen realisieren.

Die Funktionen des 16-bit-Zentralcomputers sind in neun Blöcke (Bild 3) einzuteilen:

- CPU,
- Coprozessoren,
- Programm- und Datenspeicher,
- Zähler/Zeitgeber,
- Interruptsteuerung,
- parallele Ein- und Ausgabe,
- serielle Ein- und Ausgabe,
- Multicomputer-Interface,
- 16-bit-SMP-Bus-Interface.

In der Tabelle sind die wesentlichen Leistungsmerkmale zusammengefaßt.

## CPU

Um die bestehenden Co- und Multiprozessoreigenschaften des Bausteins voll ausnutzen zu können, ist die CPU SAB8086 im Maximum-Mode geschaltet. Weiterhin bietet die Baugruppe für die Anschaltung eines externen DMA-Controllers am SMP-Bus die Signale HOLD (DMA-Request) und HOLDA

Dipl.-Ing. Balthasar Nußrainer,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Entwicklung Mikrocomputersysteme,  
Ottobrunn

\* An der Spezifikation dieses Busses sind beteiligt: Siemens, Intel, AMD, Honeywell Bull, Hewlett-Packard, ICL, Intersil, Matra Corp., Mupack Corp., Nixdorf, Tektronix Inc., Zilog.

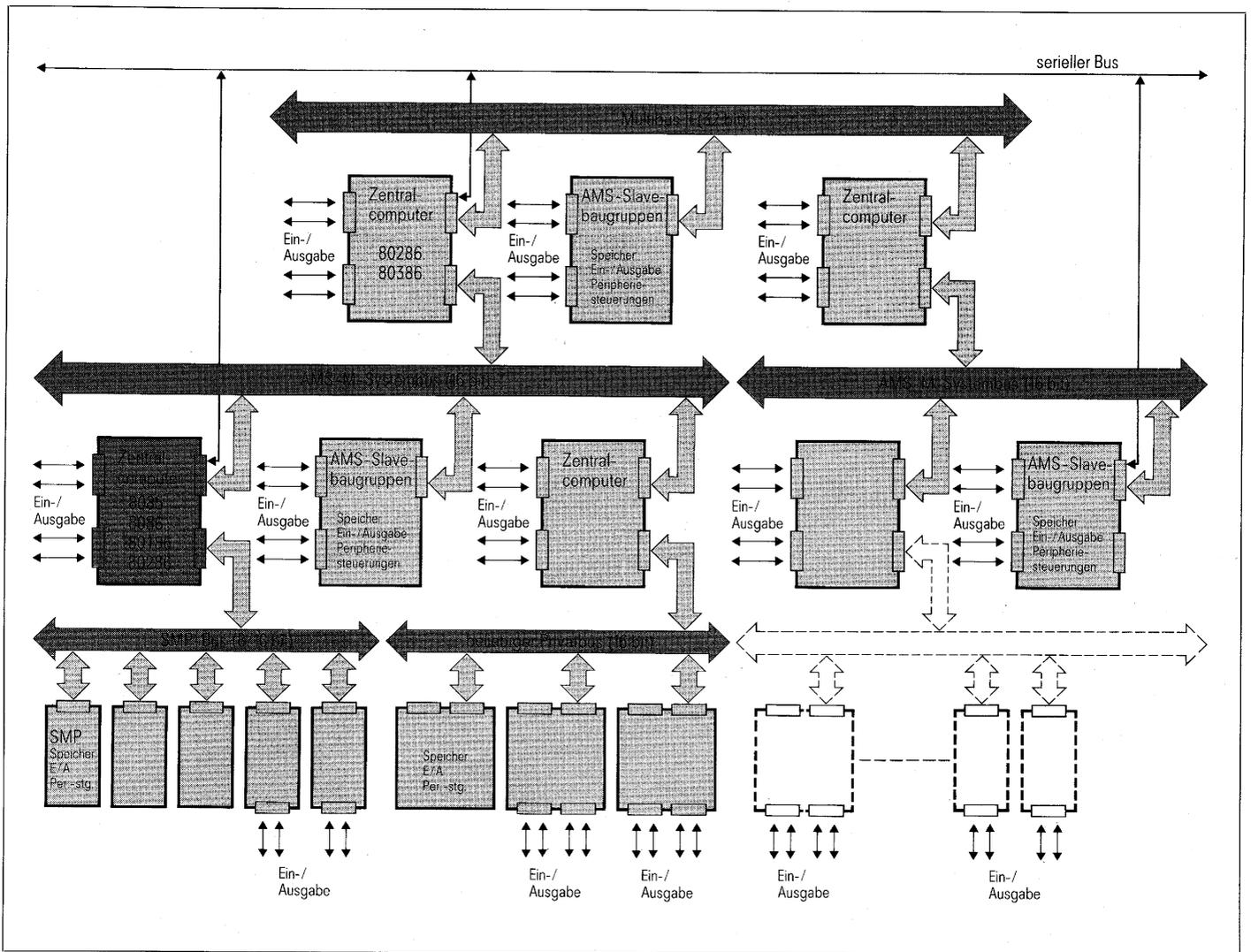


Bild 1 AMS-M-Konzept: drei unabhängige Busse in einer Triple-Bus-Hierarchie

(DMA-Acknowledge) an. Die CPU SAB 8086 wird bei einem DMA-Zyklus am SMP-Bus nur angehalten, wenn der Prozessor auch auf den SMP-Bus zugreift. Der Prozessor arbeitet je nach Bestückungsvariante mit 5, 8 oder 10 MHz, wobei die Onboard- und SMP-Bus-Zugriffe durch Einlegen von Wartezyklen den Zugriffszeiten von Speicher- und E/A-Bausteinen angepaßt werden. Es können, getrennt für E/A- und Speicherzugriffe, bis zu fünf Wartezyklen eingelegt werden. Zum Anschluß eines Emulations- und Testadapters läßt sich die Prozessortaktfrequenz auf 3,27 MHz umschalten.

### Coprozessoren

Ein-/ausgabeintensive Programme lassen sich mit der Baugruppe AMS-M6 durch den im lokalen Mode geschalteten E/A-Prozessor (IOP) SAB8089

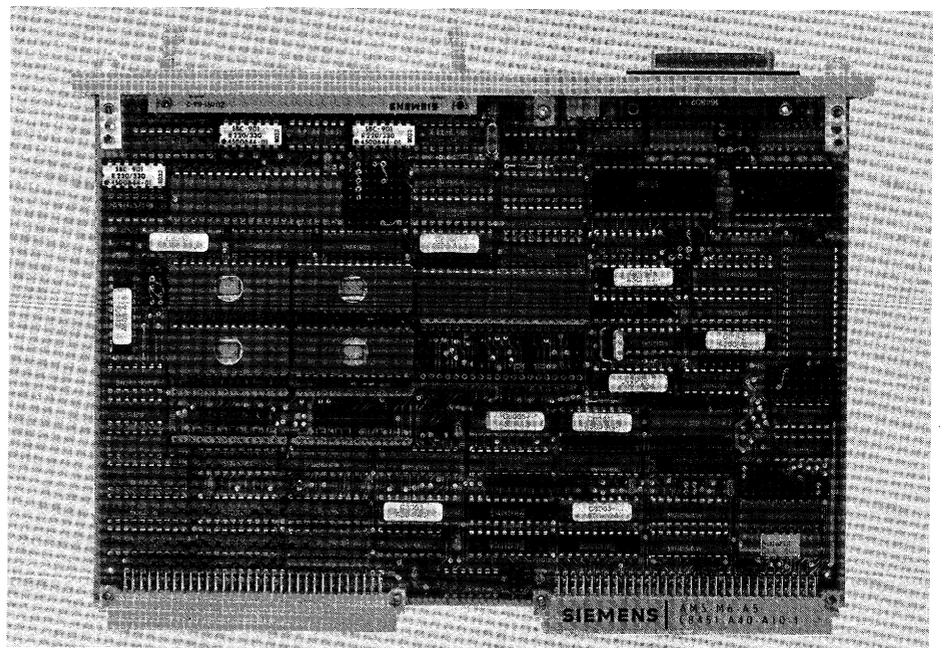


Bild 2 Zentralcomputer AMS-M6

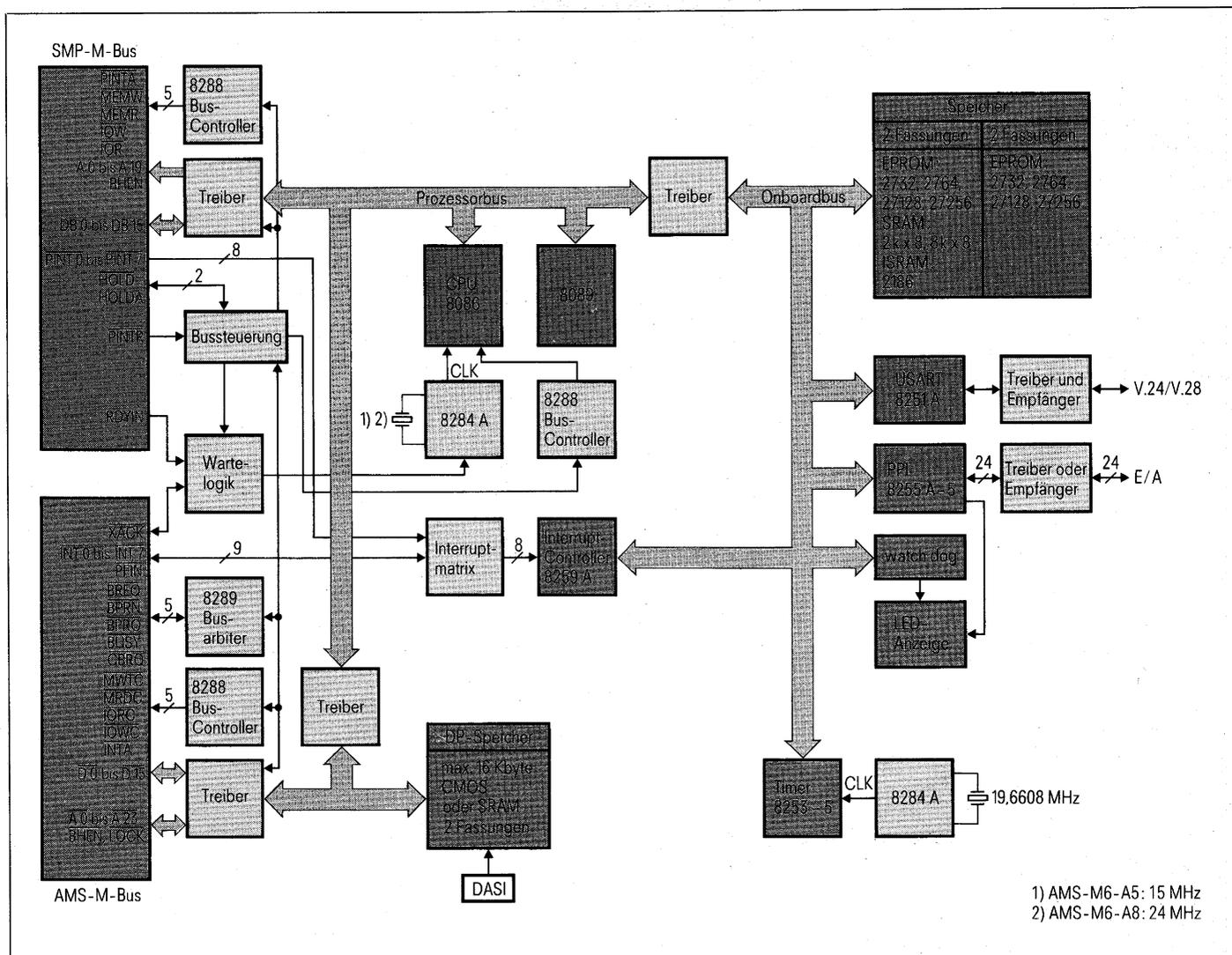


Bild 3 Blockschaltbild der 16-bit-Masterbaugruppe AMS-M6

optimal bearbeiten. Der IOP bietet zwei E/A-Kanäle, die im DMA-Betrieb Transferraten von 1,25 Mbyte ermöglichen. Die zur externen Synchronisation und Beendigung einer DMA-Operation zu verwendenden Steuerungssignale des IOP sind alternativ zum AMS-M-Systembus, zur Interruptmatrix oder zum SMP-Bus geführt. Zwei Unterbrechungsanforderungen (DMA-Abschluß) können vom Anwender in der Interruptmatrix auf den Interrupt-Controller geschaltet werden. Mit dem NDP-Erweiterungsmodul AMS-S87 kann zusätzlich der Arithmetikprozessor (numeric data processor NDP) SAB8087 zur Lösung von komplexen mathematischen Problemen eingesetzt werden. Die Kombination der CPU SAB8086 mit dem NDP-SAB8087 erscheint für den Anwender

als eine einzige Zentraleinheit, in der der SAB8087 die Datentypen und den Register- sowie Befehlssatz des SAB8086 erweitert. Beide Prozessoren arbeiten mit demselben Instruktionsfluß, führen aber jeweils nur die für sie bestimmten Befehle aus. Der SAB8087 erkennt die für ihn bestimmten Befehle an den Escape-Instruktionen.

### Programm- und Datenspeicher

Zwei 28polige Sockel (PROM 3, PROM 4) für EPROM (Typen SAB2732, SAB2764, SAB27128, SAB27256) stellen dem Anwender auf der Baugruppe 8, 16, 32 oder 64 Kbyte Programmspeicherkapazität zur Verfügung. Der EPROM-Adressbereich belegt je nach gewähltem EPROM-Typ die letzten 8, 16, 32 oder 64 Kbyte des 1 Mbyte umfassenden Adressraumes. Zwei weitere 28polige Sockel

(PROM1, PROM2) können wahlweise bestückt werden mit EPROM (Typen SAB2732, SAB2764, SAB27128, SAB27256), mit statischem RAM (Typen 2K\*8, 8K\*8). Die Anfangsadresse liegt für RAM-Bausteine bei Adresse 00000H. Bei Bestückung der zwei Sockel mit EPROM-Bausteinen liegt der Adressraum der vier EPROMs lückenlos aneinander und belegt die letzten 16, 32, 64 oder 128 Kbyte des 1 Mbyte umfassenden Adressraums.

Die Speicher (PROM1 bis PROM4) sind der CPU und den Coprozessoren fest zugeordnet und können nicht von externen Prozessoren über den AMS-M-Systembus adressiert werden. Der Speicher in zwei weiteren 28poligen Sockeln von PROM5 und PROM6 ist als Dualport-Speicher ausgeführt, d. h., er kann sowohl von der CPU als auch

von externen Prozessoren über den AMS-M-Bus adressiert werden. Die Anfangsadresse für Onboard-Zugriffe liegt fest. Für externe Zugriffe kann die Anfangsadresse im unteren 1 Mbyte des 16 Mbyte umfassenden Adressraums in Schritten, die der Kapazität des Speichers entsprechen, verschoben werden. Dem Anwender stehen weitere 4 oder 16 Kbyte Datenspeicher (Typen 2K\*8, 8K\*8) zur Verfügung. Bei Bestückung mit CMOS-RAM übernimmt ein Datensicherungsmodul die Umschaltung der Versorgungsspannung auf die Batteriespannung und schützt den Speicher vor unkontrollierten Zugriffen während des Spannungsabfalls.

### Zähler/Zeitgeber

Der Zähler/Zeitgeber ist mit dem Zählerbaustein SAB8253-5 realisiert. Zwei der drei programmierbaren 16-bit-Zähler stehen dem Anwender als Ereigniszähler oder Intervallzeitgeber zur Verfügung. Die Verdrahtung der Takt- und Freigabequellen ist über eine Wire-wrap-Matrix möglich. Zwei Zählerausgangssignale können jeweils getrennt auf den Interrupt-Controller SAB8259A gegeben werden und dienen dann als Zeittakt bei der Bearbeitung von Realzeitaufgaben.

Ein Fail-Safe-Timer überwacht den »hand shake«-Datenverkehr mit externen Baugruppen über den AMS-M-Systembus. Durch entsprechendes Beschalten kann der Anwender bei einem Ausbleiben des Quittungssignals die CPU oder den Coprozessor nach 8 ms aus den fortlaufenden Wartezyklen zwingen und so ein Blockieren des Systems verhindern.

Auf der Baugruppe befindet sich ferner eine Überwachungsschaltung (»watch dog«), die bei Empfang eines Schreibbefehls für etwa 1 s eine Leuchtdiode zum Aufleuchten bringt und während des gleichen Zeitraums ein Signal an den Frontstecker und die Interruptmatrix sendet. Ein weiterer Ausgang des »watch dog« ist über das Datensicherungsmodul geführt, damit während des Einschaltens der Betriebsspannung der Ausgangszustand des »watch dog« einen definierten (inaktiven) Zustand einnimmt. Der »watch dog« kann, z. B. zum Überwachen eines bestimmten Ereignisses, als Run-Indikator für den Prozessor, als Ready-Signal für die

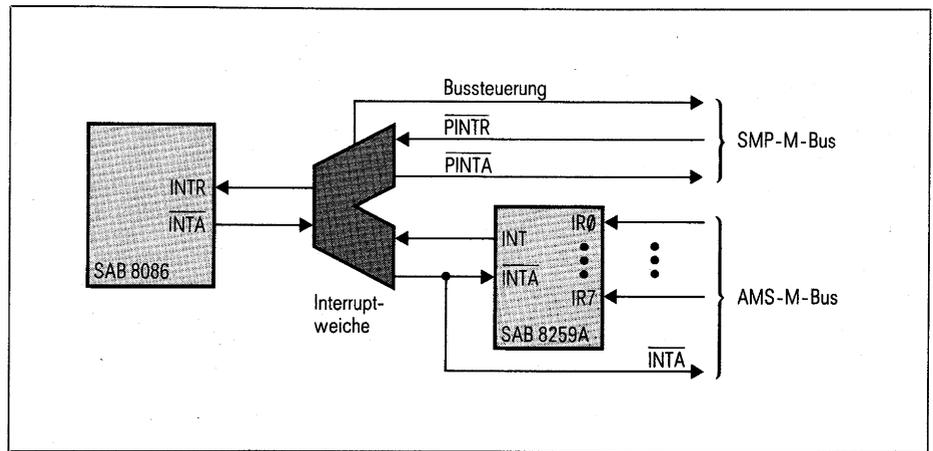


Bild 4 Interruptweiche des Zentralcomputers

Peripherie oder zum automatischen Wiederanlauf bei Störungen verwendet werden.

### Interruptsteuerung

Die Interruptsteuerung benutzt den im Baustein SAB8086 enthaltenen Interruptteil, der mit dem Baustein SAB8259A erweitert ist. Damit bietet die Baugruppe neun Vektor-Interrupt-Ebenen, deren Anzahl durch Kaskadierung mit zusätzlichen externen Interrupt-Controllern über den AMS-M-Systembus im sogenannten »Bus-Vektor-Mode« bis auf 65 erhöht werden kann. Die Ebene mit der höchsten Priorität (NMI) ist mittels einer E/A-Leitung des SAB8255A-5 maskierbar. Über eine Interruptweiche (Bild 4), die aus der Interrupt-Schnittstelle des Prozessors SAB8086 (8086-INTR, 8086-INTA) eine Interrupt-Schnittstelle für den AMS-M-Bus und eine Interrupt-Schnittstelle für den SMP-Bus erzeugt, kann die Anzahl der Vektor-Interrupt-Ebenen durch Kaskadierung am SMP-Bus mit dem Interrupt-Controller AM9519 (SMP-E303-A1) beliebig erweitert werden. Interrupt-Anforderungen des SMP-Busses haben niedrigere Priorität als die Interrupt-Anforderungen des AMS-M-Busses.

Über eine Interrupt-Matrix lassen sich die acht Eingänge des programmierbaren Interrupt-Controllers SAB8259A und der NMI des SAB8086 sowohl mit den auf der Baugruppe generierten Interrupt-Signalen (Fail-Safe-Timer, Coprozessoren, Timer, USART, Watch-dog, SAB8255A-5), als auch mit den neun externen Unterbrechungsanforderungen des AMS-M-

Busses (INT0/ bis INT7/, PFIN/) zusammenschalten. Der Interrupt-Controller kann auch 8 Interrupt-Anforderungen des SMP-Busses sowie einen externen Interrupt vom V24/V28-Stecker bedienen. Weiterhin besteht die Möglichkeit über E/A-Leitungen des SAB8255A-5 zwei Unterbrechungssignale für andere Masterbaugruppen über den AMS-M-Systembus zu generieren.

### Parallele Ein-/Ausgabe

Die parallele Ein-/Ausgabe besteht aus dem Baustein SAB8255A-5 und umfasst insgesamt 24 periphere Anschlüsse. Acht dieser Anschlüsse sind über einen bereits vorhandenen Treiberbaustein (48 mA) auf IS-Fassung und die übrigen über unbestückten IS-Fassungen an dem 64poligen BK-Steckverbinder verfügbar. Durch wahlweises Bestücken der leeren Fassungen mit Treiberbausteinen oder Widerstandsmodulen können die zugehörigen Leitungen vom Anwender zu Ein- und/oder Ausgängen bestimmt werden. Alle Leitungen des C-Kanals sind über eine Wire-wrap-Matrix geführt. Weiterhin stehen dem Anwender für problemloses Anschalten an invertierte oder nicht invertierte externe Handshake-Signale zwei verdrahtbare Inverter zur Verfügung.

### Serielle Ein-/Ausgabe

Die serielle Ein-/Ausgabe (USART SAB8251A) liefert über einen 25poligen Cannon-Steckverbinder die Signale der V24/V28-Schnittstelle. Mit Hilfe eines programmierbaren Zählers vom Baustein SAB8253-5 kann die Übertragungsgeschwindigkeit auf beliebige

Werte bis zu 19200 Bit/s eingestellt werden. Es ist auch externe Taktversorgung möglich.

### Multicomputer-Interface

Das Multicomputer-Interface ermöglicht den Multimasterbetrieb der Baugruppen am AMS-M-Systembus. Gesteuert durch einen dezentralen synchronen Busarbitrator, können Zentralcomputer auf gemeinsame (globale) Speicher oder E/A-Baugruppen zugreifen. Dabei ordnet das Interface nach einem vom Anwender auszuwählenden Prioritätsschema (parallel oder »daisy chaining«) den Systembus der Baugruppe mit der höchsten Priorität zu. Die Arbitratorfunktion wird mit dem bipolaren LSI-Baustein SAB8289 realisiert.

Im allgemeinen erhalten höherprioritäre Master den Systembus zugesprochen, nachdem die niederprioritären ihren gerade laufenden Bustransferzyklus abgeschlossen haben. Masterbaugruppen niedriger Priorität können den Bus nur dann in Besitz nehmen, wenn keine Anforderung höherer Priorität vorliegt.

Verschiedene Busfreigabebedingungen lassen sich vom Anwender durch Verbinden einzelner Wire-wrap-Stifte programmieren. Der »Override«-Mode des Interface ist ein Betriebszustand, in dem der AMS-M-Systembus der Masterbaugruppe so lange wie gewünscht

zugeordnet bleibt. Dieser Betriebszustand läßt sich auf zwei Arten aktivieren. Mit Hilfe der »Lock Prefix« (SAB8086-Befehlssatz) oder durch Aktivieren einer E/A-Leitung vom SAB8255A-5.

### 16-bit-SMP-Bus-Interface

Über das 16-bit-SMP-Bus-Interface können weitere Speicher- und E/A-Baugruppen an die Zentraleinheit AMS-M6, zur ausschließlichen Verwendung durch sie selbst, angeschlossen werden. Da auf den SMP-Bus mit maximaler Geschwindigkeit, d. h. ohne Busarbitration zugegriffen werden kann, sind die dort adressierbaren Baugruppen eine Erweiterung der lokal verfügbaren Ressourcen. Bei Zugriffen auf Speicher oder Ein-/Ausgabeeinheiten haben die auf dem Zentralcomputer vorhandenen Bereiche die höchste Priorität. Die zweithöchste Priorität hat der lokale SMP-Bus, die niedrigste der AMS-M-Systembus. Das SMP-Bus-Interface enthält zwei mit dem E/A-Prozessor SAB 8089 realisierte DMA-Kanäle.

Über Adreßmapping kann der Anwender dem Zentralcomputer den benötigten Adreßraum der Baugruppen am SMP-Bus mitteilen. Zwei voneinander unabhängige Speicherbereiche, die jeweils an die Onboard-Programm- und Datenspeicher anschließen, lassen sich in Inkrementen von 8-K-Schritten im

gesamten 1-Mbyte-Adreßraum freigeben. Diese Freigabe des Adreßraums für den SMP-Bus erfolgt über Wire-wrap-Stifte oder über E/A-Leitungen des SAB8255A-5. Der am SMP-Bus verfügbare E/A-Adreßraum liegt von Adresse 0000H bis 00FFH (0 bis 256).

### Schlußbemerkung

Die Triple-Bus-Hierarchie ermöglicht eine gute Anpassung des Systems an die jeweiligen Anwendungsfälle. Mit dem hier vorgestellten 16-bit-Zentralcomputer kann ausgiebig Gebrauch vom Prinzip der lokalen Verarbeitung gemacht werden, da sich durch den Privatbus die lokalen Speicher und E/A-Bausteine extern beliebig erweitern lassen. Somit können mit den standardisierten Baugruppen des AMS-M- und SMP-Systems auch bei schwierigen Problemen kostengünstige Lösungen verwirklicht werden.

<b>CPU:</b>	SAB 8086 mit 5 MHz (AMS-M6-A 8: 8086-2 mit 8 MHz) (AMS-M6-A10: 8086-1 mit 10 MHz)
<b>Coprozessoren:</b>	SAB 8089 mit 5 MHz (8089-2 mit 8 MHz); nur IS-Fassung SAB 8087 mit 5 MHz (8087-2 mit 8 MHz) über Piggyback AMS-S87-A5 (AMS-S87-A8)
<b>Speicher:</b>	2 Fassungen: max. 64 Kbyte EPROM max. 64 Kbyte EPROM max. 16 Kbyte SRAM 2 Fassungen wahlweise: max. 16 Kbyte SRAM max. 16 Kbyte CMOS-SRAM, DASI Dual-Port
<b>Interrupt:</b>	SAB 8259A, 9 Interruptebene erweiterbar durch Kaskadierung auf 65 Interruptebenen am Systembus AMS-M; beliebig erweiterbar durch Kaskadierung am SMP-Bus mit AM9519A-1
<b>Zeitgeber/Zähler:</b>	SAB 8253-5, 3* 16-bit Zähler Fail-safe-Timer, watch dog
<b>Parallele E/A:</b>	24-E/A Leitungen (8255A-5) mit Treiber (max. 48 mA)
<b>Serielle E/A:</b>	SAB 8251A, V24/V28-Schnittstelle
<b>Bus-Interface:</b>	AMS-M Bus-Interface, Multimasterbetrieb SMP-M Bus-Interface, 16-bit, HOLD/HOLDA-Schnittstelle, 2 DMA-Kanäle mit SAB 8089
<b>Stromversorgung:</b>	+ 5 V, 2,8 A typ. + 12 V, 25 mA typ. - 12 V, 25 mA typ.

Tabelle Die wesentlichen Leistungsmerkmale des 16-bit-Zentralcomputers AMS-M6

### Schrifttum

- [1] Lamann, U.: In die Normierung kommt Bewegung. Markt & Technik Nr. 44 vom 5. Nov. 1982
- [2] Konkurrenzkampf zwischen den Gremien. Markt & Technik Nr. 14 vom 8. April 1983
- [3] Normungsgremien haben das Wort. Markt & Technik Nr. 51/52 vom 24. Dezember 1982
- [4] The 8086 Family User's Manual. Intel Corporation

Michael Beitner

# Kurzschlußfestes Ausgangsinterface für die 12V/24V-Steuerungstechnik

Bei der Steuerung von Prozessen wird häufig eine signalverarbeitende Elektronik eingesetzt, die Schaltbefehle an periphere Verbraucher wie Relais, Magnetventile oder Gleichstrommotoren abgibt. Der Übergang von der Signalebene auf die Leistungsebene erfordert eine Pegelumsetzung zur Ansteuerung eines Transistors als elektronischen Schalter. An solche binären Koppelpunkte wird die Forderung des sicheren verlustleistungsarmen Schaltens gestellt, besonders aber dürfen Überlast und Kurzschluß den Ausgang nicht zerstören und keine Rückwirkung auf die Steuerelektronik haben.

Mit dem Vierfachtreiber FZL 4141 A kann ein kurzschlußfestes Ausgangsinterface zum Schalten ohmscher und induktiver Lasten an die in der Steuerungstechnik gängigen Versorgungsspannungen 12 bis 15 V oder 24 bis 28 V wirtschaftlich realisiert werden. Die integrierte Schaltung ist mit allen Logikfamilien, einschließlich Mikrocomputern, kompatibel. Das Vorschalten eines Optokopplers führt ohne zusätzlichen Bauelementeaufwand zu einem kompakten, potentialgetrennten Ausgabe-Koppelpunkt.

## Funktionsbeschreibung

Der Baustein enthält vier Treiberschaltungen (Bild 2) zur Ansteuerung von Leistungstransistoren, die als P-Schalter eine an Masse liegende Last an die positive Versorgungsspannung schal-

ten. Jede Treiberschaltung hat einen Aktiv-H-Eingang E, dessen Schaltschwelle über den Anschluß SU zwischen 1,5 und 7 V einstellbar ist. Die Pegelanpassung an verschiedene Logikfamilien erfolgt durch Anlegen der in Tabelle 1 aufgeführten Spannungspegel an SU. Bei Drahtbruch oder offenem Eingang E nimmt dieser durch die interne Stromsenke gegen Masse immer L-Pegel ein und die Endstufe wird gesperrt. Auch bei Unterbre-

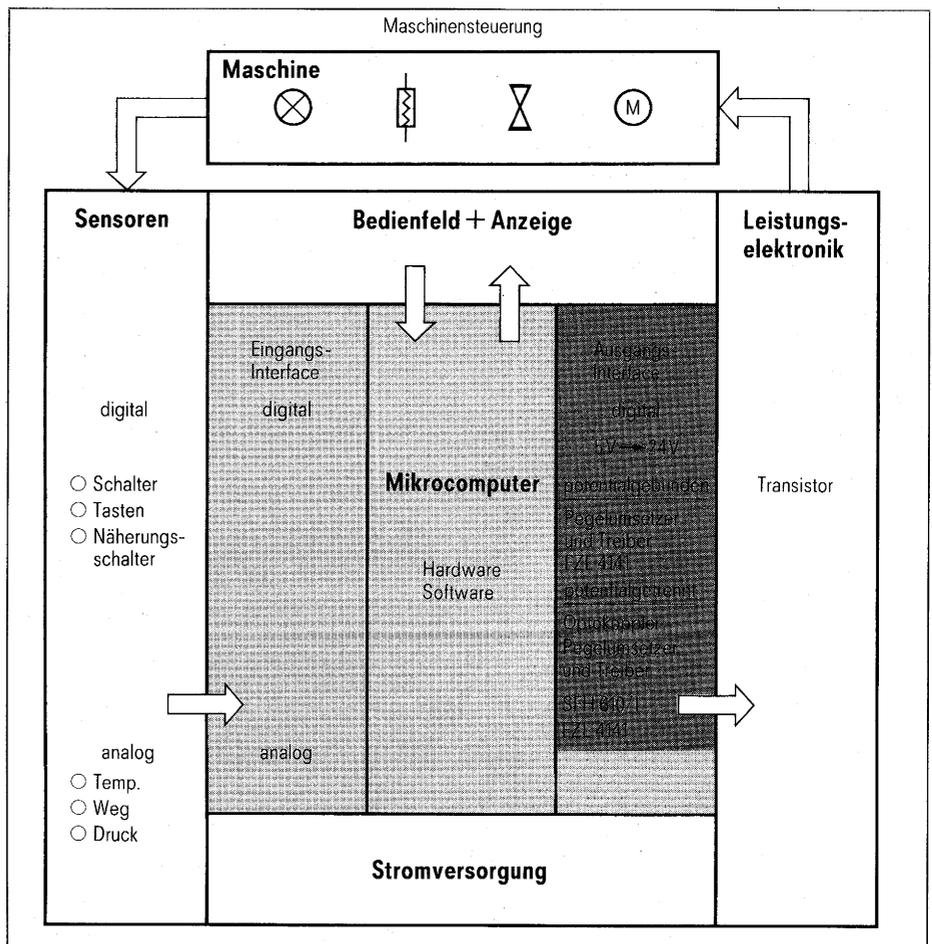


Bild 1 Schema einer Prozeßsteuerung mit binären Koppelpunkten zur Steuerung von 24-V-Verbrauchern

Dipl.-Ing. Michael Beitner,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

chung der Masseleitung reagiert der Treiberbaustein nach der sicheren Seite: die Endstufen werden abgeschaltet. Vom Ausgang Q wird die Basis eines an der positiven Versorgungsspannung liegenden pnp-Treibertransistors angesteuert (Bild 2). Der Ausgang Q wirkt als Stromsenke gegen Masse und zieht bis zur Sättigungsspannung von etwa 1,5 V einen Strom von typisch  $I_O = 2,5 \text{ mA}$ . Über den Eingang W wird der Laststrom abgefragt (nicht benützte W-Anschlüsse müssen an  $+U_S$  gelegt werden). Liegt der am Stromfühlerwiderstand gemessene Spannungsabfall etwa 0,5 V unterhalb der positiven Versorgungsspannung, so wird die Stromsenke am Ausgang Q gesperrt und die Endstufe schaltet ab, wobei ein interner Basisableitwiderstand von etwa  $8 \text{ k}\Omega$  ein schnelles Sperren bewirkt. Das Wiedereinschalten steuert der eingebaute Taktgenerator, zu dessen Betrieb eine externe Kapazität  $C_T$  am Anschluß C notwendig ist. Das Impuls-/Pausen-Verhältnis des Taktgenerators beträgt 1:50. Mit z.B.  $C_T = 33 \text{ nF}$  versucht Q bei Kurzschluß die Endstufe alle 2 ms für  $40 \mu\text{s}$  einzuschalten (Bild 3a und 3b). Während der  $40 \mu\text{s}$  dauernden Leitphase des Leistungstransistors wird sein Kollektorstrom über den Eingang W auf den eingestellten Maximalwert geregelt, um die an ihm entstehende Verlustleistung zu begrenzen (Bild 3b). Das Überschießen des Kollektorstromes beim Wiedereinschalten bei vorhandenem Kurzschluß (Bild 3c) hängt unter anderem von der Transitfrequenz des Schalttransistors ab. Ein aus Gründen einer niedrigeren Sättigungsspannung überdimensionierter Transistor mit niedriger Grenzfrequenz zeigt ein Einschwingverhalten der Strombegrenzung wie in Bild 3c. Die dadurch verursachte höhere Verlustleistung ist bei der Dimensionierung des Kühlkörpers zu berücksichtigen. Wird  $C_T$  mit einer Ruhestromtaste überbrückt, so wird nur bei Tastenbetätigung wieder eingeschaltet. Außerdem hat der Baustein zwei auf alle vier Treibereingänge wirkende Freigabeeingänge F (aktiv H) und  $\bar{F}$  (aktiv L), die für Notabschaltungen oder Testzwecke benützt werden können. Ihre Schaltschwelle wird ebenfalls mit den Pegeln am Anschluß SU nach Tabelle 1 festgelegt.

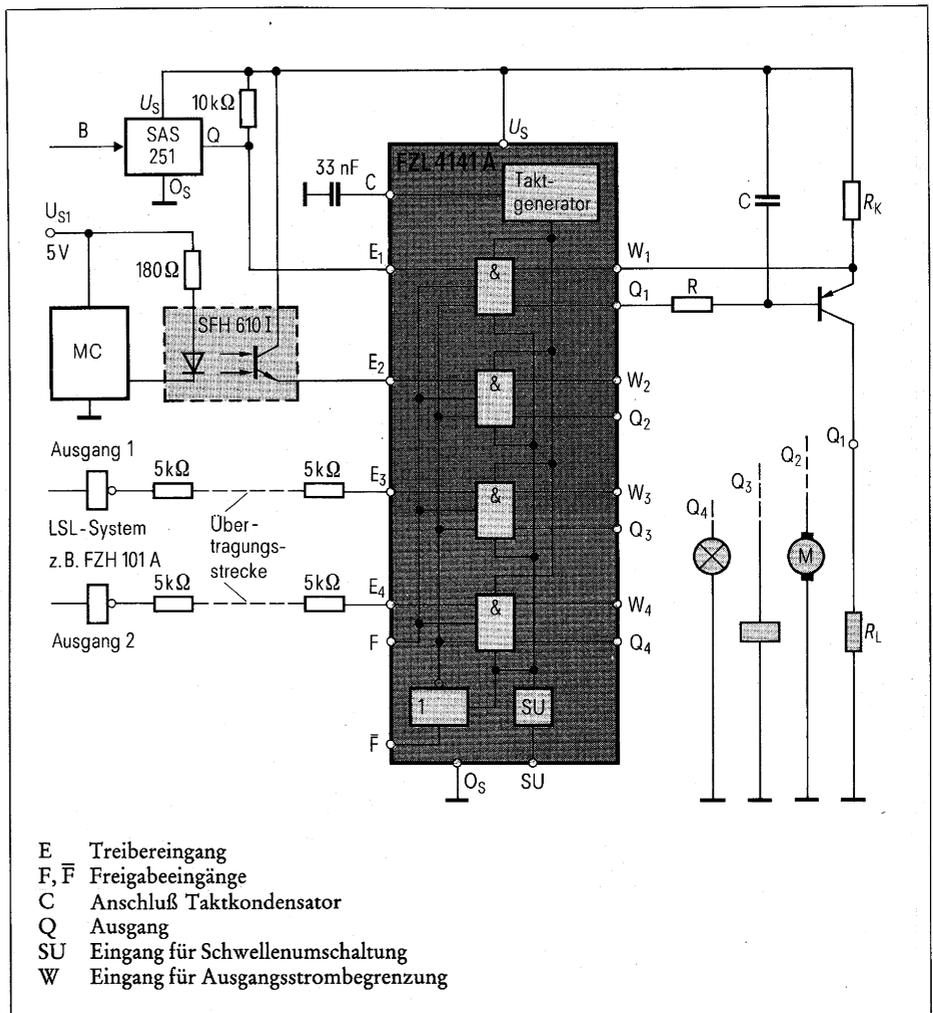


Bild 2 Ausgangsinterface mit dem FZL 4141A, angesteuert von LSL-Systemen, Gebern mit Open-collector-Ausgang (Magnetschalter SAS 251) und von Mikrocomputern mit Potentialtrennung durch Optokoppler

$U_{SU}$	Eingangsschwellenspannung	Logikfamilie
0 V	1,5 V	TTL, LSL, MC
0 bis 5 V	$U_{SU} + 1,5 \text{ V}$	
$U_{SU} = U_S$	7 V	12/15 V und 24/28 V

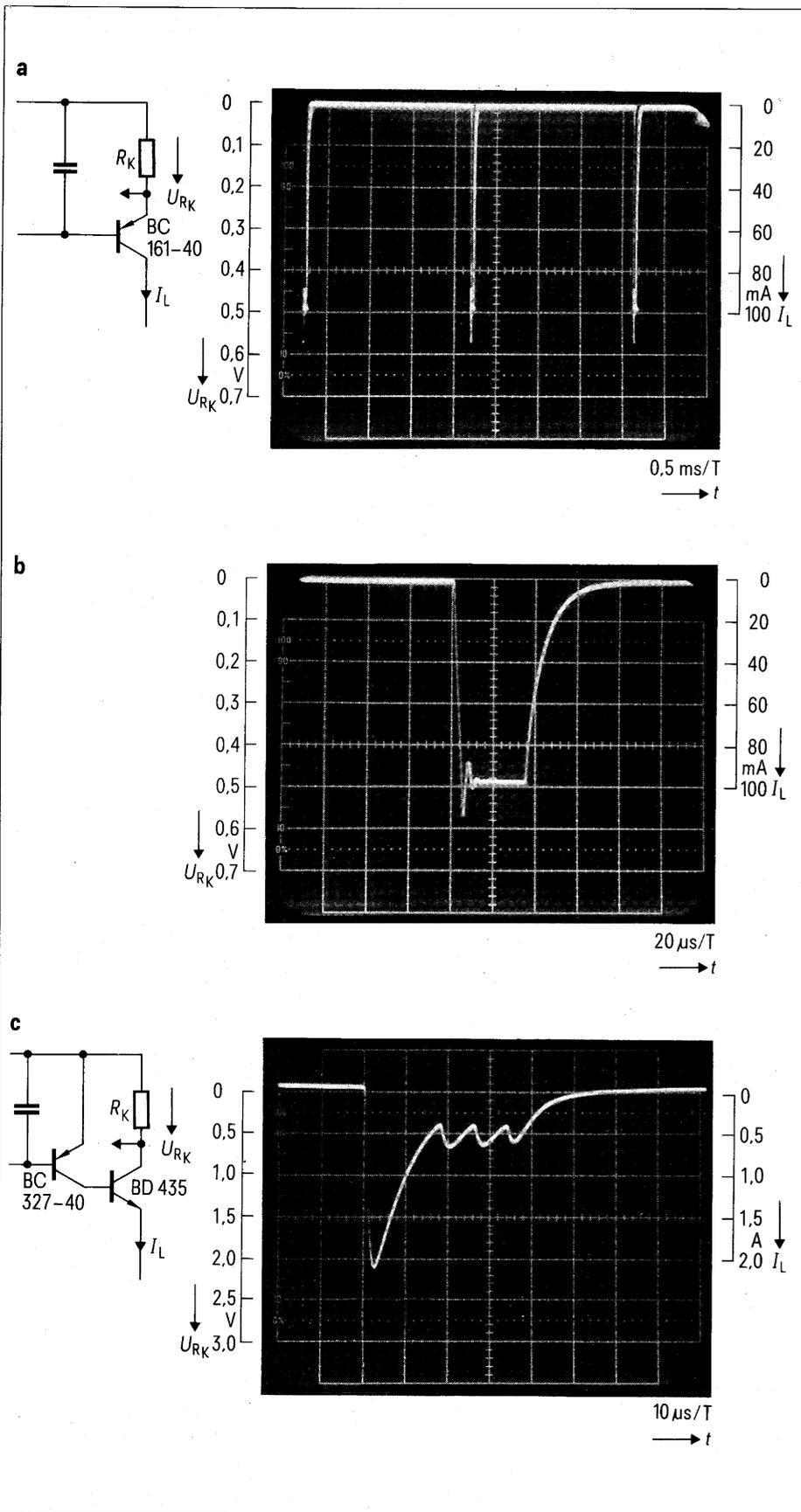
Tabelle 1 Eingangs-Schwellenumschaltung für verschiedene Logikfamilien

### Ausführung der Leistungsschaltstufe

Je nach Höhe des Laststromes sind Treiberstufen mit einem Transistor, mit einem Darlington-Transistor oder einer Quasi-Darlington-Anordnung mit zwei Transistoren nach Bild 4 erforderlich. Oberstes Ziel ist es, die Verlustleistung der Treiberstufe zu minimieren. Um niedrige Sättigungsspannungen zu erhalten, ist es vorteilhaft, die Transistoren überzudimensionieren. Oft können dann bei Strömen unter 500 mA Kühlkörper entfallen.

Folgende Kriterien sind bei der Auswahl der Transistoren zu beachten:

- Ausreichende Gleichstromverstärkung B zum Steuern in die Sättigung.
- Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung  $>60 \text{ V}$ , damit beim Abschalten induktiver Lasten der Transistor durch die negative Rückschlagspannung nicht zerstört wird.
- Ausreichende Impulsbelastbarkeit im  $U_{CE}/I_C$ -Kennlinienfeld für das Abschalten induktiver Lasten, die über einer Z-Diode im Freilaufkreis entladen werden.



**Bild 3** Schaltverhalten der Endstufe bei Wiedereinschalten nach Kurzschluß  
 a Wiedereinschalten alle 2 ms für 40 µs Dauer  
 b Strombegrenzung während des Einschaltens  
 c Einschwingvorgang der Strombegrenzung bei einer Quasi-Darlington-Stufe

Die **Tabelle 2** gibt eine Übersicht über Endstufenkonfigurationen in Abhängigkeit vom gewünschten Laststrom und empfiehlt Transistoren, die zu einer minimalen Verlustleistung führen. Ab Strömen  $\geq 500$  mA ist der Quasi-Darlington-Kombination mit dem Treiber-Transistor BC 327/40 mit sehr niedriger Sättigungsspannung und dem BD 435-Leistungstransistor der Vorzug zu geben. Hier können z. B. gegenüber dem integrierten Darlingtontransistor BD 644 bei 500 mA Laststrom bis zu 40% der Verlustleistung eingespart werden. Zur Dämpfung der Regelschleife und um das Überschießen des Stromes im Kurzschlußfall zu verringern, wird vor den Ausgang Q ein RC-Glied geschaltet. Der Serienwiderstand  $R$  ist so zu wählen, daß bei Unterspannung die interne Stromquelle nicht in die Begrenzung kommt, d. h., es müssen mindestens 1,5 V am Ausgang Q stehen bleiben.

### Spezielle Lastfälle

#### Glühlampenlast

Wegen des niedrigen Kaltwiderstandes von Glühlampen – er beträgt  $1/6$  bis  $1/10$  des Wertes bei heißem Glühfaden – muß der Treibertransistor überdimensioniert werden und die Ansprechschwelle für die Strombegrenzung über dem Maximum des Einschaltstromes liegen.

Beim Einschaltvorgang ohne Strombegrenzung (**Bild 3 a**) klingt der Überstrom nach 30 ms auf das Doppelte des Nennstromes ab. Um die Lebensdauer der Glühlampen zu erhöhen ist es aber auch möglich, die Strombegrenzung niedriger, nämlich auf den 3- bis 5fachen Wert des Nennstromes einzustellen (**Bild 5 b** und **5 c**). Der Einschaltvorgang verlängert sich dadurch auf 0,8 s, während derer der Glühfaden im Tastbetrieb mit Strombegrenzung aufgeheizt wird. Eine weitere Reduzierung der Strombegrenzung würde dazu führen, daß der Ausgang im Kurzschlußbetrieb verharrt, weil der Glühfaden in den Strompausen wiederum zu niederohmig wird.

#### Induktive Last

Beim Betrieb von Motoren ist, ähnlich wie bei Glühlampenlasten, der Anlaufstrom bei der Wahl des Endstufentransistors zu berücksichtigen.

$I_{Grenz}$	$R_K$	T		T <sup>1)</sup>		T1 <sup>3)</sup>		T2		$R_{th}^{1)}$		$P_V$
		T	$P_V$	T	$R_{th}^{1)}$	T1 <sup>3)</sup>	T2	$R_{th}^{1)}$	$P_V$			
150 mA	3,3 $\Omega$	BC 337/40	100 mW									
		BC 161/40	100 mW									
		BD 442	90 mW									
500 mA	1 $\Omega$			BD 644		600 mW	BC 327/40	BD 139-10				400 mW
							BC 327/40	BD 435	<60 K/W			350 mW
1 A	0,5 $\Omega$			BD 644		1,25 W	BC 327/40	BD 139-10	<80 K/W			1 W
							BC 327/40	BD 435	<60 K/W			0,75 W
1,5 A	0,3 $\Omega$ /1 W			BD 644 <sup>2)</sup>	<50 K/W	2,1 W	BC 327/40	BD 139-10	<30 K/W			1,6 W
							BC 327/40	BD 435	<40 K/W			1,2 W
2,0 A	0,25 $\Omega$ /2 W						BC 327/40	BD 139-10	<10 K/W			2,1 W
							BC 327/40	BD 435	<30 K/W			1,7 W
4,0 A	0,125 $\Omega$ /3 W						BC 327/40	BD 435	<20 K/W			4,0 W

1) Kühlkörper für  $T_U = 70^\circ C$

2) 2 Ausgänge Q parallel für höheren Basisstrom

3) Kollektorstrombegrenzung bei T1 durch einen Emittterwiderstand (1 bis 3  $\Omega$ ) ist notwendig, wenn T2 bei  $U_{CB} \approx 0,4 V$  im Sättigungsbetrieb nur noch geringe Stromverstärkung hat

Tabelle 2 Endstufentransistoren und Gesamtverlustleistung für verschiedene Lastströme

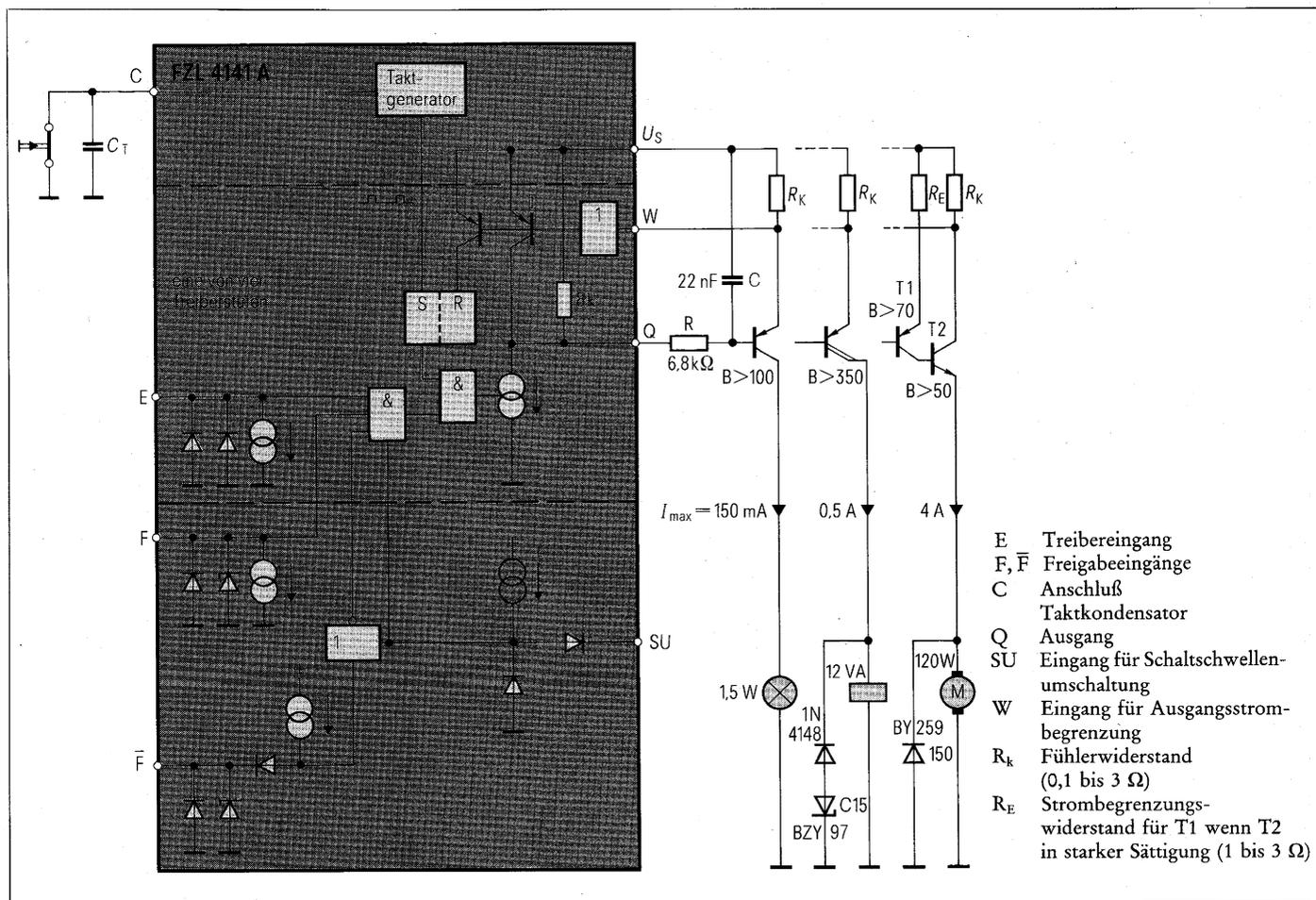


Bild 4 Blockschaltbild des FZL 4141 A und Ausführung der Treiberstufen je nach Laststrom

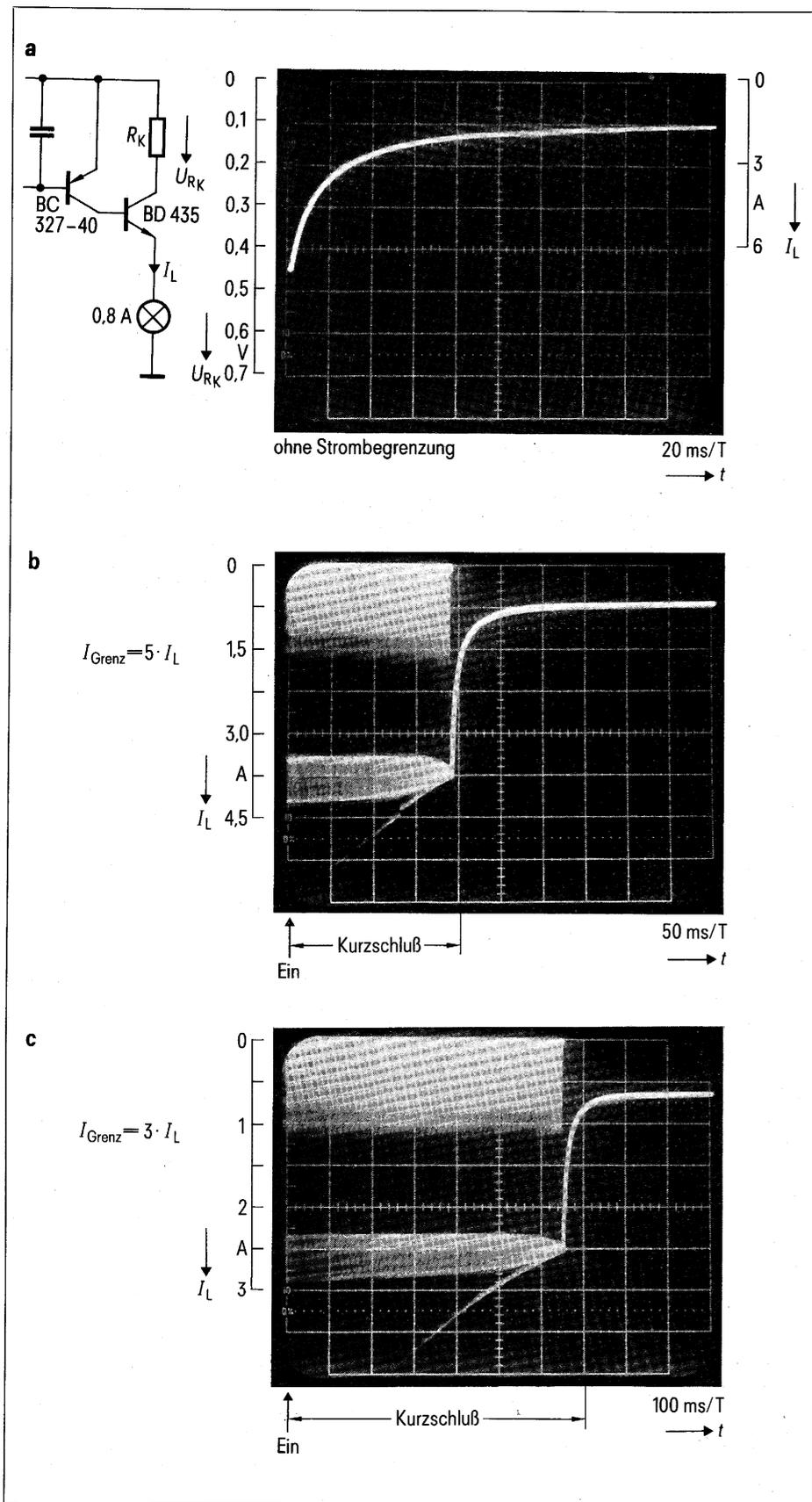


Bild 5 Einschaltverhalten bei Glühlampenlast

- a ohne Ansprechen der Strombegrenzung
- b bei Begrenzung auf den 5fachen Nennstrom
- c bei Begrenzung auf den 3fachen Nennstrom

sistors und der Einstellung der Stromschwelle zu berücksichtigen.

Bei Relais oder Magnetventilen beschleunigt eine in den Freilaufkreis geschaltete Z-Diode den Entmagnetisierungsvorgang (Bild 6a und 6b). Während der Schaltzeit des Transistors fließt der volle Kollektorstrom, wobei zwischen Kollektor und Emittor die Summe aus maximaler Betriebsspannung und Spannung der Z-Diode anliegt. Im  $I_C/U_{CE}$ -Diagramm ist beim Aufsuchen der Grenzkurven für den Second-break-down mit Sperrverzugszeiten von 5 bis 10  $\mu s$  zu rechnen. Spricht die Strombegrenzung bei induktiver Last an (Bild 6c), dann stellt sich aufgrund des lastabhängigen Stromanstiegs ein anderes Impuls-/Pausenverhältnis als bei ohmscher Last ein (vergl. dazu Bild 3a). Die Einschaltzeitpunkte werden vom internen Taktgenerator vorgegeben.

### Temperatursicherung und LED-Kontrolle

Die Temperatursicherung zur Überwachung der Kühlkörpertemperatur des Treibertransistors kann nach Bild 7 in einfacher Weise der Strombegrenzungsfunktion überlagert werden. Dazu wird dem Stromfühlingang W ein Spannungsteiler, gebildet aus dem Kaltleiter P361-C100, mit einem Kaltwiderstand  $R_{25} \leq 100 \Omega$  und einem 100-k $\Omega$ -Widerstand gegen Masse, vorgeschaltet. Im Kaltzustand beträgt der Spannungsabfall am Kaltleiter etwa 5% der Auslöseschwelle, so daß Widerstandstoleranzen vernachlässigbar sind. Wird der Kaltleiter bei der Ansprechtemperatur hochohmig, dann führt der zusätzliche Spannungsabfall zum Ansprechen der Kurzschlußschaltung am Eingang W. Die Ansprechtemperatur ist in geringem Maße von dem Verhältnis des Laststromes  $I_L$  zum Grenzstrom  $I_G$  abhängig. Bei  $I_L = 0,5 \cdot I_G$  muß der Kaltleiterwiderstand  $R_\theta = 1140 \Omega$  betragen, d.h., der Kaltleiter muß etwa 5 K über die Nennansprechtemperatur erwärmt sein. Bei  $I_L = 0,25 I_G$  steigt der Auslösewiderstand auf  $R_\theta = 1,6 \text{ k}\Omega$ . Wenn der Spannungsabfall am Kaltleiter 500 mV übersteigt, wird die Strombegrenzung voll wirksam und die Endstufe tastet den Treibertransistor nicht mehr, sondern schaltet ihn ab.

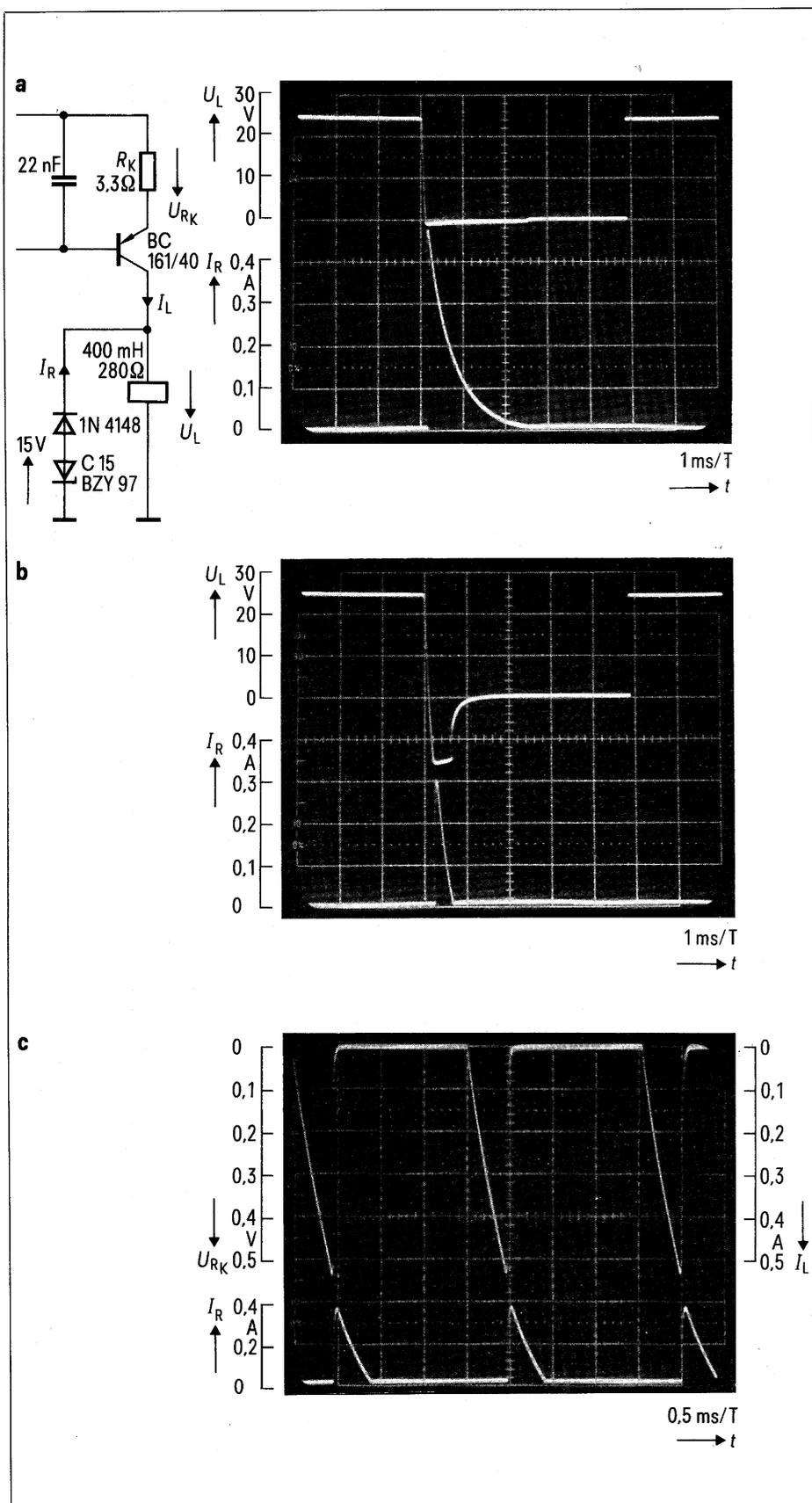


Bild 6 Schaltverhalten bei induktiver Last

- a Abschalten ohne Z-Diode im Freilaufkreis
- b Abschalten mit Z-Diode im Freilaufkreis
- c Ansprechen der Strombegrenzung (BD 644 als Schalttransistor)

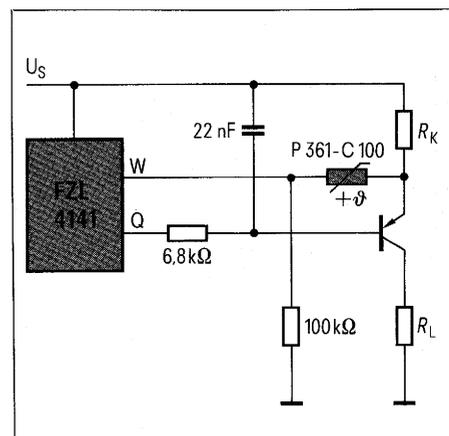


Bild 7 Temperatursicherung mit Kaltleiter

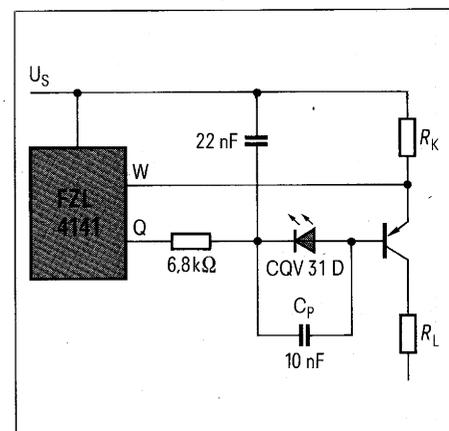


Bild 8 Funktionskontrolle mit LED

Kaltleiter mit  $R_{25} > 250 \Omega$  eignen sich wegen des größeren Teilverhältnisses zwischen dem Spannungsabfall am Stromfühlwiderstand und dem Kaltleiter-Spannungsteiler nicht. Zur Kontrolle des Schaltzustandes der Endstufe kann eine LED in den Basisstromkreis des Leistungstransistors nach Bild 8 eingefügt werden. Durch Überbrücken der LED mit  $C_p \approx 10 \text{ nF}$  wird das Ausräumen der Ladungsträger aus der Basis beschleunigt und die Abschaltzeit für den Leistungstransistor verkürzt.

Bernhard Schwager

# Programmierbarer digitaler Langzeittimer SAB 0529

## Teil 2: Schaltbeispiele

Die äußere Beschaltung des Langzeittimers SAB 0529 und ihre Dimensionierung ist im ersten Teil dieses Aufsatzes [1] ausführlich behandelt. Aus der Fülle möglicher Anwendungen werden nachfolgend einige Beispiele näher betrachtet.

Der universell einsetzbare Timer SAB 0529 ist für viele Anwendungen eine einfache und kostengünstige Alternative zu mechanischen und elektromechanischen Zeitschaltern. Er ist für Anwendungen geeignet, wie z. B.:

- Zeitschaltuhren,
- Entlüftungssteuerungen,
- Münz- und Spielautomaten,
- Treppenlichtautomaten,
- Entwicklungsgeräte für Fotolabors,
- Startautomatik (zum Vorheizen),
- Industrielle Steuerungen,
- Betriebsstundenzähler,
- Nachtbeleuchtung,
- Zeitrelais,
- Batterieladegeräte,
- Nachtsabsenkung für Elektroheizungen,
- 24-Std.-Timer,
- Kochgerätesteuern,
- Händetrockner,
- Toaster,
- Elektrische Zahnbürsten,
- Eieruhren,
- Haartrockner,
- Duschanlagen,
- Solarien, Sonnenbänke,
- Espressomaschinen.

### Entlüftung mit Nachlaufsteuerung (Bild 18)

Durch die Rückfallverzögerung (FU mit  $U_S$  verbunden) ist der Langzeittimer SAB 0529 sehr gut für Nachlaufzeitsteuerungen geeignet. Bei dieser Betriebsart schaltet die steigende Flanke am Starteingang S den Triac ein. Die fallende Flanke löst den Zeitablauf aus. Der Lüftermotor läuft mit dem Einschalten der Raumbeleuchtung an und schaltet sich 3 (6, 12) min nach dem Ausschalten der Beleuchtung selbstän-

dig ab. Wegen der Induktivität des Lüftermotors wird die Stromsynchronisierung gewählt. Besteht die Raumbeleuchtung aus Leuchtstofflampen, so sollten unbedingt die Maßnahmen zur Störsicherheit beachtet werden.

### Impulsgeber mit konstanter Ausgangsimpulsdauer und variabler Pulspause

Bild 19 zeigt den Langzeittimer im astabilen Betrieb. Der Rücksetzimpuls wird gleichzeitig zum erneuten Starten des Timers verwendet. Um die internen Flipflops zur Störunterdrückung eindeutig zu setzen, muß während des Rückstellungsimpulses der Starteingang 0-Potential haben. Dies wird durch einen zusätzlichen Transistor

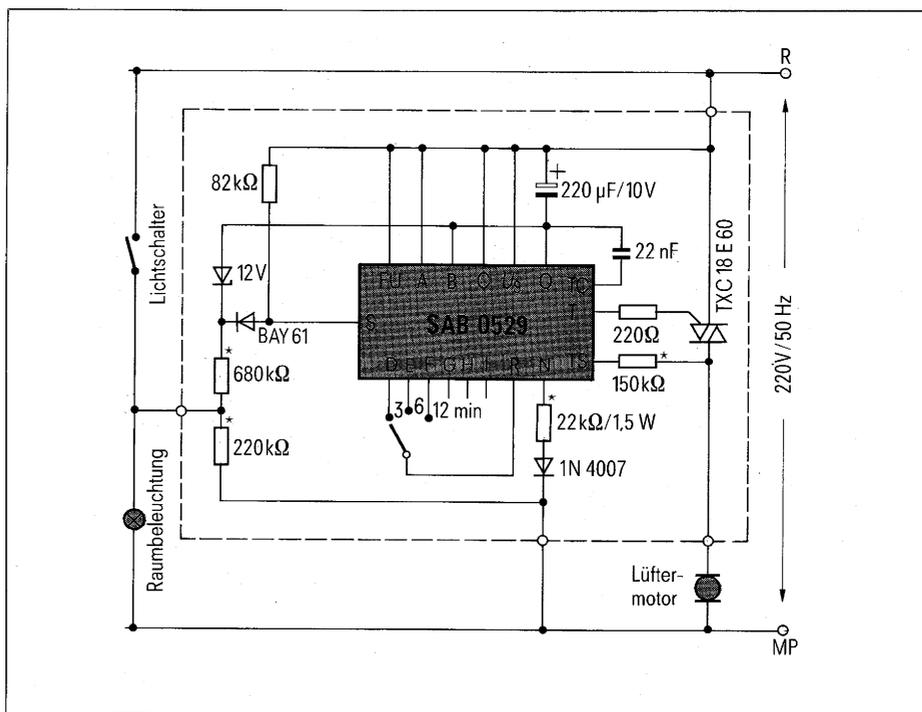


Bild 18 Entlüftung mit Nachlaufsteuerung

Dipl.-Ing. Bernhard Schwager,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

realisiert. Im ausgeschalteten Zustand fließt Strom über R1, D1 und die BE-Strecke von T1. Das Potential am R-Eingang liegt über dessen Schaltschwelle, so daß der Ausgang und die Zählkette gesperrt wird. Der S-Eingang hat während dieser Zeit 0-Potential, weil T1 durchgeschaltet ist.

Wird der Schalter geschlossen, so bekommt der R-Eingang über den Programmieranschluß E (offener Kollektor) 0-Potential. Der Timer ist damit freigegeben und startet durch die positive Flanke am S-Eingang, da durch Schließen des Schalters der Transistor T1 sperrt. Bild 19 zeigt ebenfalls die Ausgangsimpulsfolge.

Die Ausgangsimpulsbreite  $t_1$  ist von der Immunitätszeit abhängig und beträgt bei 50-Hz-Zeitbasis immer 40 ms. Die eingestellte Zeit  $t_2$  ist mit den Programmier-Anschlüssen A bis I von 1 s bis 31,5 h variierbar.

Der in Bild 19 farbig gekennzeichnete Schaltungsteil sorgt für einen Start mit dem Einschalten der Versorgungsspannung  $U_S$ . Durch den Transistor T2 und die Z-Diode wird sichergestellt, daß der Reset erst zwischen 4,5 und 5,5 V freigegeben wird. Sobald T2 leitend wird, sperrt T1 und ermöglicht damit den Startimpuls.

### Langzeittimer zur Nachtabsenkung

Bild 20 enthält die Schaltung einer Nachtabsenkung, die z. B. bei Nachtbeleuchtungen, Zeitschaltungen für Sanitär-, Trocken- und Klimaräume und in Heizungsanlagen ihren Einsatz findet.

Im ausgeschalteten Zustand sind T1 und T2 gesperrt, da der Schalter geschlossen ist, d. h., beide Timer sind nicht funktionsbereit, weil an den Reset-Eingängen kein 0-Potential liegt. T3 ist durchgeschaltet und somit liegen die S-Eingänge auf 0-Potential.

Wird der Schalter geöffnet, so werden beide Timer freigegeben, weil dann T1 und T2 über die Programmieranschlüsse (offene Kollektoren) leiten. Die Reset-Eingänge liegen auf 0-Potential. Es fehlt damit für T3 die Ansteuerung. Dies führt an den S-Eingängen zum Startimpuls. Der Ausgang T ist für die an Timer 2 programmierte Zeit (im Beispiel 30 min) leitend. Nach 24 h (an Timer 1 programmiert) werden beide Timer neu gestartet. Dieser Vorgang

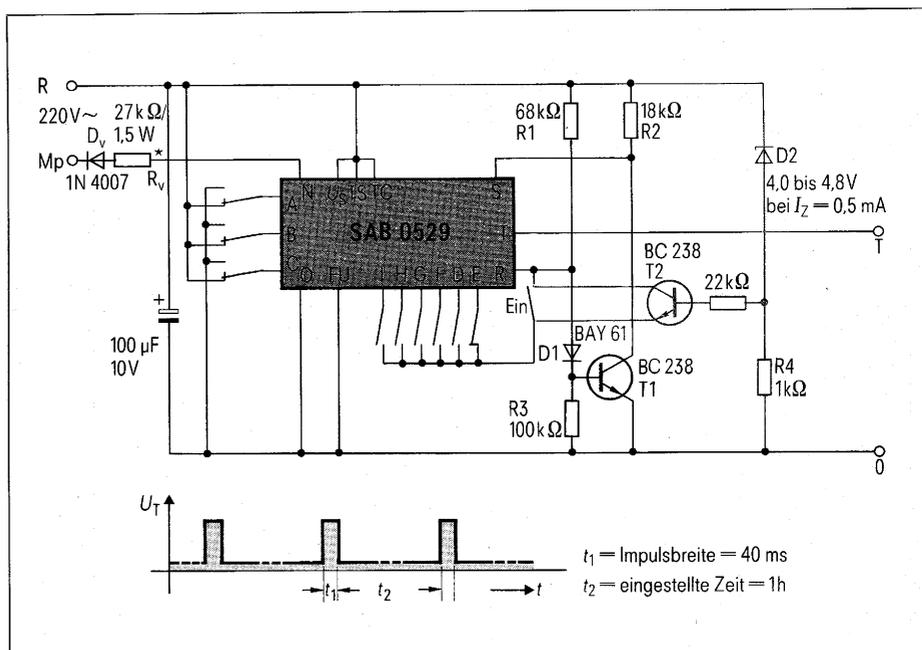


Bild 19 Impulsgeber mit konstanter Ausgangsimpulsdauer  $t_1$  und variabler Pulsdauer  $t_2$

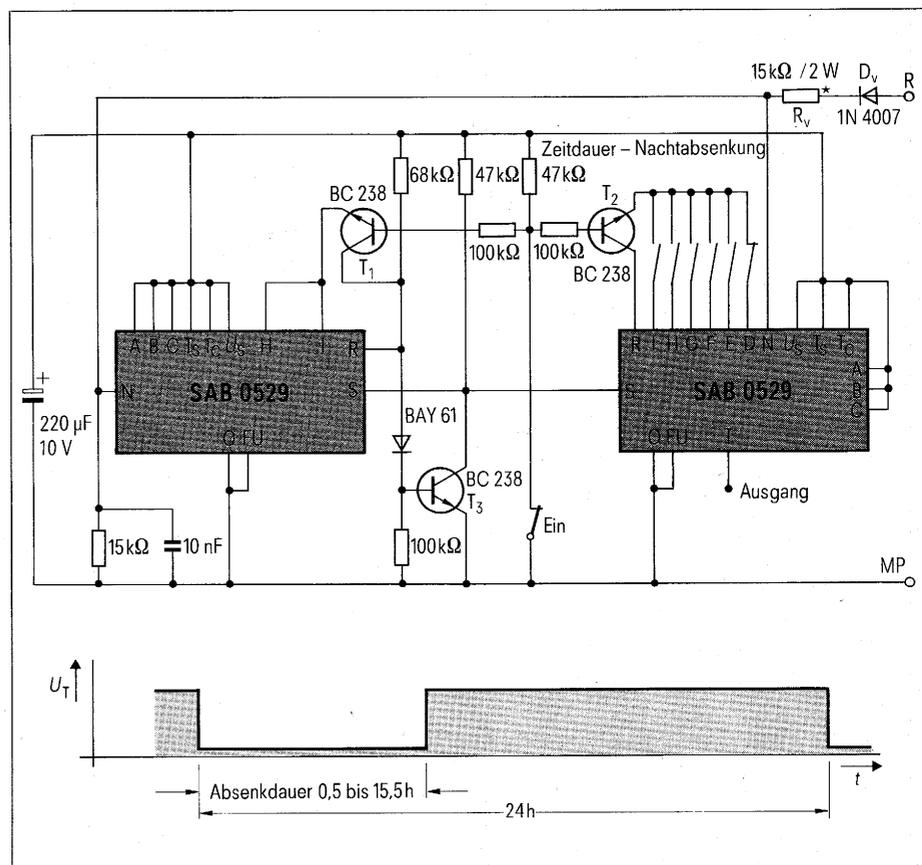


Bild 20 Timer zur Nachtabsenkung

wiederholt sich so lange, bis der Schalter geschlossen wird. Eine Änderung der Startzeit des Timers kann durch ein kurzes »Aus«- und anschließendes »Ein«-schalten zur

gewünschten Startzeit vorgenommen werden. Ein Funktionstest innerhalb 48 s ist möglich, wenn die Anschlüsse A, B und C beider Timer auf Masse liegen.

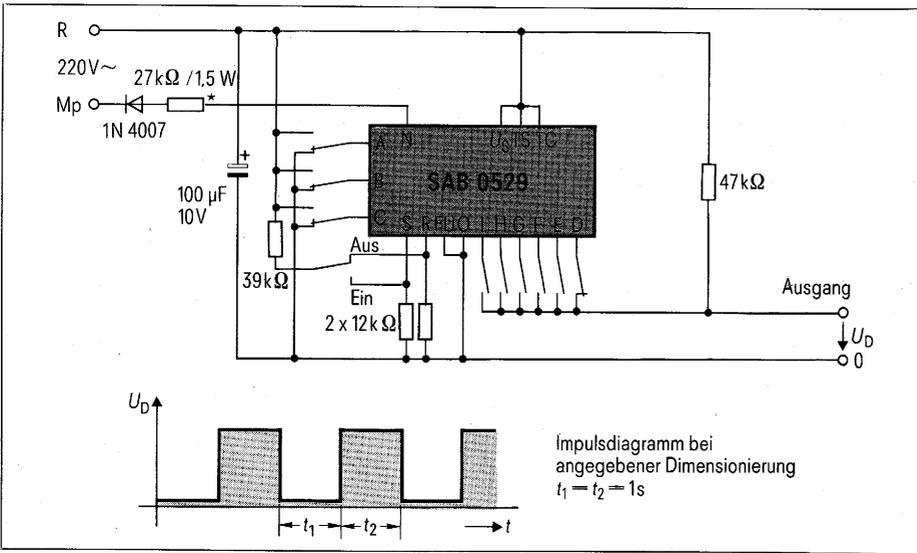


Bild 21 Langzeit-Impulsgeber mit einstellbaren Ausgangsimpulsen

**Langzeit-Impulsgeber mit einstellbaren Ausgangsimpulsen**

Die Programmieranschlüsse D bis I sind offene Kollektorausgänge [2] und bis 0,5 mA belastbar. Ist der Timer in Funktion (Reset auf 0-Potential), so zeigen diese Ausgänge den im Impulsdiagramm in [2] festgehaltenen Verlauf. Es sind innerhalb der Grundzeiten sechs verschiedene (D bis I) symmetrische Ausgangsimpulse vorhanden. Durch entsprechende Auswahl der Programmieranschlüsse D bis I als Ausgang (hintereinanderfolgend z.B. D, E und F) und entsprechende Programmierung der Anschlüsse A bis C können nahezu beliebige Impulsfolgen im Bereich von 1 s bis 31,5 h abgegriffen werden. Die resultierende High-Impulsdauer entspricht der kürzesten zugeschalteten D- bis H-Impulsdauer. Bild 21 zeigt solch ein Anwendungsbeispiel und das Impulsdiagramm bei der angegebenen Dimensionierung.

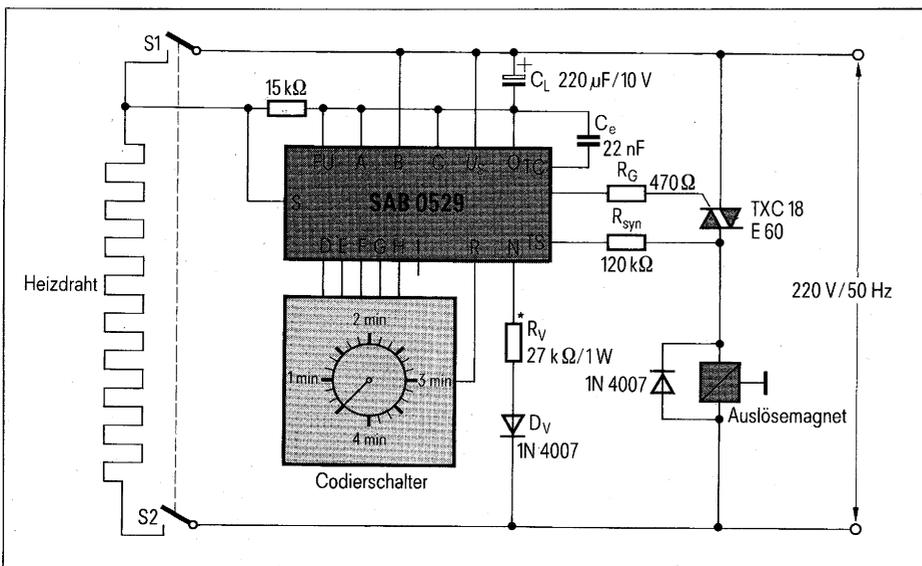


Bild 22 Zeitsteuerung für Toaster

**Zeitsteuerung für Toaster**

Toaster werden heute hauptsächlich über Bimetallschalter oder pneumatisch gesteuert. Hierbei ist eine befriedigende Zuordnung der Dauer des Röstvorgangs zum Bräunungsgrad kaum möglich. Elektronische Lösungen scheiterten bisher daran, daß die Zeitelektronik und der Auslösemagnet mit Niederspannung versorgt werden mußten.

Bild 22 zeigt eine elektronische Lösung der Zeitsteuerung mit dem digitalen Langzeitimer SAB 0529. Der Timer wird direkt über den Vorwiderstand  $R_v$  und die Diode  $D_v$  vom 220 V/50 Hz-Netz versorgt. Die Programmierung der Zeit erfolgt über einen mitintegrierbaren Codierschalter (siehe Teil 1, Bild 6) nach der Wahrheitstabelle. Nach dem Einstellen der gewünschten Röstzeit mit dem Codierschalter (30 s bis 4 min) wird der Toasterhebel gedrückt. Dadurch werden die Heizkontakte S1, S2 geschlossen und der Starteingang S auf  $+U_s$  gelegt. Gleichzeitig zieht mit dem Startimpuls der Auslösemagnet an und hält den Schalter geschlossen. Wenn die eingestellte Zeit abgelaufen ist, fällt der Auslösemagnet ab und öffnet die Heizkontakte S1, S2. Wegen der induktiven Last (Auslösemagnet) wird die Stromsynchronisierung verwendet.

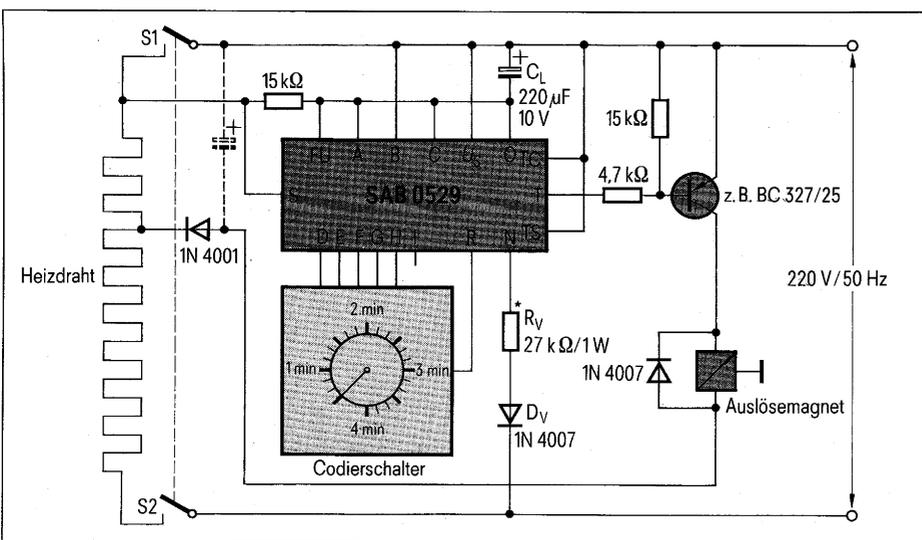


Bild 23 Zeitsteuerung für Toaster mit Niederspannungs-Auslösemagnet

Zeit	I	H	G	F	E	D	Stufe
30 s	0	0	0	0	1	1	1
40 s	0	0	0	1	0	0	2
50 s	0	0	0	1	0	1	3
1 min	0	0	0	1	1	0	4
1 min 10 s	0	0	0	1	1	1	5
1 min 20 s	0	0	1	0	0	0	6
1 min 30 s	0	0	1	0	0	1	7
1 min 40 s	0	0	1	0	1	0	8
1 min 50 s	0	0	1	0	1	1	9
2 min	0	0	1	1	0	0	10
2 min 10 s	0	0	1	1	0	1	11
2 min 20 s	0	0	1	1	1	0	12
2 min 30 s	0	0	1	1	1	1	13
2 min 40 s	0	1	0	0	0	0	14
2 min 50 s	0	1	0	0	0	1	15
3 min	0	1	0	0	1	0	16
3 min 10 s	0	1	0	0	1	1	17
3 min 20 s	0	1	0	1	0	0	18
3 min 30 s	0	1	0	1	0	1	19
3 min 40 s	0	1	0	1	1	0	20
30 min 50 s	0	1	0	1	1	1	21
4 min	0	1	1	0	0	0	22

Zum Anwählen definierter Zeiten müssen die mit I bezeichneten Eingänge (D bis H) jeweils mit R verbunden werden. Zum Beispiel 2 Minuten bedeutet, F und G mit R verbunden.

#### Wahrheitstabelle des Codierschalters

Bei Verwendung eines Niederspannungsauslösemagnets wird der Heizdraht angezapft (Bild 23). Eventuell ist zur Abstützung der gleichgerichteten Niederspannung ein Stützkondensator erforderlich. Für den PNP-Transistor wird die Daueransteuerung gewählt (TS und TC an + U<sub>S</sub>).

#### Schrifttum

- [1] Schwager, B.: Programmierbarer digitaler Langzeitgeber SAB 0529. Siemens Components 21 (1983) Heft 6, Seite 235 bis 240
- [2] Integrierte Schaltungen für industrielle Anwendungen, Siemens-Datenbuch 1982/83, Seite 283 bis 289

Alfred Hauenstein  
Sven Föhring

# Sperrwandler-Schaltnetzteil mit mehreren Ausgangsspannungen

Häufig werden für die Versorgung von Geräten mehrere stabile Spannungen benötigt. Eine relativ kostengünstige Lösung zur Erzeugung verschiedener Ausgangsspannungen bietet das Sperrwandler-Schaltnetzteil. Verglichen mit anderen Wandler-typen ist im Sperrwandler ein einfaches Schaltungskonzept realisiert, vorausgesetzt, die erforderlichen Ausgangsströme sind nicht zu groß. In dem dargestellten Beispiel ist mit 7 A Ausgangsstrom eine wirtschaftliche Grenze erreicht.

## Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Schaltnetzteils. In der Leitphase des SIPMOS®-Transistors wird der gleichgerichteten Netzspannung Energie entnommen und in einem Transformator zwischengespeichert. In der Sperrphase des Transistors sind die Dioden auf der Sekundärseite leitend, und die gespeicherte Energie wird an den Ausgang des Sperrwandlers abgegeben.

### Leistungsteil

#### Primär

Die Eingangswchelspannung wird nach dem Funkentstörfilter gleichgerichtet und gesiebt. Als elektronischer Schalter dient der bis 1000 V sperrende SIPMOS-Transistor BUZ 50B, der mit 50 kHz angesteuert wird.

Die Ansteuerung erfolgt über einen CMOS-HEX-Inverter 4049B, dessen Verschaltung in Bild 2 dargestellt ist. Das Ansteuer-Tastverhältnis des BUZ 50B wird von der Steuer-IS TDA 4718 eingestellt. Es ist durch die Verwendung nur eines Ausganges auf  $v < 0,5$  begrenzt. Mit einem parallel zur Primärwicklung geschalteten RCD-Glied werden Spannungsspitzen in der Sperrphase des SIPMOS-Transistors unterdrückt, die durch die Streuinduktivität des Trafos bedingt sind.

Die Ein- und Ausschaltzeiten des SIPMOS-Transistors betragen weniger als 100 ns (Bild 3b und 3c).

#### Sekundär

Auf die Sekundärseite übertragene Spannungsimpulse werden von den Schottky-Dioden BYS 26-90 und BYS 15 verlustarm gleichgerichtet. Ein parallel zu den Dioden liegendes RC-Glied unterdrückt die Spannungsspitzen im Sperrzustand. Geglättet werden die Sekundärspannungen mit Elkos der Baureihe B 41336, die sich wegen ihres geringen Ersatzserienwiderstandes und ihrer geringen Induktivität hierfür besonders gut eignen.

Der Trafo wirkt als ein gemeinsamer Energiespeicher für alle fünf Ausgänge. Um eine prozentual gleiche Verteilung

Dipl. Ing. (FH) Alfred Hauenstein,  
Siemens AG,  
Bereich Bauelemente, Anwendungstechnik,  
München

Ing. (grad.) Sven Föhring,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

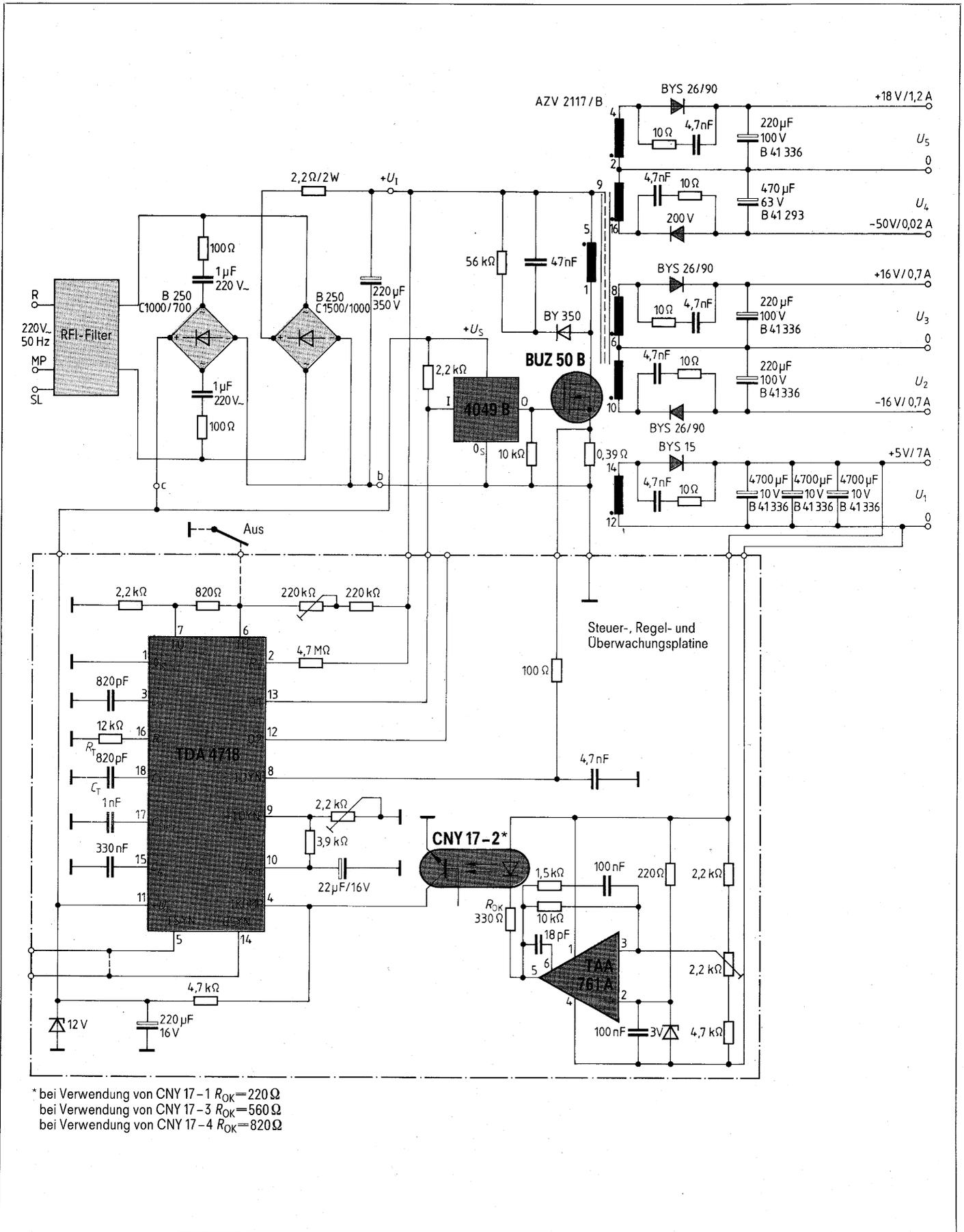


Bild 1 Schaltbild des Sperrwandler-Schaltnetzteils für fünf Ausgangsspannungen

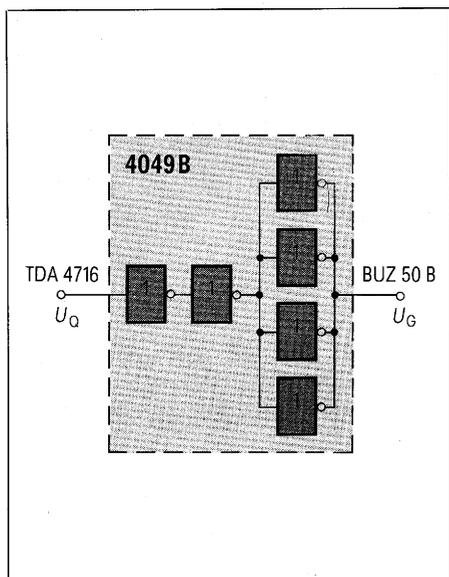


Bild 2 Treiberschaltung für SIPMOS-Transistor BUZ 50 B

der Ausgangsspannungen zu erhalten, sind die Zeitkonstanten (Kapazität des Siebelkos  $\times R_{Last}$ ) der unregulierten Ausgänge gleich groß gewählt. Die Stabilität der einzelnen Ausgangsspannungen wird hauptsächlich durch die Streuinduktivität zwischen den Sekundärwicklungen des Transformators bestimmt.

### Steuerschaltung

Sämtliche Steuer-, Regel- und Überwachungsfunktionen werden von der Steuer-IS TDA 4718 ausgeführt. Sie erzeugt die 50-kHz-Schaltfrequenz, führt die Impulsdauermodulation durch und übernimmt die dynamische Begrenzung des Sourcestromes.

Wird der zulässige Bereich der Eingangsnennspannung über- oder unterschritten, so sind die beiden Ausgänge O1 und O2 gesperrt. Nach Abbau der Über- bzw. Unterschreitung nimmt der Baustein mit weichem Anlauf den Betrieb wieder auf.

Am Eingang ISYN kann eine Rechteckspannung zur Synchronisation des internen Oszillators eingespeist werden. Sind die Anschlüsse ISYN und OSYN miteinander verbunden, so schwingt der Oszillator mit seiner durch die Wahl von  $R_T$  und  $C_T$  bestimmten Frequenz.

### Regelschaltung

Als Regelverstärker wird der Standard-Operationsverstärker TAA 761A verwendet, dessen Versorgung direkt

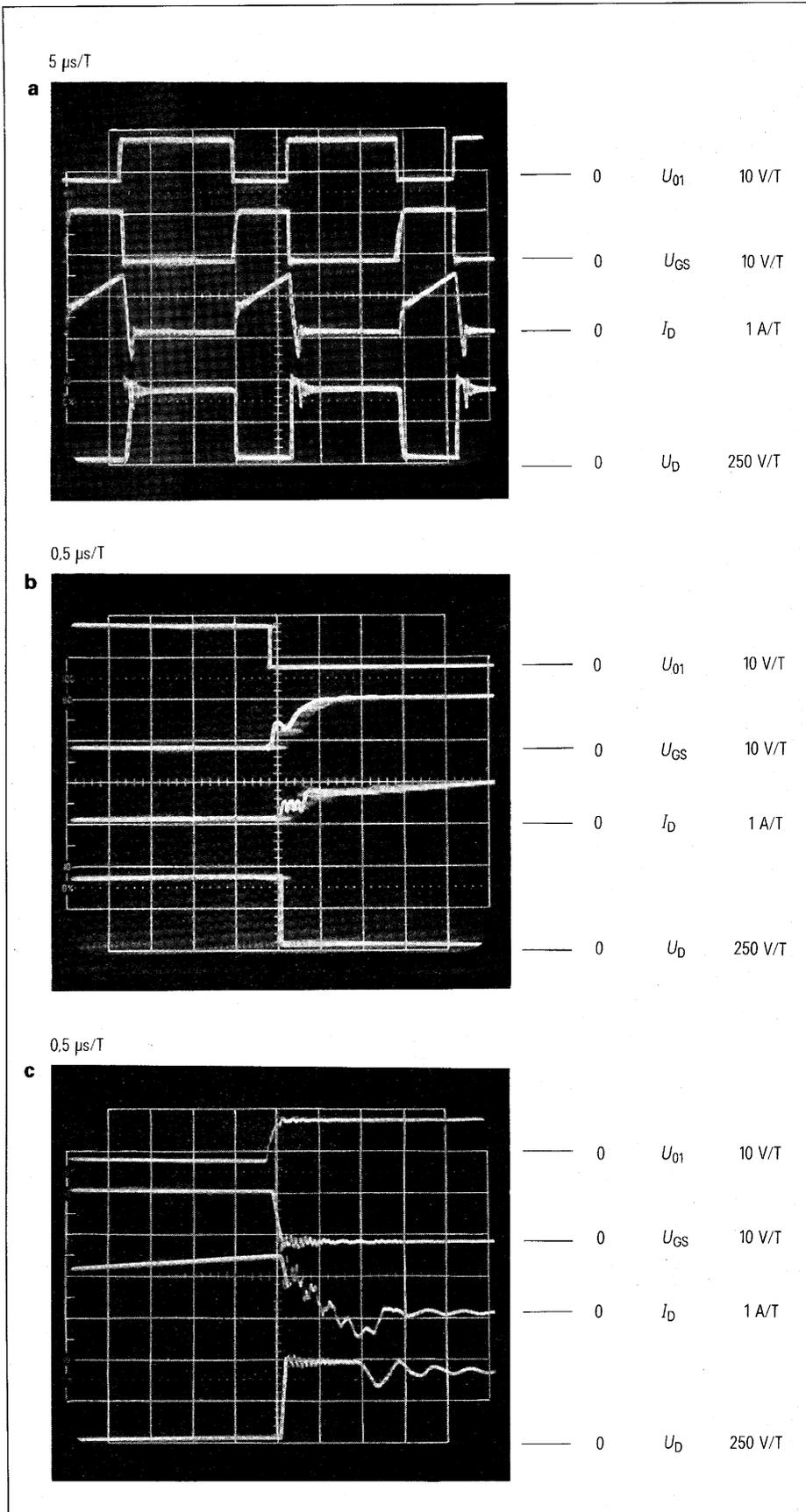


Bild 3 Impulsdiagramme des Schaltnetzteils bei Nennlast  
 a vollständiges Impulsdiagramm  
 b Einschaltvorgang  
 c Ausschaltvorgang

durch die Ausgangsspannung  $U_1$  erfolgt. Der Regelverstärker vergleicht die Ausgangsspannung  $U_1$  mit der Referenzspannung (als Referenzelement wird eine 3,0-V-Z-Diode verwendet) und verstärkt die Regelabweichung. Der verwendete Optokoppler CNY 17-2 hat einen sehr kleinen Temperaturkoeffizienten und eine hohe Langzeitstabilität. Er steuert am Eingang IKOMP der Steuer-IS TDA 4718 das Tastverhältnis.

Regelverhalten des SNT

Die Spannung  $U_1$  wird so geregelt, daß sie über den gesamten Last- und Eingangsspannungsbereich um nicht

mehr als 16 mV vom Sollwert abweicht. Bild 4 zeigt die Ausgangsspannungen  $U_1$  mit  $U_5$  in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom  $I_1$ .

Bei Strömen  $I_2$  zwischen 0,2 und 0,7 A beträgt die Änderung der Ausgangsspannungen  $U_2$  etwa 14%. Sollen diese Spannungen (ausgenommen  $U_1$ ) auf konstante Werte stabilisiert werden, so ist dies z.B. durch Nachschalten eines einfachen Längsspannungsreglers möglich. Bei Kurzschluß der Spannung  $U_1$  fließt ein Strom von 14 A. Um einer Überlastung der Diode BY5 15 bei Dauerkurzschluß vorzubeugen, sind für diesen Fall geeignete Schutzmaßnahmen vorzusehen.

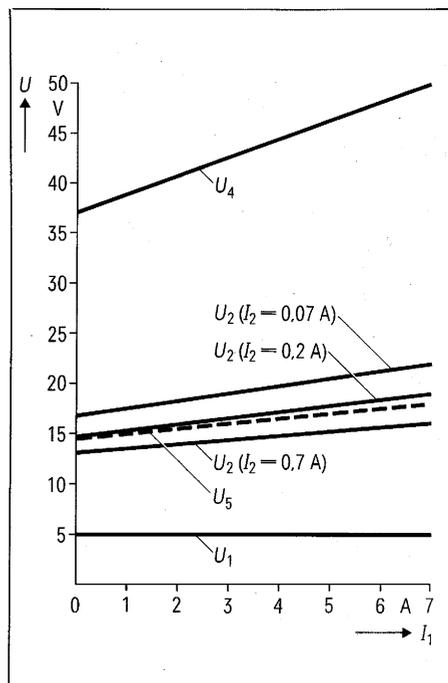


Bild 4 Ausgangsspannungen in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom  $I_1$ , ( $U_2, U_3$  und  $U_5$  bei jeweiligem Nennstrom)

Eingangswchelsspannung	$U_{1-}$	=	220 V +10%
		=	15%
Wirkungsgrad bei Nennlast	$\eta$	≈	80%
Ausgangsspannung $U_1$	$U_1$	=	+5 V
Nennausgangsstrom	$I_{1Nenn}$	=	7 A
50-kHz-Welligkeit der Ausgangsspannung ( $I_1 = 7$ A)	$\Delta U_{ISS}$	=	100 mV
Stabilität			
bei Eingangsspannungsänderung* ( $U_{1-} = 187$ bis 242 V, bei Nennstrom)			0,16%
bei Laständerung** ( $I_1 = 0$ bis 7 A, $U_{1-} = 220$ V, Nennströme an $I_2$ bis $I_5$ )			0,32%
dyn. Überschwngen (Lastsprung 1 → 7 A)			200 mV
Ausgangsspannung $U_2$ bzw. $U_3$	$-U_2 = +U_3$	=	16 V
Nennausgangsstrom	$I_{2Nenn}$	=	0,7 A
50-kHz-Welligkeit der Ausgangsspannung	$\Delta U_{2SS} = \Delta U_{3SS}$	=	150 mV
Stabilität			
bei Eingangsspannungsänderung* ( $U_{1-} = 187$ bis 242 V, bei Nennstrom)			6,2%
bei Laständerung** ( $I_2 = 0,2$ bis 0,7 A, $U_{1-} = 220$ V, bei Nennstrom)			14%
Ausgangsspannung $U_5$	$U_5$	=	+18 V
Nennausgangsstrom	$I_{5Nenn}$	=	1,2 A
50-kHz-Welligkeit der Ausgangsspannung (bei Nennstrom)	$\Delta U_{5SS}$	=	150 mV
Stabilität			
bei Eingangsspannungsänderung* ( $U_{1-} = 187$ bis 242 V, bei Nennstrom)			8,8%
bei Laständerung** ( $I_5 = 0,5$ bis 1,2 A, $U_{1-} = 220$ V, bei Nennstrom)			15%
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für BUZ 50B	$R_{thK}$	≤	8 $\frac{K}{W}$
für BY5 15	$R_{thK}$	≤	6 $\frac{K}{W}$

\* Stabilität  $\frac{\Delta U_n}{U_n} \cdot \frac{U_{1-}}{\Delta U_{1-}}$   
 \*\* Stabilität  $\frac{\Delta U_n}{U_n} \cdot \frac{I_n}{\Delta I_n}$  n = 1, 2, 3, 5

Impulsdiagramm

Die Impulsdiagramme in Bild 3 zeigen die Ausgangsspannung  $U_{O1}$  der Steuer-IS TDA 4718 sowie die Gatespannung  $U_{GS}$ , die Drainspannung  $U_D$  und den Drainstrom  $I_D$  des BUZ 50B. Um die Gefahr von Instabilitäten zu vermeiden, ist die Schaltung so dimensioniert, daß bereits bei kleiner Belastung ein trapezförmiger Drainstrom fließt.

Tabelle Technische Daten

Klaus Heilmann  
Peter Pagnin

# Konfektionierte Leitungen am Beispiel der Subminiatur-Steckverbinder SBM383

Bei der Auswahl und dem Einsatz von Verbindungstechniken entsteht zunehmend die Forderung, Kosten zu reduzieren, ohne daß eine Qualitätsminderung eintritt. Als Maßstab für eine einwandfreie Verbindung wird vielfach noch die Lötverbindung betrachtet, die jedoch – sofern es sich um manuelle Lötvorgänge handelt – nicht wirtschaftlich ist und nur noch in Ausnahmefällen angewendet wird.

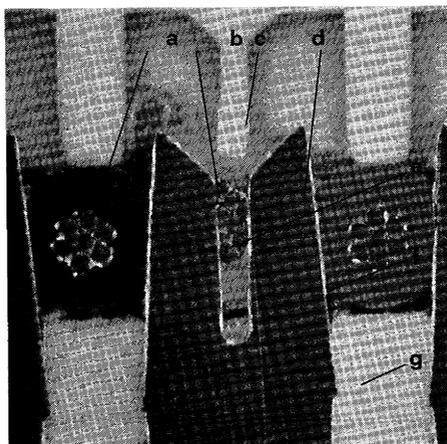
Schneid-Klemm-Verbindungen (IDC\*) und Crimpverbindungen stehen in der Qualität den Lötverbindungen in keiner Weise nach und haben den großen Vorteil, daß sie weit weniger zeitaufwendig herzustellen sind.

Beim Schneid-Klemm-Kontakt entfällt das Abisolieren des Leiters, d.h. es können alle Kontakte bzw. alle Adern eines Kabels gleichzeitig kontaktiert werden. Ein weiterer Pluspunkt ist das einfache Anschlagwerkzeug, das von angelerntem Personal bedient werden kann. Der Crimpkontakt andererseits kann seriell verarbeitet werden und ist nach eventuell fehlerhafter Kontaktierung leicht reparierbar.

\* IDC Insulation Displacement Connector

## Kontaktierung

Das Hauptmerkmal der Kontaktierung mittels Schneid-Klemm-Technik (Bild 1) ist die Verdrängung der Isolierung und die anschließende Deformation der verzinnnten Kupferlitzen durch die Schenkel des Schneid-Klemm-Kon-



- a Litzenleiter
- b Oberes Isolierteil
- c Drucksteg
- d Kontakt
- e Kaltverschweißte Übergangsstellen
- f Zinnoberfläche
- g Unteres Isolierteil

Bild 1 Schliffbild eines Schneid-Klemm-Kontaktes

taktes. Dabei muß darauf geachtet werden, daß das Kabel exakt über die Kontakte geführt wird, um Fehlkontaktierungen und Kurzschlüsse zwischen benachbarten Kontaktteilen zu vermeiden.

Bei der Crimpkontaktierung (Bild 2) werden entweder die Leiter in einem eigenen Arbeitsgerät oder bei Verwendung größerer Automaten in einem Arbeitsschritt am gleichen Automaten abisoliert. Dabei werden die Litzenleiter von zwei Seiten mit den verbreiterten Metallenden des Kontaktes umrollt, so daß sich eine gasdichte Verbindung ergibt.

Durch Abstimmung der Elastizität des Crimpmaterials sowie der Crimpform auf den jeweils zu verarbeitenden Querschnitt erreicht man eine optimale Kontaktierungssicherheit.

## Prüfung und Güteüberwachung

Die für konfektionierte Leitungen eingesetzten Verbinder erfüllen in ihrem Anschlußbereich die in der DIN 41611, T3 (für Crimpverbinder) und DIN 41611, T6 (für Schneid-Klemm-Verbinder) vorgeschriebenen Kriterien. Alle Maße sowie Steckbedingungen der Bauteile entsprechen den in speziellen Bauartennormen geforderten Werten.

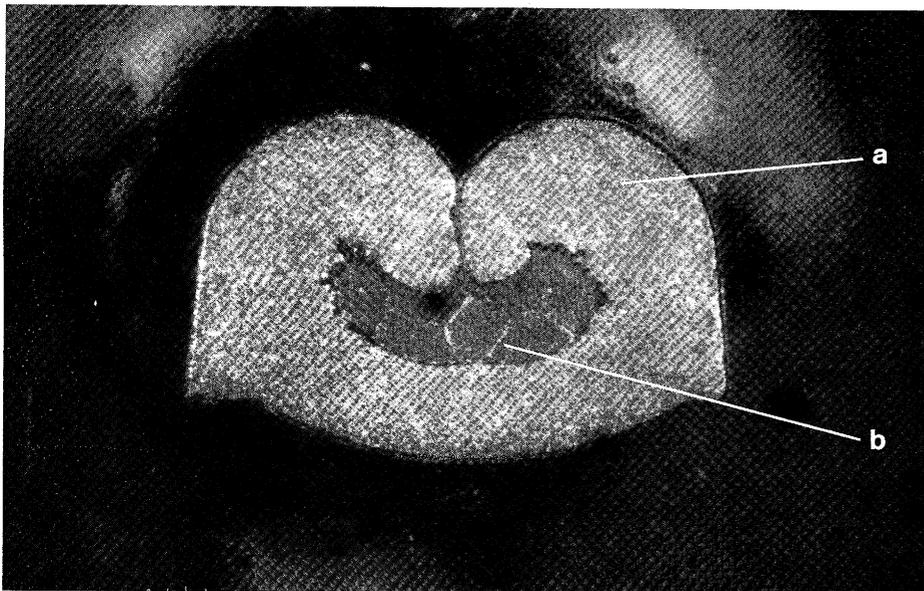
## Konfektionierte Leitungen

Der Einsatz von konfektionierten Flachleitungen bringt neben einer erheblichen Kostenersparnis auch noch weitere Vorteile, wie:

- hohe Flexibilität,
- hoher Adaptionsgrad durch große Typenvielfalt,
- keine weitere Behandlung des Kabels, wie Binden und Einflechten,

Dipl.-Volkswirt Klaus Heilmann,  
Siemens AG,  
Bereich Kommunikationstechnik,  
Vertrieb Komponenten, München

Ing. Peter Pagnin, Siemens AG,  
Bereich Kommunikationstechnik,  
Vertrieb Komponenten, München



a Crimphülse  
b Litzenleiter

Bild 2 Schliffbild einer Crimpverbindung

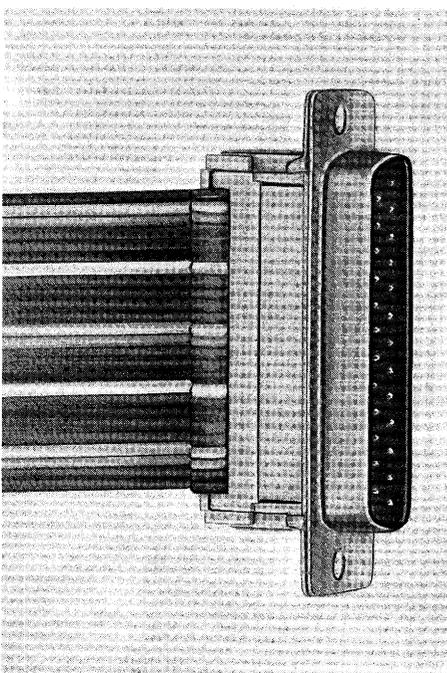


Bild 3 Stiftleiste 25polig: Steckverbinder SBM 383 mit Schneid-Klemm-Anschluß für Flachleitungen

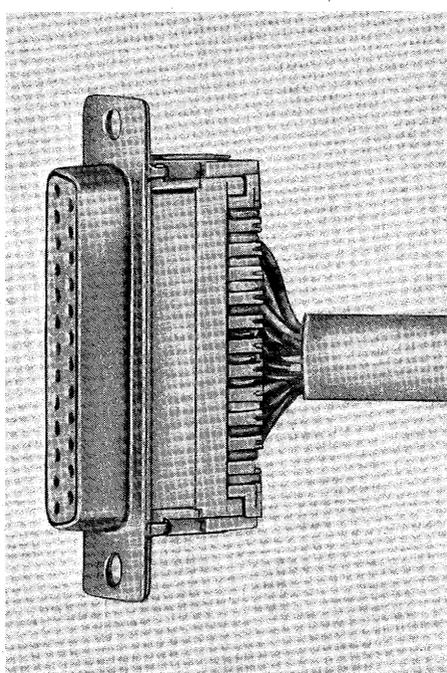


Bild 4 Buchsenleiste 25polig: Steckverbinder SBM 383 mit Schneid-Klemm-Anschluß für Rundkabel bzw. Einzeldrähte

Gesamtleiterquerschnitt mm <sup>2</sup>	AWG-Bereich	Gesamtleiterdurchmesser mm	Einzel-Litzen Anzahl	Leiter	Isolierhülle	
					Durchmesser	Material
	30	0,25	1	Massiv	1 bis max. 1,1	PVC und Tefsel
	28	0,32	1	Massiv	0,8 bis max. 1,1	PVC und Tefsel
0,09	28		7	Litze	0,8 bis max. 1,1	PVC und Tefsel
0,14	26		7	Litze	0,8 bis max. 1,1	PVC

Tabelle 1 Art der Flachleitung des Steckverbinders

- Verarbeitungssicherheit; die Flachleitung wird zwangsweise geführt und liegt über den Schlitzen der Kontaktgabel.

Für den Anwender ist es z.T. sehr aufwendig, eine konfektionierte Leitung zu bestellen (Zeichnungserstellung, Sonderbauvorschriften, usw.). Um einen möglichst großen Bereich abzudecken, ist ein Bestellcode für konfektionierte Leitungen erstellt worden. Mit diesem Code kann der Anwender seinen Bedarf an Standardleitungen beziehen (Tabelle 1).

Sollte trotz der vielen Möglichkeiten eine erforderliche Verbindung nicht in dieses Schema passen, sind auch kundenspezifische Leitungen lieferbar. Die Leitungen werden nach der Konfektionierung auf Stromdurchgang und Spannungsfestigkeit geprüft.

### Konfektionierte Flachleitungen mit Subminiatur-Steckverbindern SBM 383

Unabhängig von der Diskussion, ob das Konfektionieren von Leitungen rationeller beim Anwender, beim Kabelhersteller, beim Steckverbinderhersteller oder in Konfektionierungswerkstätten vorgenommen werden kann, bietet Siemens anwenderspezifisch konfektionierte Leitungen an. Möglichkeiten, wie solche Leitungen gefertigt und geliefert werden können, sollen anhand konfektionierter Leitungen mit Subminiatur-Steckverbindern SBM 383 an Flachleitungen (Bild 3) und an Rundkabeln bzw. Einzeldrähten (Bild 4) aufgezeigt werden.

Andere Steckverbinder mit Schneid-Klemm-Anschlüssen, z.B. Bandkabelverbinder, sind gleichermaßen mit angeschlagenen Flachleitungen lieferbar und werden wie bei SBM 383 konfektionierte.

Folgende Angaben sind für die Fertigung einer konfektionierten Standard-Flachleitung mit dem Steckverbinder SBM 383 notwendig:

#### 1. Art der Flachleitung und Anschlußausführung des Steckverbinders

In Tabelle 1 werden die Zusammenhänge zwischen Gesamtleiterquerschnitt, AWG-Bereich (American wire gauge), Gesamtleiterdurchmesser, Lit-

zenzahl und Art der Isolierhülle aufgezeigt. Daraus kann der geeignete Leiter ausgewählt werden.

*Beispiel:* Anschlußausführung des SBM 383 für AWG 28, Litze (0,09 mm<sup>2</sup> Gesamtleiterquerschnitt)

Als Standard werden – sofern der Anwender keine besonderen Angaben macht – Flachleitungen im 1,27-mm-Rastermaß mit verzinnnten Kupferdrähten und PVC-Mantel verwendet.

*Beispiel:* AWG 28 (0,09 mm<sup>2</sup>) Litze FLi-Y... × 1 × 0,09 vzn fbg\*\*

\*\* Bezeichnung nach Siemens Norm 54234:

FL Flachleitungen mit Massivleiter

FLi Flachleitungen mit Litzenleiter

Y Isolierhülle oder Mantel aus PVC

vzn verzinnnte Kupferdrähte,

7 Litzen bei Li;

verzinnter Kupferdraht,

1 Litze bei L

fbg farbige Flachleitung

## 2. Aderzahl der Leitung und Polzahl des Steckverbinders SBM 383

SBM 383 mit Schneid-Klemm-Anschlüssen für Flachleitungen sind in den Polzahlen 9, 15, 25 und 37 lieferbar.

n = Aderzahl der Flachleitung	9	15	25	37
Toleranz mm	0,2	0,2	0,2	0,3
n × 1,27 = Leitungsbreite mm	11,43	19,05	31,75	46,99

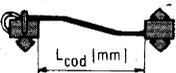
*Beispiel:* 25adrig = 25polig, FLi-Y 25 × 1 × 0,09 vzn fbg\*\*

## 3. Länge der Flachleitung

Die Kabellänge wird zwischen Steckverbindern gemessen. Folgende Standardlängen sind festgelegt:

60, 80, 100, 130, 160, 200, 250, 320, 400, 500 mm.

*Beispiel:* L<sub>cod</sub> = 60 mm



## 4. Steckverbindertyp

Die Steckverbinder SBM 383 sind als Stiftleiste oder Buchsenleiste jeweils in den Anforderungsstufen 3 für ≥50 Steckzyklen oder 2 für ≥400 Steckzyklen verfügbar.

*Beispiel:* Stiftleiste, Anforderungsstufe 2 (-A2); Buchsenleiste, Anforderungsstufe 2 (-B2).

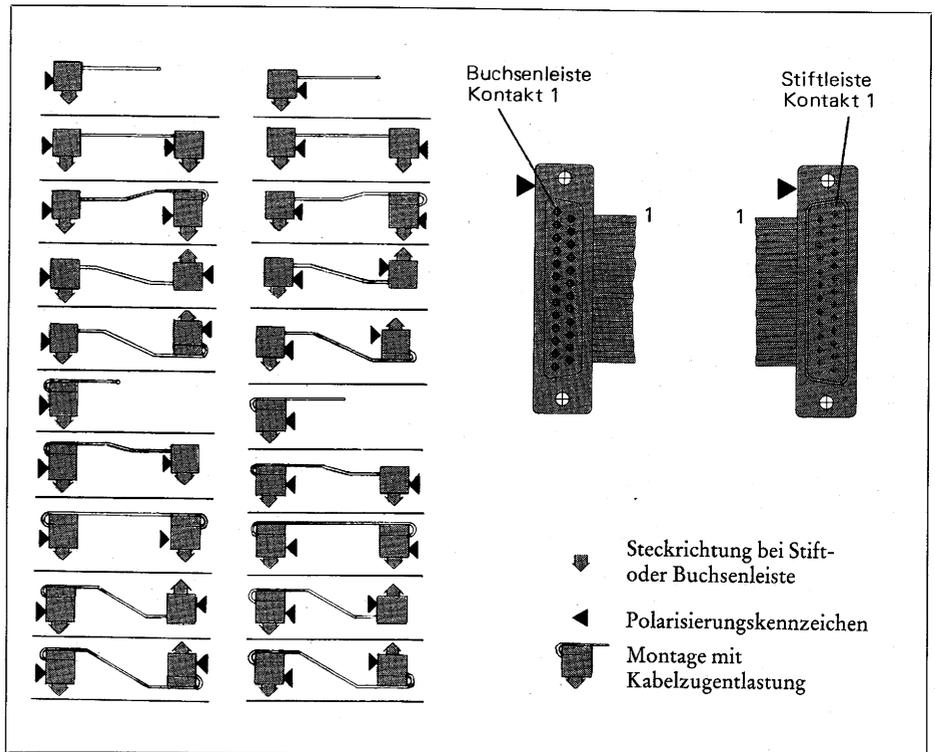


Bild 5 Verschiedene Einsatzmöglichkeiten der Steckverbinder SBM 383 hinsichtlich Steckrichtung, Polarisierung und Montage mit oder ohne Kabelzugentlastung

## 5. Steckverbinderpaarung

Festgelegt als Standard sind folgende Paarungen:

A2/A2 (oder freies Kabelende)

A2/B2

A3/A3 (oder freies Kabelende)

A3/B3

B2/B2 (oder freies Kabelende)

B2/A2

B3/B3 (oder freies Kabelende)

B3/A3

*Beispiel:* SBM 383-A2/-B2

## 6. Steckrichtung, Polarisierung und Montage mit oder ohne Kabelzugentlastung (Bild 5)

Die Steckrichtung bei Stift- oder Buchsenleisten erfolgt nach oben oder nach unten.

*Beispiel:* Nach unten

Zur Polarisierungskennzeichnung wird die Kennader Nr.1 der Flachleitung grundsätzlich am ersten Stift- und Buchsenkontakt angeschlagen.

*Beispiel:* Stiftleiste links, Buchsenleiste rechts; daraus folgt: A2 ◀/B2 ◀

Zu berücksichtigen ist die Montage mit oder ohne Kabelzugentlastung.

*Beispiel:* Mit Kabelzugentlastung



## Vollständige Angaben für das Beispiel (Bild 6)

Zusammenfassend ergibt sich aus dem Beispiel eine konfektionierte Leitung FLi-Y 25 × 1 × 0,09 vzn fbg von 60 mm Länge und einer Steckverbinderpaarung -A2 und -B2 mit Kabelzugentlastung.

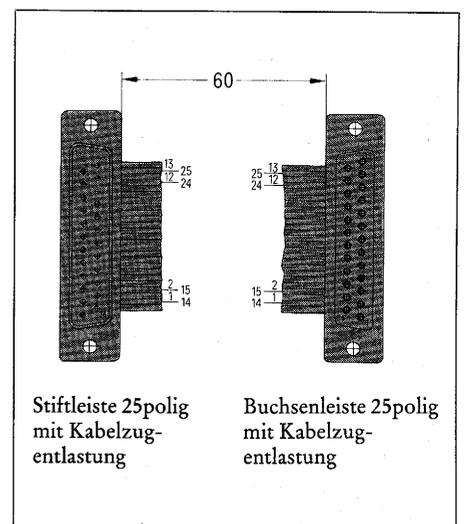
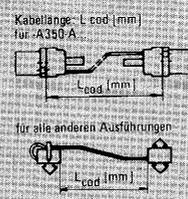
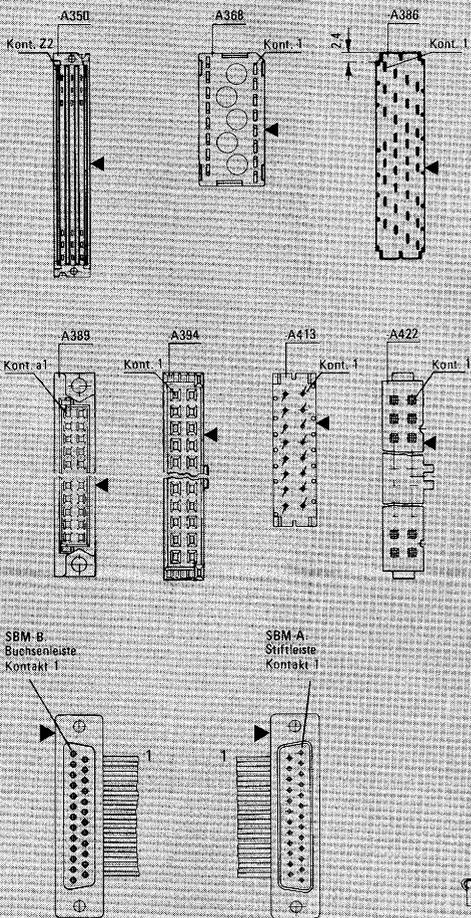


Bild 6 Zeichnung von Stift- und Buchsenleiste mit den vollständigen Angaben für das erwähnte Beispiel

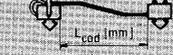
Bestellcode	Block 1						Block 2					Block 3				
	Datenstelle	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	V	4	2	2	5	6	S	...	4)	...	...					
	Querschnitt <sup>1)</sup>						Polzahl					Montagerichtg. u. Zugentlastung				
	0	L AWG30 <sup>3)</sup>					10	A					01 A350-A1/-A350-A1 o.fr.			
	1	L AWG28					12	B					02 A350-A2/-A350-A2 o.fr.			
	2	L AWG26						C					03 A368 Au/-A368 Au o.fr.			
	3	L AWG24						D					04 A368 Au/-A368 Sn			
	4	L AWG30 <sup>3)</sup>						E					05 A368 Au/-A386			
	5	L AWG28						F					06 A368 Au/-A394			
	6	L AWG26						G					07 A368 Au/-A413			
	7	L AWG24					64	H					08 A368 Au/-A422			
												09 A368 Sn/-A368 Au				
												10 A368 Sn/-A368 Sn o.fr.				
												11 A368 Sn/-A386				
												12 A368 Sn/-A394				
												13 A368 Sn/-A413				
												14 A368 Sn/-A422				
												15 A386/-A368 Sn				
												16 A386/-A368 Au				
												17 A386/-A386 oder frei				
												18 A386/-A389				
												19 A386/-A394				
												20 A386/-A413				
												21 A386/-A422				
												22 A389/-A386				
												23 A389/-A389 oder frei				
												24 A389/-A394				
												25 A389/-A413				
												26 A389/-A422				
												27 A394/-A368 Au				
												28 A394/-A368 Sn				
												29 A394/-A386				
												30 A394/-A389				
												31 A394/-A394 oder frei				
												32 A394/-A413				
												33 A394/-A422				
												34 A413/-A368 Au				
												35 A413/-A368 Sn				
												36 A413/-A386				
												37 A413/-A389				
												38 A413/-A394				
												39 A413/-A413 oder frei				
												40 A413/-A422				
												41 A422/-A368 Au				
												42 A422/-A368 Sn				
												43 A422/-A386				
												44 A422/-A389				
												45 A422/-A394				
												46 A422/-A413				
												47 A422/-A422 oder frei				
												48 SBM-A2/-A2 oder frei				
												49 SBM-A2/-B2				
												50 SBM-A3/-A3 oder frei				
												51 SBM-A3/-B3				
												52 SBM-B2/-B2 oder frei				
												53 SBM-B2/-A2				
												54 SBM-B3/-B3 oder frei				
												55 SBM-B3/-A3				

1) für Sonderleitungen „3“  
 2) Wahl des Querschnittes und der Polzahl entsprechend Spezifikation der Verbinder  
 3) in Vorbereitung  
 L Massiv  
 Li Litze  
 Au Anschlusslitze vergoldet  
 Sn Anschlusslitze verzinkt

Ansicht Steck-/Lötseite



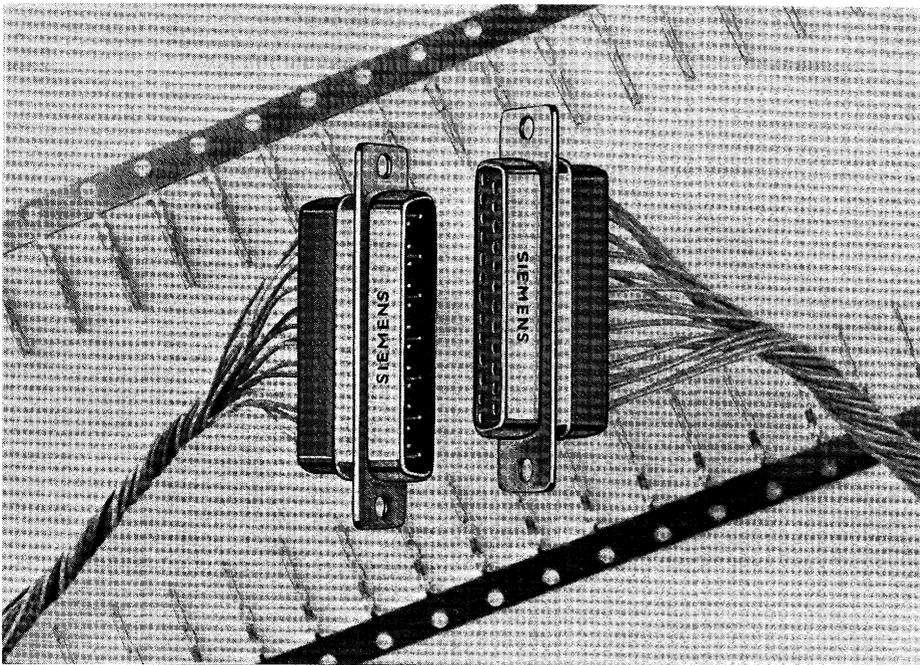
für alle anderen Ausführungen



- ▼ Steckrichtung bei Stift- oder Buchsenleiste
- ◀ Polarisierungskennzeichen
- ⊕ Montage mit Kabelfugentlastung

SBM-A: Stiftleiste  
 B: Buchsenleiste  
 2: Anforderungsstufe 2  
 3: Anforderungsstufe 3

Tabelle 2 Bestellcode für konfektionierte Leitungen



**Bild 7** Steckverbinder SBM 383 mit Crimpanschluß  
 Außen: Crimpkontakte (Bandmaterial)  
 Mitte: Stift- und Buchsenleiste mit teilbestückten Crimpkontakten

Bei vollständigen Angaben (1) bis (6) ist es mit Hilfe des Bestellschemas möglich, dem Fertigungsbetrieb ohne Zeichnung eine konfektionierte Standardleitung mit Siemens-Sachnummer vorzugeben. Die Siemens-Bestellbezeichnung nach Bestellcodebeispiel (Tabelle 2) lautet: V42256-S1425-T490.

Wesentlicher Vorteil hierbei ist die Einsparung zeitraubender Zeichnungserstellung und Vereinfachung der Bestell- und Lieferabwicklung. Das Bestellschema kann verständlicherweise nur Standardleitungen enthalten. Abweichungen gelten insbesondere für nicht festgelegte Kabellängen, Steckverbinderpaarungen mit mehr als zwei Steckverbindern und speziellen Flachleitungen, z. B. geschirmte Flachleitungen. Für solche Sonderleitungen müssen in Absprache mit dem Anwender Zeichnungen erstellt werden. Es empfiehlt sich, vor Fertigung und Freigabe eines Bestellos eine konfektionierte Flachleitung vorab als Muster anzufordern.

### Konfektionierte Rundleitungen mit Subminiatur-Steckverbindern SBM 383

Die Typenvielfalt und Variationsmöglichkeiten beim Konfektionieren der

SBM 383 mit Crimp- oder Schneid-Klemm-Anschluß läßt kein Standardbestellschema zu. Daher ist es unbedingt notwendig, bei Anfragen Zeichnungen beizufügen. Mit Beistellung der Rundkabel durch den Kunden können die unterschiedlichsten Anwenderwünsche weitgehend realisiert werden.

### Konfektionieren mit Crimpanschluß (Bild 7)

Vorteil der Crimptechnik gegenüber anderen Anschlußtechniken ist die Möglichkeit individueller Teilbestückung eines Stift- oder Buchsenleistenkörpers sowie die einfache Lösbarkeit eines Crimpkontaktes aus einer bereits konfektionierten Leitung. Steckverbinder SBM 383 mit Crimpanschluß sind in den Polzahlen 9, 15, 25, 37 und 50 als Buchsenleiste oder Stiftleiste verfügbar. Die Kontakte gibt es in den Anforderungsstufen 2 (400 Steckzyklen) und 3 (50 Steckzyklen) für AWG 20 bis 30 (0,50 bis 0,05 mm<sup>2</sup> Leiterquerschnitt).

Wahlweise bietet Siemens vorkonfektionierte Rundleitungen an, d. h. Kontakte am Leiter angeschlagen, Crimpleistenkörper unbestückt oder fertigkonfektionierte Rundleitungen.

### Konfektionieren mit Schneid-Klemm-Anschluß

Beim SBM 383 mit Schneid-Klemm-Anschluß für Rundkabel (s. Bild 4) handelt es sich um den gleichen Stecker wie SBM für Flachleitungen mit dem Unterschied, daß eine spezielle Preßplatte auf der Anschlußseite die Einzeldrahtkonfektionierung ermöglicht. Auch hier kann wegen der Typenvielfalt der Rundkabel nur nach Kundenzeichnung und gegebenenfalls Beistellung des Kabels kundenspezifisch konfektioniert werden.

# Einfacher, nichtlinearer A/D-Wandler mit dem Einchip-Mikrocomputer SAB 8051

In Schaltungen mit Mikrocomputern wird häufig ein einfacher A/D-Wandler gesucht, ohne allein für diese Aufgabe einen hochwertigen Mikrocomputer mit A/D-Wandler oder externe A/D-Wandler vorsehen zu müssen. Außerdem ist es oft nicht erforderlich, den Absolutwert einer analogen Spannung zu bestimmen, sondern es ist in vielen Fällen lediglich ein sich ändernder Widerstandswert (z. B. eines Sensors, Heiß- oder Kaltleiters, Potentiometers) zu erfassen, wobei die Anforderungen an die Genauigkeit nicht allzu hoch sein brauchen.

Eine aufwandsarme Lösung für solche Einsatzfälle bietet die hier beschriebene Schaltung, die eine analoge Differenzspannung erfaßt und sich außerdem durch einen weiten Temperatureinsatzbereich ( $-25$  bis  $+85$  °C) auszeichnet. In diesem Anwendungsbeispiel ist als Mikrocomputer der SAB 8051 vorgesehen, der als Teilaufgabe (Unterprogramm) die A/D-Wandlung übernimmt. Prinzipiell kann auch ein anderer Mikrocomputer mit Zähler verwendet werden. Außer dem SAB 8051 sind lediglich ein Doppeloperationsverstärker TAE 2453 und die Kleinsignaltransistoren BC 237 und BC 308 als Halbleiterbauelemente erforderlich.

## Funktion der Schaltung nach Bild 1

An einem Spannungsteiler mit dem zu bestimmenden Widerstandswert (hier mit Heißleiter) wird die analoge Differenzspannung  $U_c$  im Bereich zwischen 1,2 und 3,5 V, je nach dem Widerstandswert des Heißleiters bzw. der augenblicklichen Temperatur, abgegriffen. Der Operationsverstärker 1 mit der Verstärkung  $V = 1$  dient zur Entkopplung, d. h. an seinem Ausgang steht die Spannung  $U_c$  niederohmig zur Verfügung. Der pnp-Transistor BC 308 (T1) hat die Aufgabe, den Kollektorwiderstand R3 von 22 k $\Omega$  mit dem offenen Kollektorausgang von OP1 zu verbinden und so das Aufladen der Kapazität  $C_1 = 0,33$   $\mu$ F zu ermöglichen. Der npn-Transistor BC 237 (T2) dient zum Entladen des Kondensators C1. Beide Transistoren werden mit dem gleichen Signal angesteuert. Liegt das Ansteuersignal auf »Low«, so kann der Kondensa-

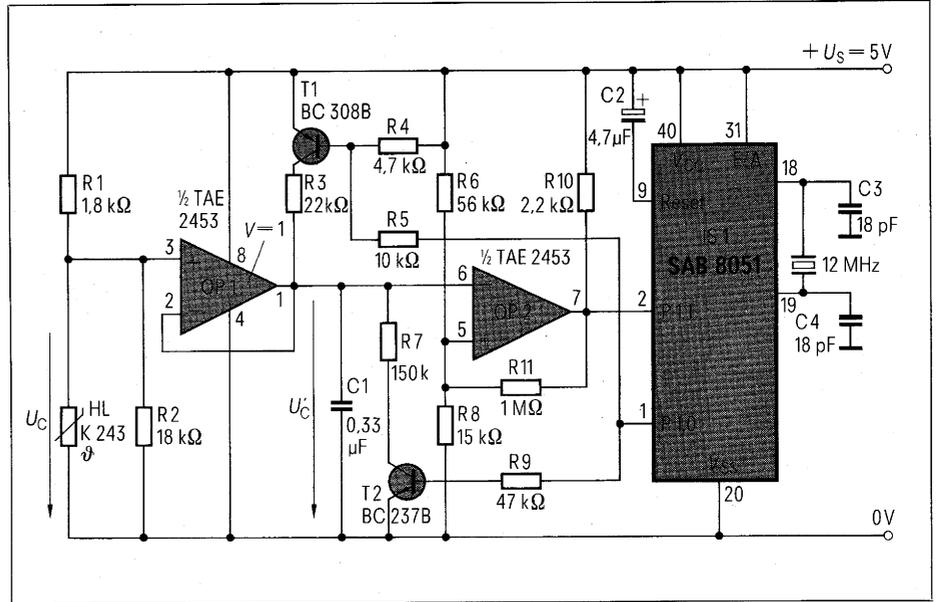


Bild 1 Schaltung des nichtlinearen A/D-Wandlers mit dem Einchip-Mikrocomputer SAB 8051

tor geladen werden. Ändert der Mikrocomputer das Ansteuersignal auf »High«, so wird der Kondensator entladen. Der Operationsverstärker 2 vergleicht die Referenzspannung von 1 V am Spannungsteiler R6 und R8 (56 k $\Omega$ /15 k $\Omega$ ) mit der augenblicklichen Kondensatorspannung. Fällt beim Entladen des Kondensators die Spannung unter diese 1-V-Grenze, so schaltet OP2 um, was der Mikrocomputer erkennt, und

zwar entweder wie hier durch Abfragen des Eingangs Port P1.1 oder über einen Interrupteingang.

## Funktion des Mikrocomputers und Software

Der Mikrocomputer hat die Aufgaben  
a) das Umschalten der Transistoren T1 und T2 zu bewerkstelligen und

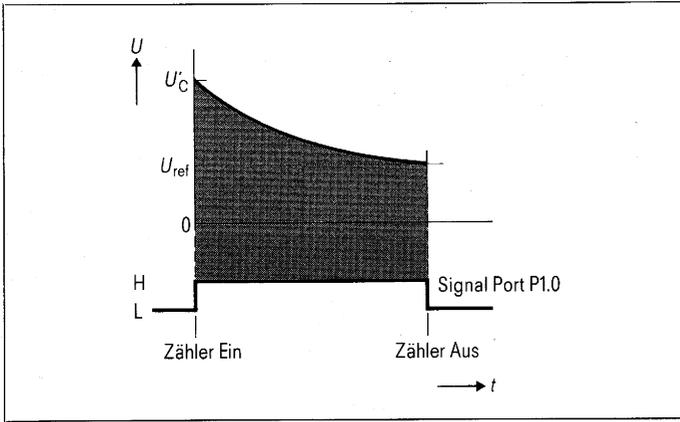
		Bestell-Nr.
C1	MKP-Kondensator, 0,33 $\mu$ F, 400 V-	B32650-K4334-J
C2	Tantal-Elektrolytkondensator, 4,7 $\mu$ F, 10 V-	B45181-B1475-M
C3, C4	Keramikkondensator, 18 pF, 100 V-	B37979-J1180-J
HL	Heißleiter K 243 (890 $\Omega$ , $+20$ °C; 9,4 k $\Omega$ , $-30$ °C)	Q63024-K3942-S2
IS1	Einchip-Mikrocomputer SAB 8051-P	Q67120-C83-D88
OP1, OP2	Doppel-pnp-Operationsverstärker TAE 2453 A (Betriebstemperaturbereich $-25$ bis $+85$ °C; DIP 8)	Q67000-A2107
Q	Schwingquarz, 12 MHz	
R1 bis R11	Metallschichtwiderstand SIMEWID 0207; $P_{40} = 1,1$ W	B54321-B4***- (je nach Wert)
T1	pnp-Transistor BC 308B	Q62702-C286
T2	nnp-Transistor BC 237B	Q62702-C277

Tabelle 1 Stückliste nach Bild 1

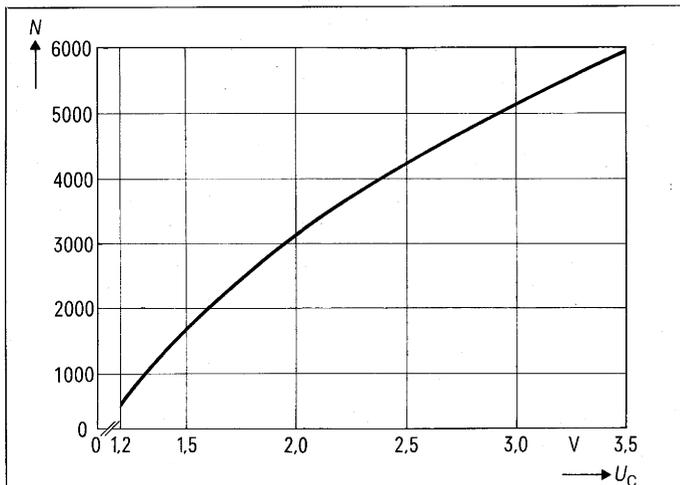
ISIS-II MCS-51 MACRO ASSEMBLER V2.0  
 OBJECT MODULE PLACED IN :FD:NLADCV.OBJ  
 ASSEMBLER INVOKED BY: ASM51 NLADCV.SRC

LOC	OBJ	LINE	SOURCE
		1	AD_CONVERSION segment CODE
		2	
----		3	RSEG AD_CONVERSION
		4	
		5	;PROGRAMM FUER EINEN EINFACHEN "A/D-WANDLER " NICHTLINEAR.
		6	
		7	;BENUTZTE AUSGAENGE: P1.0
		8	;BENUTZTE EINGAENGE: P1.1
		9	;TIMER 0 ALS 16 BIT TIMER (MOD01)
		10	;TIMERINTERRUPT WIRD BENUTZT UM TIMER 0 UEBERLAUFBIT ZURUECKZUSETZEN.
0000	8000	F	12 SJMP INIT
		13	
----		14	CSEG AT OBH ;INTERRUPT EBENE FUER TIMER 0
		15	
000B	00		16 NOP
000C	32		17 RETI
		18	
		19	;BEGINN DES A/D WANDLER PROGRAMMS
		20	
000D	758701		21 INIT: MOV TMOD,#01H ;TIMER 0 ALS 16 BIT TIMER
0010	D2AF		22 SETB EA ;ENABLE ALL INTERRUPTS
0012	D2A9		23 SETB IE.1 ;ENABLE TIMER 0 INTERRUPT
0014	D2B9		24 SETB IP.1 ;TIMER 0 HOECHSTE PRIORITAET
		25	
0016	782F		26 LOOP: MOV R0,#47D ;ANFANGSADRESSE FUER TIMER DATEN
0018	C290		27 CLR P1.0 ;KONDENSATOR AUFLADEN
001A	D291		28 SETB P1.1 ;DEFINIEREN DES EINGANGS
001C	E4		29 CLR A ;TIMER 0 HIGH BYTE LOESCHEN
001D	F58A		30 MOV TLO,A ;TIMER 0 LOW BYTE LOESCHEN
001F	F58C		31 MOV TH0,A
0021	D28C		32 SETB TR0 ;TIMER 0 STARTEN
0023	7902		33 MOV R1,#02H ;LADESCHLEIFE AUF 2 SETZEN
0025	308DFD		34 WAIT: JNB TFO,WAIT ;WARTEN AUF TIMER 0 UEBERLAUF
0028	D9FB		35 DJNZ R1,WAIT ;ZWEIMALIGER SCHLEIFENDURCHLAUF
002A	C28C		36 CLR TR0 ;TIMER 0 STOPPEN
002C	E4		37 CLR A
002D	F58A		38 MOV TLO,A ;TIMER 0 RUECKSETZEN
002F	F58C		39 MOV TH0,A
0031	D290		40 SETB P1.0 ;KONDENSATOR ENTLADEN
0033	D28C		41 SETB TR0 ;TIMER STARTEN
0035	3091FD		42 WAIT2: JNB P1.1,WAIT2 ;WARTEN BIS SCHWELLE ERREICHT
0038	C28C		43 CLR TR0 ;TIMER STOPPEN
003A	A68C		44 MOV @R0,TH0 ;D/A-WERT HIGH IN REGISTER 47
003C	08		45 INC R0 ;HIGH BYTE IN REGISTER UNGERADER ZAHL
003D	A68A		46 MOV @R0,TLO ;D/A WERT LOW IN REGISTER 48
003F	80D5		47 SJMP LOOP
		48	END

Tabelle 2 Assemblerprogramm



**Bild 2** Schematischer Verlauf der Entladung (e-Funktion) des Kondensators C1 von der Spannung  $U_C$  bis zur Spannung  $U_{ref}$ . Die Entladedauer wird vom Mikrocomputer ausgewertet (1 Zähltakt  $\triangleq 1 \mu s$ ). Mit der L-H-Flanke beginnt die Entladung und sie endet mit der H-L-Flanke an Port P1.0



Die hier gewählte Dimensionierung des Spannungsteilers R1, R2 in Kombination mit dem Heißleiter HL kann natürlich entsprechend den Anwendungsbedingungen geändert werden. In diesem Beispiel der Temperaturerfassung in Kühlgeräten mit dem Heißleiter K 243 entspricht der Spannungsbereich von 1,2 bis 3,5 V einem Temperaturbereich von etwa  $-20^\circ C$  bis  $+35^\circ C$ .

**Bild 3** Typischer Verlauf der Zählakte des Mikrocomputers in Abhängigkeit von der Spannung  $U_C$

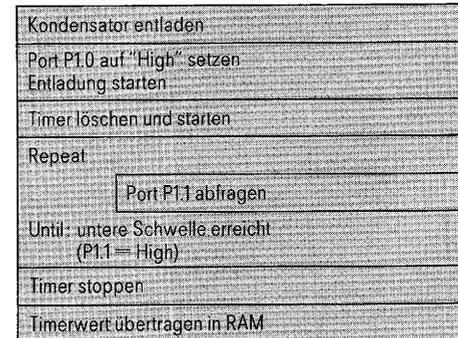
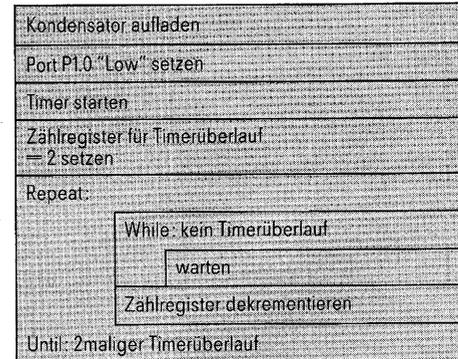
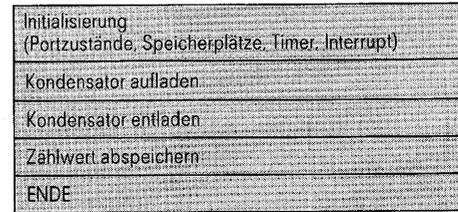
b) die Zeit zu messen, in der der Kondensator sich von  $U_C$  auf  $U_{ref} = 1 V$  entlädt und den ermittelten Wert abzuspeichern.

Von den Funktionen des SAB 8051 wird einer der beiden 16-bit-Zähler/Zeitgeber verwendet. Außerdem Port P1.0 als Ausgang der P1.1 als Eingang. Bei einer Quarzfrequenz von 12 MHz beträgt die Zeit für den Zähltakt des Mikrocomputers  $1 \mu s$ , so daß der größte Zählwert  $2^{16}$ , etwa 65 ms entspricht. Die Entladedauer des Kondensators errechnet sich aus

$$t = -RC \cdot \ln \frac{U_{ref}}{U_C}$$

wobei  $U_{ref} = 1 V$  beträgt und  $U_C$  im Bereich zwischen 1,2 und 3,5 V liegt. Es handelt sich dabei um einen logarithmischen bzw. exponentiellen Zusammenhang zwischen der Entladedauer und den beiden Spannungen. Der Mikrocomputer zählt die Entladedauer des Kondensators, bis dieser sich auf  $U_{ref}$  (1 V) entladen hat, was **Bild 2** verdeutlicht. Die Zuordnung der Zählwerte des Mi-

Struktogramm für eine nichtlineare A/D-Wandlung



**Bild 4** Struktogramm für eine nichtlineare A/D-Wandlung

crocomputers in Abhängigkeit von der Spannung  $U_C$  zeigt **Bild 3**. **Bild 4** zeigt das Struktogramm für die nichtlineare A/D-Wandlung, getrennt nach den drei Funktionsstufen: 1. Initialisierung, 2. Kondensator laden und 3. Kondensator entladen. **Tabelle 1** enthält die verwendeten Bauelemente der Schaltung nach **Bild 1** und das Assemblerprogramm ist in **Tabelle 2** aufgelistet.

Jürgen Schmidt, Karl Heinz Götz

## Siemens Bauteile Service

**Der Siemens Bauteile Service\*** ist der richtige Ansprechpartner für Ihre Bestellungen, gleichgültig ob es sich um Musterstückzahlen für die Erprobung, Schwerpunkttypen aus unserer SBS-Preis- und Lagerliste oder um andere Bauelemente aus unserem Gesamtspektrum handelt.

**Jetzt ist für Sie die Bestellung noch einfacher geworden:**

- **Unser Vertrieb Bauteile mit 15 Ansprechstellen in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) liegt auch in Ihrer Nähe und nimmt gerne Ihre Wünsche entgegen.**
- **Sofortdisposition im »on-line«-Datenverbund bei allen unseren Lieferquellen.**
- **Direktbestätigung, wenn Sie telefonisch bestellen.**
- **Schwerpunkttypen versandbereit ab Lager.**

Bitte bestellen Sie Ihren **Sofortbedarf** anhand unserer **SBS-Preis- und Lagerliste**, die – sofern sie nicht bereits vorliegt – Ihnen der Infoservice, Postfach 156, D-8510 Fürth 2, gerne kostenlos zusendet (Bestell-Nr. B/2790, Ausgabe 4/83).

Wenden Sie sich auch hier mit ihrer Bestellung direkt an unseren Vertrieb Bauteile bei der nächstgelegenen Geschäftsstelle. Die Auslieferung von Schwerpunkttypen erfolgt kurzfristig.

### So können Sie bestellen:

- mit Siemens-Bestellkarte (liegt jeder SBS-Preis- und Lagerliste bei),
- per Telex bzw. Teletex,
- per Telefon,
- per Telekopierer,
- mit Ihrem firmeneigenen Bestellformular oder
- mit formlosem Schreiben.

Bitte geben Sie bei Bestellungen die Bestellnummer und den Bauteiltyp an.

\* Der Siemens Bauteile Service kann nur Bestellungen aus der Bundesrepublik Deutschland oder Berlin (West) abwickeln. Unsere Kunden in anderen Ländern werden von den jeweiligen Siemens-Landesgesellschaften oder -Vertretungen betreut. Ein vollständiges Verzeichnis der Anschriften finden Sie z. B. in den Siemens-Datenbüchern.

## Dynamische RAM-Speicherbaugruppen für AMS- und SMP-Systeme

Als neue Baugruppen der AMS-Systemfamilie stehen ab sofort drei leistungsfähige dynamische Schreib-/Lesespeicher (RAM) bereit:

- **AMS-M110: 128 Kbyte dynamisches RAM,**
- **AMS-M111: 256 Kbyte dynamisches RAM,**
- **AMS-S111: 256 Kbyte dynamisches RAM (Steckmodul zur Erweiterung der Speicherkapazität der Baugruppe AMS-M111).**

Mit dem Steckmodul **AMS-S111** ist ohne sonstige Änderungen die Baugruppe **AMS-M111** auf 512 Kbyte nachrüstbar, wobei einschließlich Steckmodul

nur ein Einbauplatz von der Baugruppe belegt wird. Alle Baugruppen sind mit 64 kbit-Speicherbausteinen aufgebaut. Die Anfangsadresse des Speicherbereichs ist im 1-Mbyte-Adreßraum als beliebiges Vielfaches von 4 Kbyte einstellbar. Über den AMS-M-Bus kann zusätzlich innerhalb des 16-Mbyte-Adreßraums der 1-Mbyte-Adreßblock ausgewählt werden. Eine Wire-Wrap-Verbindung auf der Baugruppe oder auf der Rückwandbaugruppe ermöglicht das Auswählen der Busschnittstelle (AMS-M oder SMP-M) durch den Anwender. Außerdem ist eine Parityprüfung möglich. Nach einem Lesezyklus steht das Signal **PARITY** zur Verfügung, das mit Low-Pegel einen Parityfehler anzeigt. Die Baugruppen sind mit allen Zentralcomputern gemäß der neuen AMS-M-Busspezifikation kompatibel. Die Zugriffszeit für einen Lesevorgang beträgt 290 ns.

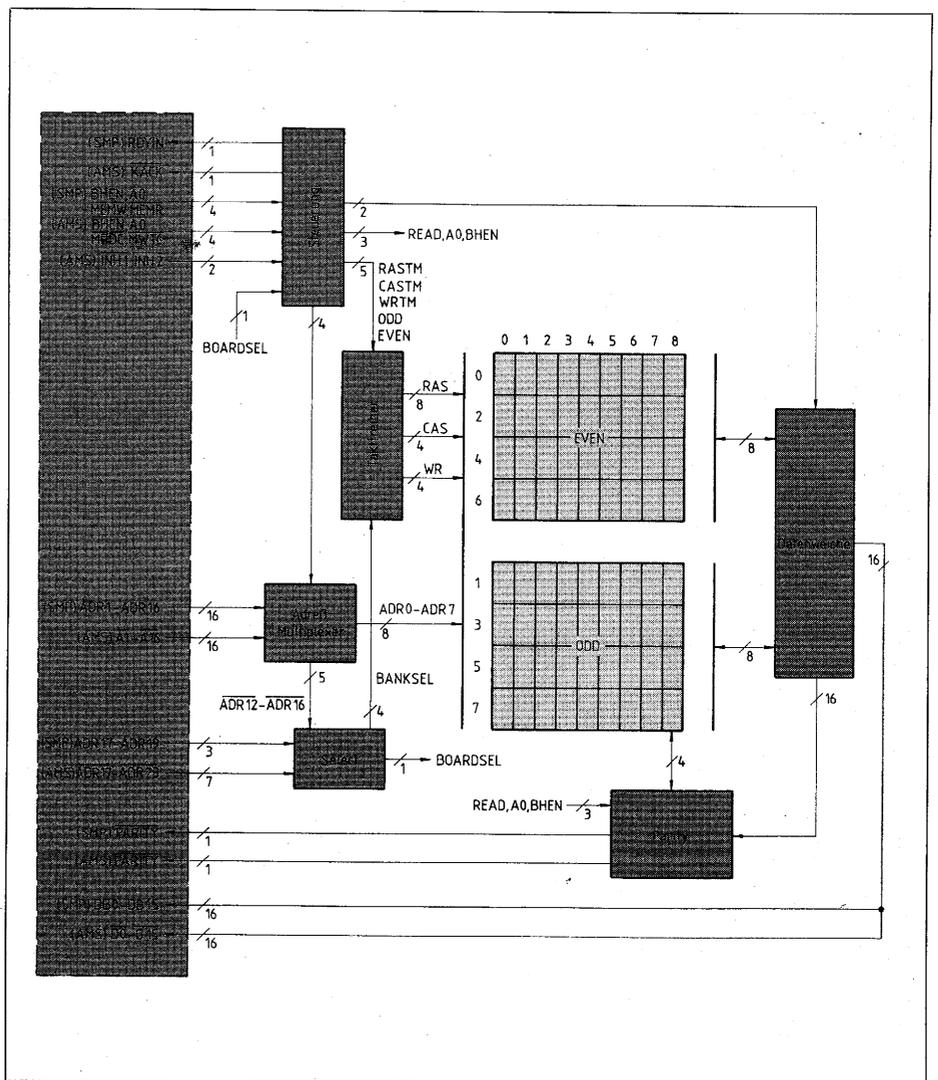


Bild 1 Blockschaubild der RAM-Speicherbaugruppen AMS-M110 und AMS-M111

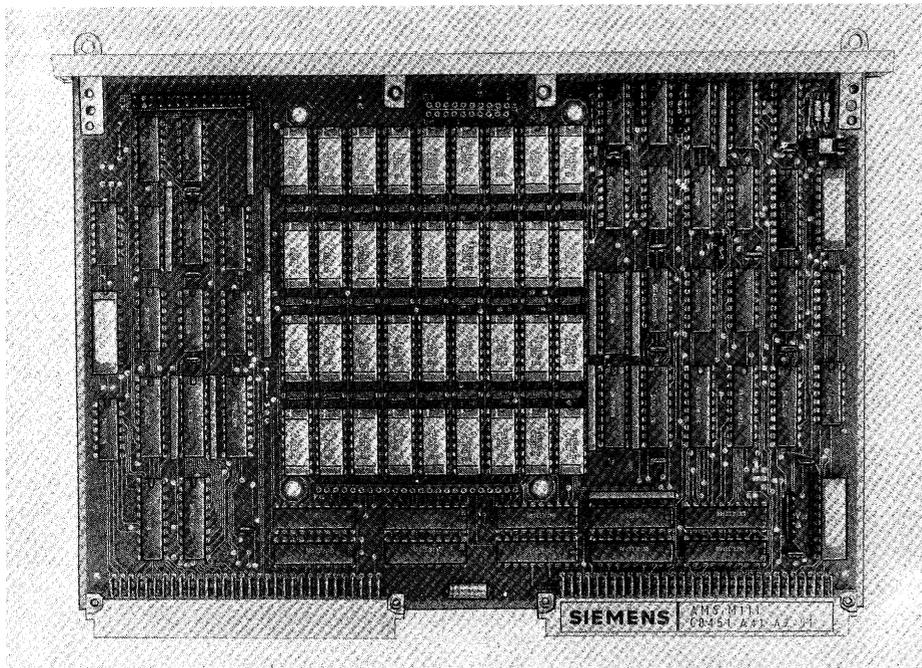


Bild 2 Dynamische RAM-Speicherbaugruppe AMS-M111

**Technische Kurzdaten**

- Speicherkapazität 128 bis 512 Kbyte,
- Zugriffszeit (Lesen) 290 ns,
- Parityprüfung; Interruptsignal bei Parityfehler,
- Refreshsteuerung auf der Baugruppe,
- Busschnittstellen geeignet für  
AMS-M-Bus } wahlweise einstellbar  
SMP-M-Bus } mit Wire-Wrap-Brücke;
- AMS-M110 und AMS-M111 haben je zwei 96polige Messerleisten nach DIN 41612,
- Versorgungsspannung 5 V, ±5%;  
Stromaufnahme für AMS-M110 2,3 A (typ.) und für AMS-M111 2,35 A (typ.).

Der neue SMP-M-Bus wird nachfolgend kurz beschrieben:

**SMP-M-Bus**

Der SMP-M-Bus ist ein um 13 Signale erweiterter SMP-Bus mit

- Erweiterung des Datenbusses von 8 auf 16 bit,
- Erweiterung des Adreßbusses von 16 auf 20 bit,
- Erweiterung der Steuersignale um das Signal BHEN zur Freigabe der höherwertigen Datenworthälfte (DB 8 bis DB 15).

Wie der SMP-Bus, arbeitet auch der SMP-M-Bus synchron und monomasterfähig. Die breiteren Datenwörter von 16 bit erlauben jedoch das Ansteuern eines Speicheradreßraumes von 1 MByte. Durch den Einbau des SMP-M-Busses in den AMS-M-Busverbund

stehen dem AMS-Anwender auch die über 100 Baugruppen des SMP-Systems zur Verfügung. Außerdem wird auch ein nahtloser Übergang von 8-bit-Monomastersystemen auf 16- oder 32-bit-Multimastersysteme ermöglicht.

Eine ausführliche Beschreibung der hier vorgestellten AMS-Baugruppen sowie des SMP-M-Busses finden Sie in unserer Systembeschreibung 1983/84 »Mikrocomputer-Baugruppensystem AMS«, kostenlos beziehbar mit der Bestell-Nr. B/2912 bei **Siemens AG, Infoservice, Postfach 156, D-8510 Fürth 2**

Typ
Bestell-Nr.
AMS-M110 C8451-A41-A1
AMS-M111 C8451-A41-A2
AMS-S111 C8451-A44-A10 (Steckmodul)
Lieferhinweis: Kurzfristig lieferbar

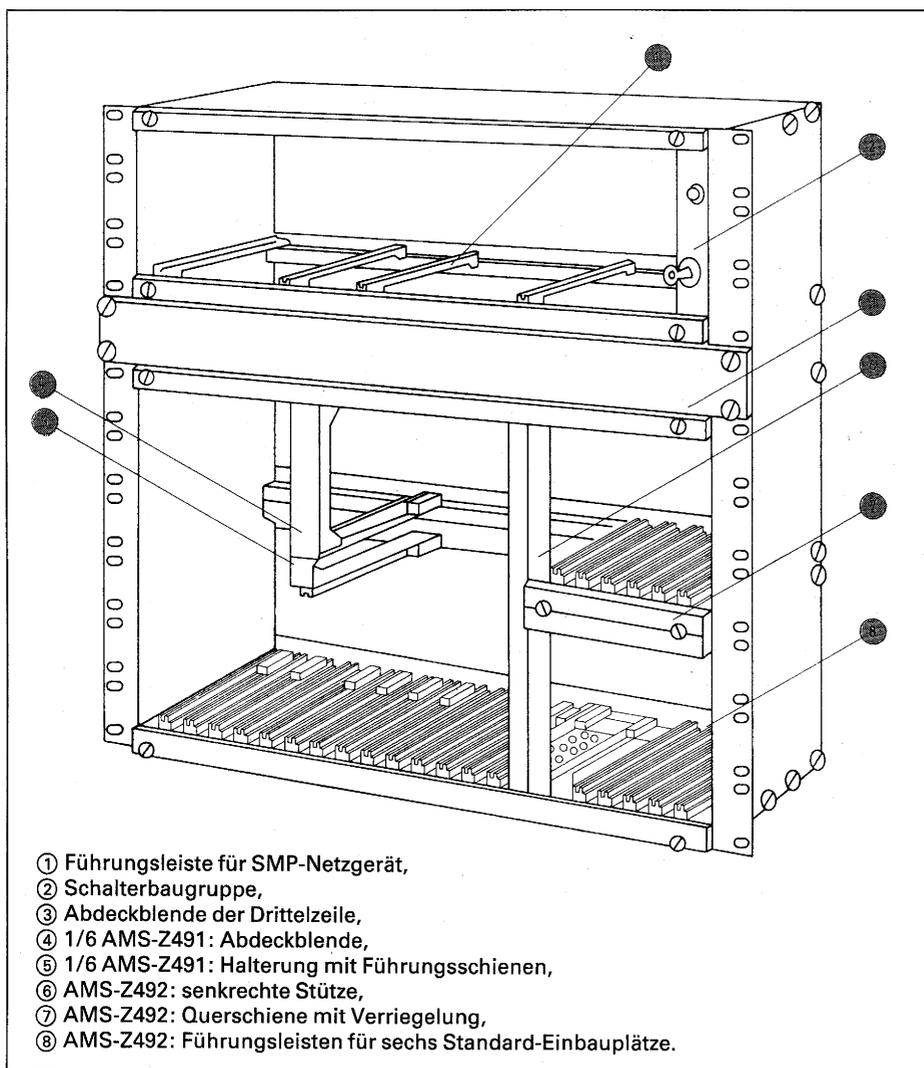
**AMS- und SMP-Baugruppenträger: Systemmodul AMS-SYS 61**

AMS ist eine modulares Mikrocomputer-Baugruppensystem der gehobenen Leistungsklasse mit Baugruppen im Doppelseuropaformat (160 mm × 233,4 mm). Wegen seiner zukunftsweisenden Multimasterfähigkeit und Mehrfachbusstruktur erlaubt es eine sehr weitgehende Anpassung an die Leistungsanforderungen der unterschiedlichsten Aufgaben. Will man die AMS-Zentralcomputer um zusätzliche Funktionen erweitern (z. B. Ein-/Ausgabebaugruppen mit Optokopplern oder Lichtwellenleiterbaugruppen zur Datenübertragung), so bietet sich das SMP-System an.

SMP ist ein modulares Mikrocomputer-Baugruppensystem im Einfacheuropaformat 100 mm × 160 mm, basierend auf den weltweit eingesetzten Mikroprozessorfamilien 8080/85/88. Dieses universell einsetzbare System eignet sich vor allem für Industrieanwendungen in den Bereichen Messen, Steuern und Regeln, aber auch für die verschiedensten Aufgaben in der Datenverarbeitung. Es stehen über 100 Hard- und Softwaremodule zur Verfügung. Als Baugruppenträger für die Kombination von AMS- und SMP-Baugruppen (Doppel- und Einfacheuropaformat) stellen wir unter der Typenbezeichnung **AMS-SYS 61** einen universell einsetzbaren Baugruppenträger mit dem entsprechenden Zubehör vor, der in seiner Konzeption auch auf den neuen AMS-M-Busverbund (s. Siemens Components 21 (1983) Heft 5, Seite 204 bis 206) abgestimmt ist.

**Systemmodul AMS-SYS 61, Funktion und Eigenschaften**

Die Konstruktion des AMS-SYS 61 orientiert sich am bekannten Einbausystem ES 902 mit Schirmblechen (Seitenwände und Rückwand) und Verriegelungsschienen, s. Bild 1. Von oben nach unter gliedert sich der Modul in einen einzeligen, einen 1/3zeiligen (im Bild mit Abdeckblende) und einen doppelzeiligen Abschnitt. Die obere Einfachzeile ist zur Aufnahme von Netzgeräten aus dem Baugruppensystem SMP vorgesehen. Der Einbauplatz ganz rechts in dieser Zeile ist durch ein Standardmodul belegt. Es besteht aus einer Leiterplatte mit den



- ① Führungsleiste für SMP-Netzgerät,
- ② Schalterbaugruppe,
- ③ Abdeckblende der Drittelzeile,
- ④ 1/6 AMS-Z491: Abdeckblende,
- ⑤ 1/6 AMS-Z491: Halterung mit Führungsschienen,
- ⑥ AMS-Z492: senkrechte Stütze,
- ⑦ AMS-Z492: Querschiene mit Verriegelung,
- ⑧ AMS-Z492: Führungsleisten für sechs Standard-Einbauplätze.

Bild 1 Systemmodul AMS-SYS 61

Abmessungen 100 mm × 160 mm, an der eine schmale Frontplatte befestigt ist. Der Frontplatte trägt einen Netzschlüsselschalter und eine Rücksetztaste. Auf der Rückseite des Baugruppenträgers ist ein Kaltgerätestecker montiert, der mit dem Netzschlüsselschalter verdrahtet ist. Für den Anschluß der Netzgeräte sind am Netzschlüsselschalter bereits Anschlußlitzen angelötet. Als Zubehör des Systemmoduls AMS-SYS 61 werden je sechs obere und untere Führungsleisten mitgeliefert, die nach Bedarf in der Einfachzeile zum Einschleiben der Netzgeräte einmontiert werden können. Für den Netzanschluß liegt ein 2 m langes Standardnetz Kabel bei, ausgerüstet an einem Ende mit umspritztem Schuko-Stecker nach DIN 49441, am anderen Ende mit umspritzter Kaltgerätekupplung nach DIN 49457. Für den Anschluß der Betriebsspannung sind im Systemmodul AMS-SYS 61 fünfzehn Anschlußkabel beigelegt. Die Kabel sind 0,5 m lang und tragen einseitig Steckhülsen. Das andere Ende der Kabel ist frei. Die Steckhülsen werden auf Flachstecker auf der Rückseite der Rückwand-Busbaugruppen aufgesteckt.

Der mittlere, 1/3zeilige Abschnitt ist frontseitig mit einer abschraubbaren Blende abgedeckt. Dieser Abschnitt ist für den eventuell notwendigen Einbau eines Ventilators vorgesehen.

Der untere, doppelzeilige Abschnitt des Baugruppenträgers ist mit Führungsleisten (21 Paar) bestückt und bietet damit in der gesamten Breite 21 Einbauplätze für AMS-Standardbaugruppen. In der oberen Zeile dieses Abschnitts ist der Einbau einer Busbaugruppe aus der Reihe **AMS-M401-A\*\***, in der unteren Zeile der Einbau einer Busbaugruppe aus der Reihe **SMP-S401-A\*\*** vorgesehen. Diese Busbaugruppen gehören nicht zum Lieferumfang des Systemmoduls AMS-SYS 61 und müssen gesondert bestellt werden. Bestellangaben sind der **Tabelle** zu entnehmen. Um innerhalb des doppelzeiligen Abschnitts auch die im EinbaueuropafORMAT ausgeführten SMP-Standardbaugruppen an die Busbaugruppe SMP-S401-A\*\* stecken zu können, wird weiteres Zubehör als Einbauhilfe angeboten. Zum ersten gibt es unter der Typenbezeichnung **AMS-Z491** ein Paket von sechs Halterungen mit je einem Paar Führungsleisten und einer Abdeckblende (Position 4, 5 in Bild 1). Die Halterungen können an der hinteren Schiene des Baugruppenträgers an beliebigen Einbauplätzen montiert werden. Die an dem betreffenden Einbau-

Typ	Bezeichnung, Lieferumfang	Bestell-Nr.
	Busbaugruppe für AMS-System mit n Standard-Einbauplätze	
AMS-M401-A5	n= 5	C8451-A38-A5
AMS-M401-A9	n= 9	C8451-A38-A9
AMS-M401-A12	n= 12	C8451-A38-A12
AMS-M401-A21	n= 21	C8451-A38-A21
	Busbaugruppe für SMP-System mit n Standard-Einbauplätze	
SMP-S401-A 1	n= 21	C8451-A1-A151
SMP-S401-A 5	n= 5	C8451-A1-A155
SMP-S401-A 7	n= 7	C8451-A1-A157
SMP-S401-A10	n= 10	C8451-A1-A160
SMP-S401-A12	n= 12	C8451-A1-A162
SMP-S401-A14	n= 14	C8451-A1-A164
AMS-Z491	6 Halterungen mit 2 × 6 Führungsschienen, 6 Abdeckblenden	C8117-A600-D1
AMS-Z492	1 Stütze, 1 Querschiene mit Verriegelung, 2 × 6 Führungsschienen	C8117-A600-D2
AMS-Z493	1 Stütze, 1 Querschiene mit Verriegelung, 2 × 10 Führungsschienen	C8117-A600-D3

\* Das hier aufgeführte Zubehör gehört nicht zum Lieferumfang des AMS-SYS 61; bitte gesondert bestellen.

Tabelle Zubehör\* zum AMS-SYS 61

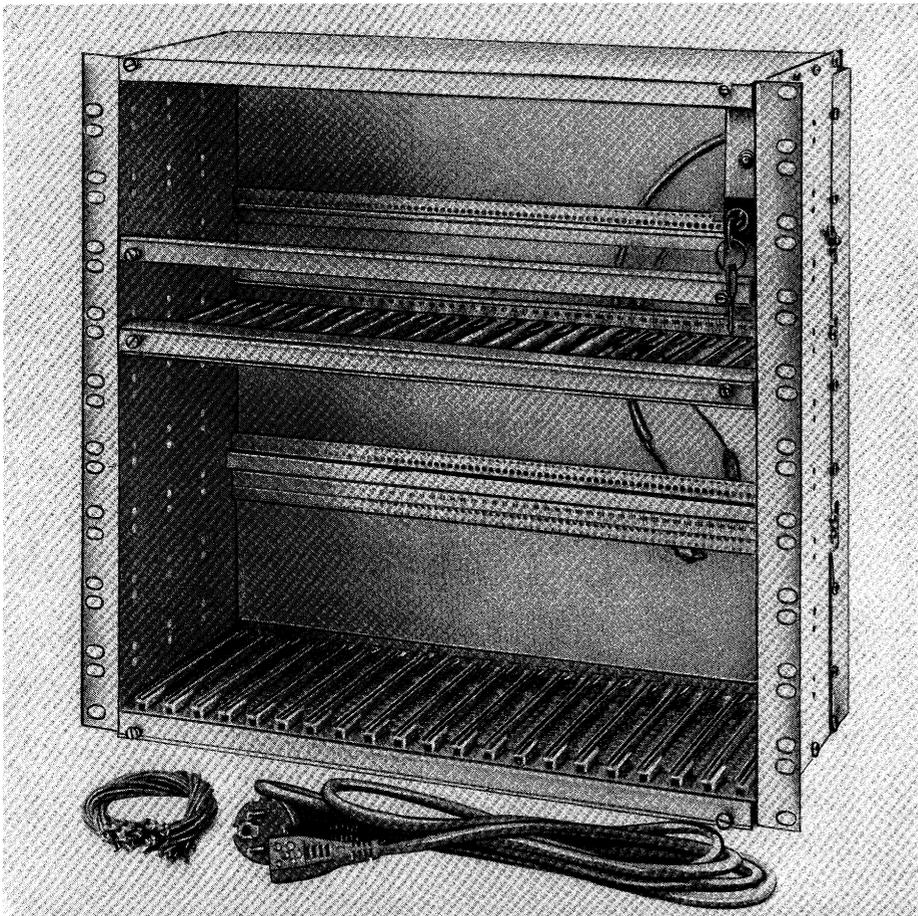


Bild 2 Ansicht des Systemmoduls AMS-SYS 61

platz nicht benötigte Zeile wird vorne mit Hilfe einer Blende abgedeckt. Zum zweiten steht in dem Paket **AMS-Z492** bzw. **AMS-Z493** eine senkrechte Stütze mit Querschienen und Verriegelung sowie Führungseisen für 6 bzw. 10 nebeneinanderliegende Standard-Einbauplätze zur Verfügung (Position 6, 7, 8 in Bild 1). Die senkrechte Stütze nimmt innerhalb des Baugruppenträgers einen Einbauplatz ein. Auch hierzu sind die benötigten Bestellangaben in der **Tabelle** enthalten.

**Abmessungen**

484 mm × 445 mm × 245 mm  
(Breite × Höhe × Tiefe)

**Zubehör (im Lieferumfang enthalten):**

21 Paar Führungsleisten für AMS-Baugruppen,  
10 Paar Führungsleisten für Netzgeräte,  
15 Anschlußlitzen je 0,5 m zum Anschließen der Betriebsspannungen, ein Ende mit Stecker, das andere Ende frei;  
Standard-Netzanschlußkabel, 2 m lang, eine Seite mit umspritztem Schuko-strecker nach DIN 49441, andere Seite mit umspritzter Kaltgerätekupplung nach DIN 49457.

**Empfohlenes Zubehör:**

SMP-Bus-Baugruppen SMP-S401-A.,  
AMS-M-Bus-Baugruppen AMS-M401-A.,  
mechanisches Zubehör zur Kombination von Einfach- und Doppeleuropabaugruppen AMS-Z491, AMS-Z492, AMS-Z493,  
Lüfter-Einschub.

Weitere Informationen zum AMS-System enthält unsere neue Druckschrift »Mikrocomputer-Baugruppensystem AMS«. Sie erhalten diese Druckschrift mit der Bestell-Nr. B/2912 kostenlos von:

**Siemens AG,  
Infoservice,  
Postfach 156,  
D-8510 Fürth 2**

Typ
Bestell-Nr.
<b>AMS-SYS 61</b> <b>C8117-A601-A1</b>
Lieferhinweis:
<b>AMS-SYS 61 und Zubehör ist kurzfristig lieferbar</b>

**Digitale Vermittlungstechnik: STU-2050 – das Anwenderboard für den Peripheral Board Controller (PCB) PEB 2050**

Der **PEB 2050** ist ein hochkomplexer, intelligenter NMOS-Baustein, der für den Einsatz in der nächsten Generation von digitalen Telefonvermittlungssystemen konzipiert wurde. Er bildet das Interface zwischen den Teilnehmeranschlüssen und den PCM-Leitungen bzw. der zentralen MC-Steuerung. Seine wesentlichen Aufgaben sind:

- digitale Vermittlung und Konzentration,
- Überwachung der zeitschlitzorientierten PCM-Kanäle sowie
- Verarbeitung von Kontroll-, Einstell- und Signalisierungsinformationen.

Das Anwenderboard **STU-2050** ermöglicht eine rasche, bequeme Einarbeitung in die komplexen Funktionen des **PBC**. Die mitgelieferte, ausführliche Beschreibung bietet dem Benutzer die Möglichkeit, alle Funktionen des **PBC** zu testen, systemnahe Erprobungen durchzuführen und mit Hilfe eines MC-Entwicklungsplatzes die anwendungsspezifische System-Software zu entwickeln.

**Kurzbeschreibung**

Der **PBC** ist als Peripheriebaustein an ein 8031-MC-System angeschlossen. Der Anwender hat die Möglichkeit, eigene Programme für den Mikrocomputer 8031 zu schreiben und somit spezielle Anwendungsfälle zu realisieren. Dies erfordert einen MC-Entwicklungsplatz mit einem **IN CIRCUIT EMULATOR ICE-51**.

Für eine Ein-/Ausgabeeinheit steht die **RS 232C/V.24**-Schnittstelle zur Verfügung (Receiver, Transmitter). Für Anwender ohne MC-Entwicklungsplatz kann das Anwenderboard mit der vorhandenen Software und einem Terminal mit serieller Schnittstelle verwendet werden. Von dem Terminal, das zur Ein-/Ausgabe benutzt wird, werden die **PBC-Register** mit den entsprechenden Namen (siehe **PBC-Technical Description, Part 1**) angesprochen, z. B. **ABR = 78**. Dadurch können die verschiedenen **PBC-Funktionen** eingestellt bzw. Daten gelesen und geschrieben werden (z. B. Zeitschlitzzeinstellung, Einstellung des **PCM-Systems**, **HDLC-Meldung**, Lesen der **Status-Register**, usw.).

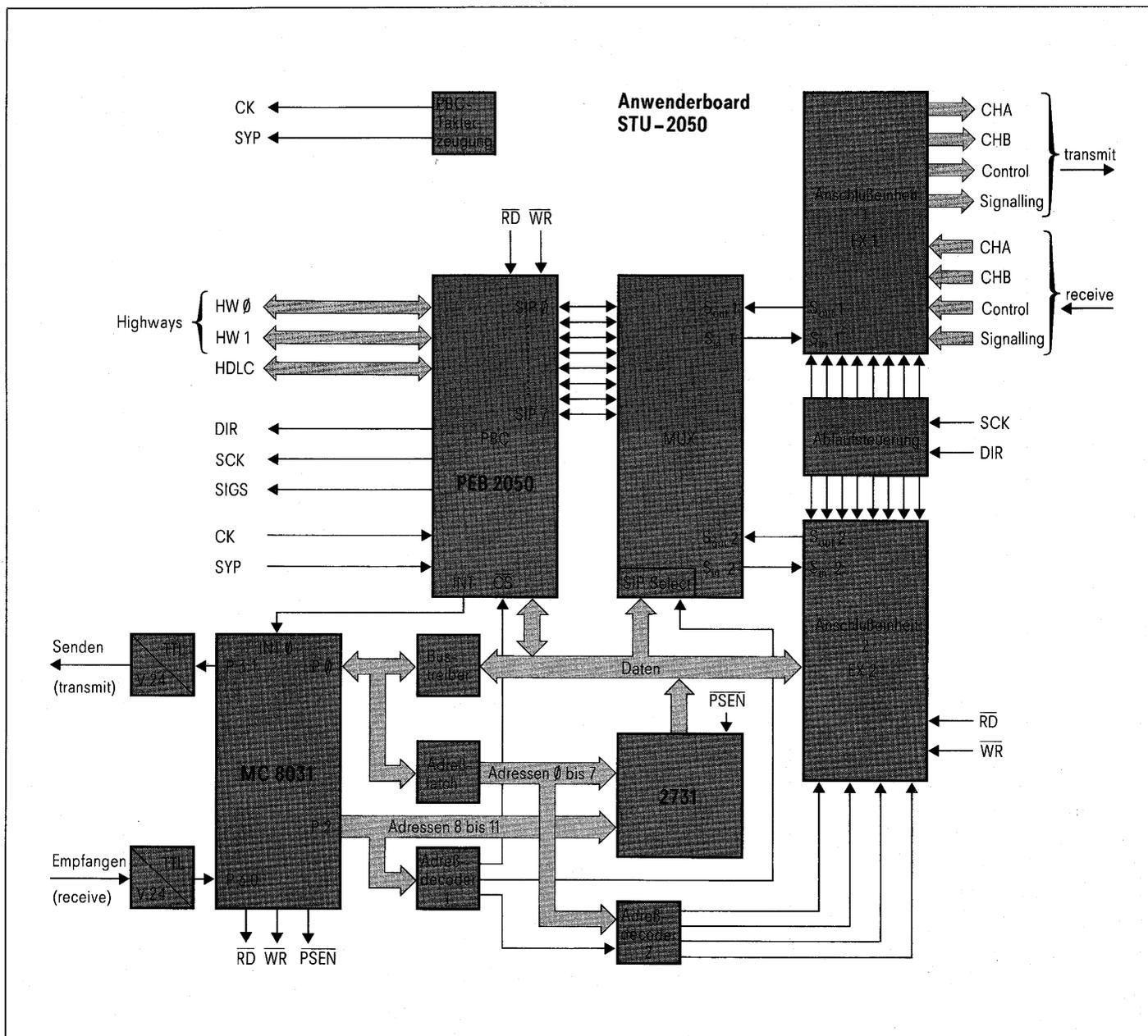


Bild 1 Blockschaubild für das Anwenderboard STU-2050

**Die Schaltung des Anwenderboards läßt sich in folgende Funktionsblöcke aufteilen (s. Bild 1):**

- PBC: Peripheral Board Controller PEB 2050,
  - MC: Mikrocomputer 8031 (8051) mit Programmspeicher und Treiber,
  - MUX: Multiplexer zur Auswahl der SIP-Leitungen (SIP = Serial Interface Port),
  - EX1, EX2: zwei Anschlußeinheiten mit der Ablaufsteuerung.
- Zur Erfüllung der verschiedenen Funktionen sind im Anwenderboard folgende Schnittstellen realisiert:
- doppelt ausgeführte PCM-Schnittstelle (Highway HW 0, HW 1),

- schnelle serielle Schnittstelle (HDLC),
- serielle Schnittstelle zum Mikrocomputer (Receiver, Transmitter),
- Codec-Schnittstelle (CHA Rec, CHB Rec usw.) über Anschlußeinheit 1, EX 1.

**Serielle Schnittstelle zum Mikrocomputer**

An die serielle Schnittstelle ist jedes Terminal oder jeder Fernschreiber mit einer RS 232C/V.24-Schnittstelle (25poliger D-Subminiaturstecker) anschließbar. Die Baudrate läßt sich mit einem DIL-Schalter einstellen.

**Codec-Schnittstelle (Anschlußeinheiten 1 und 2)**

In den Anschlußeinheiten werden die vom PBC seriell ankommenden Daten parallel gewandelt und in entsprechende Register abgespeichert. Die Daten für CHA, CHB, Control und Signalling stehen danach parallel als 8-bit-Daten zur Verfügung (Empfangsrichtung, receive). In umgekehrter Richtung werden die parallelen 8-bit-Daten seriell gewandelt und zum PBC gesendet (Senderichtung, transmit). Die 8-bit-Daten (receive und transmit) der **Anschlußeinheit 1** sind auf eine Steckerleiste geführt und stehen dem Anwender hardwaremäßig zur Verfügung.

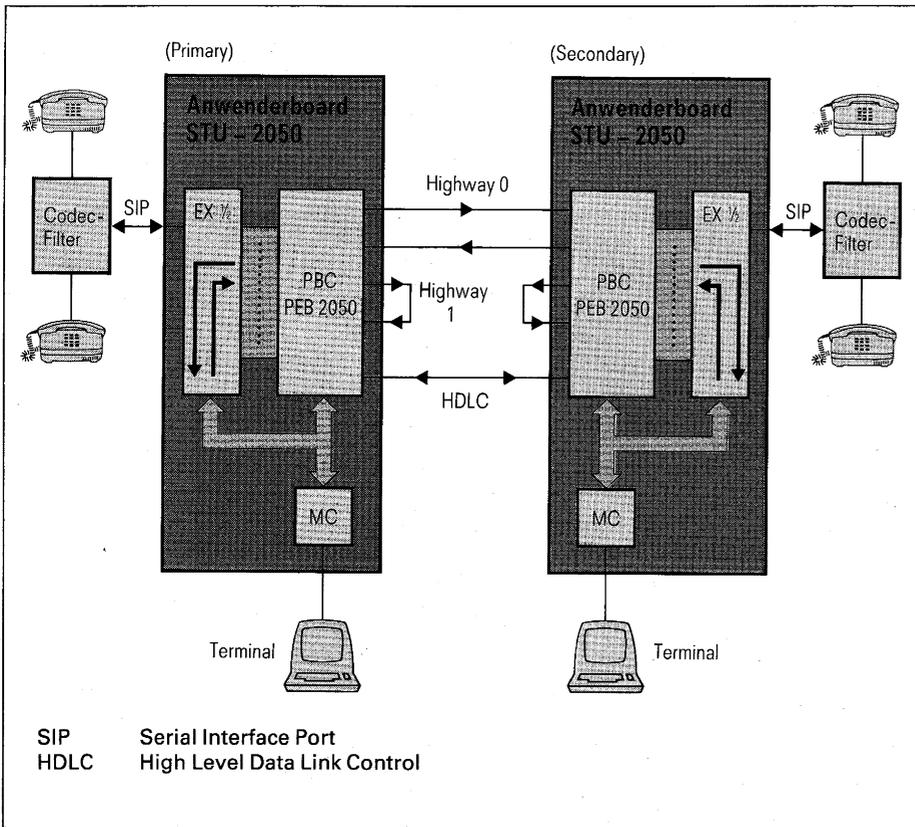


Bild 2 Typische Einsatzmöglichkeit für das Anwenderboard STU-2050

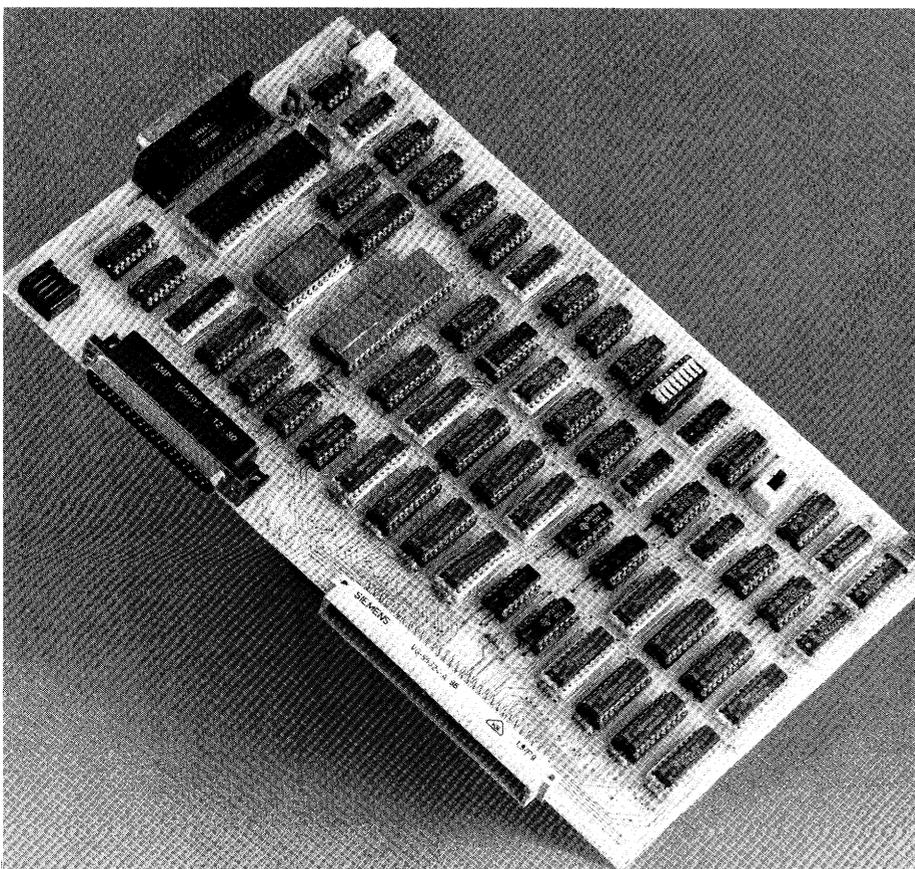


Bild 3 Ansicht des Anwenderboards STU-2050 mit dem Peripheral Board Controller PEB 2050 (in der linken Bildhälfte zu sehen)

Der Anwender hat die Möglichkeit, hier verschiedene Codecs und periphere Schaltungen anzuschließen.

Von der **Anschlußseinheit 2** werden die Daten auf den MC-Datenbus geführt. Sie können vom Mikrocomputer mit Hilfe einer Adresse angesprochen werden.

Eine typische Einsatzmöglichkeit des Anwenderboards STU-2050 zeigt **Bild 2**.

**Weitere Informationen**

Ausführliche technische Daten und detaillierte Beschreibungen für den Peripheral Board Controller PEB 2050 finden Sie in den nachfolgend genannten Druckschriften, die Sie beziehen können von:

**Siemens AG,  
Infoservice,  
Postfach 156,  
D-8510 Fürth 2**

- Datenblatt PEB 2050, englisch; kostenlos.
- Technical Description, Part 1, Bestell-Nr. B/2684.101. Detaillierte Funktionsbeschreibung; englisch; kostenlos.
- Technical Description, Part 2, Bestell-Nr. B/2920.101, Anwenderbeschreibung mit Software-Information; englisch; kostenlos.
- Übersichtsfaltblatt in Deutsch (B/2807) und Englisch (B/2897.101); kostenlos.
- Data Book 1983/84: »ICs for Telecommunications«, Bestell-Nr. B/2798.101; Schutzgebühr 10,- DM.

Bitte beachten Sie auch den Beitrag über den PBC in Siemens Components 20 (1982) Heft 6, Seite 206 bis 207.

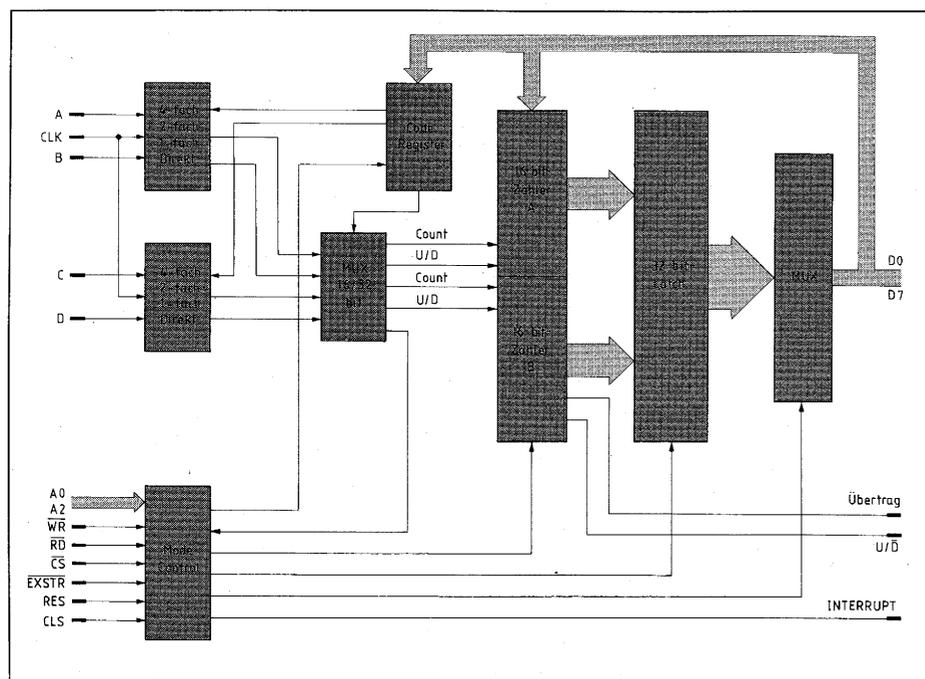
Typ
Bestell-Nr.
STU-2050
Q67100-Z166
Lieferhinweis:
Kurzfristig lieferbar

# MC-kompatibel: Universell programmierbarer Zähler mit Flankenauswerteschaltung

Der neue Baustein **S360 B114** in  $I^2L$ -Technik enthält jeweils zwei voneinander unabhängige, jedoch intern kaskadierbare 4fach-, 2fach- und 1fach-Taktschaltungen, zwei 16-bit-Zähler, ein 32-bit-Latch sowie Funktions- und Kontrolllogikschaltungen.

Die Steuerung der IS erfolgt über den 8-bit-Datenbus eines Mikroprozessors, einen 3-bit-Adreßbus sowie weitere MC-Steuerleitungen, s. **Bild 1**.

Gegenüber einem Aufbau mit Standard-IS ergeben sich beim Einsatz der LSI-Schaltung **S360 B114** erhebliche Platz- und Kostenersparnisse. Ein ausführliches Datenblatt erhalten Sie von  
**Siemens AG,  
Infoservice,  
Postfach 156,  
D-8510 Fürth 2**



**Bild 1** Blockschaltbild S360 B114

### Technische Kurzdaten des S360 B114

Taktfrequenz, max. 3 MHz  
Verlustleistung, max. 400 mW  
28poliges DIP-Gehäuse

### Anwendungen:

- Pulsbreitenmessung und Frequenzmessung über Direkteingänge bei einer maximalen Taktfrequenz von 3 MHz,
- x-, y- und z-Steuerungen,
- elektronische Maus (Handeingabegerät für Grafik auf Bildschirmen),
- elektronische Schieblehre,
- Waagen.

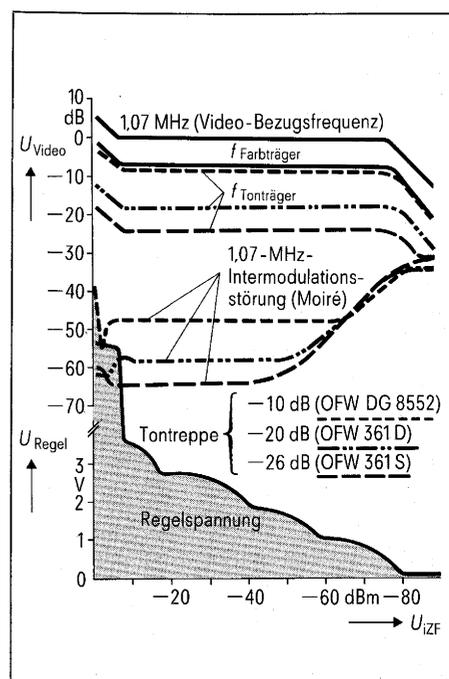
Typ  
Bestell-Nr.

**S360 B114**  
**Q67000-Y555-V114**

Lieferhinweis:  
Kleine Stückzahlen zur  
Erprobung sind kurzfristig  
lieferbar

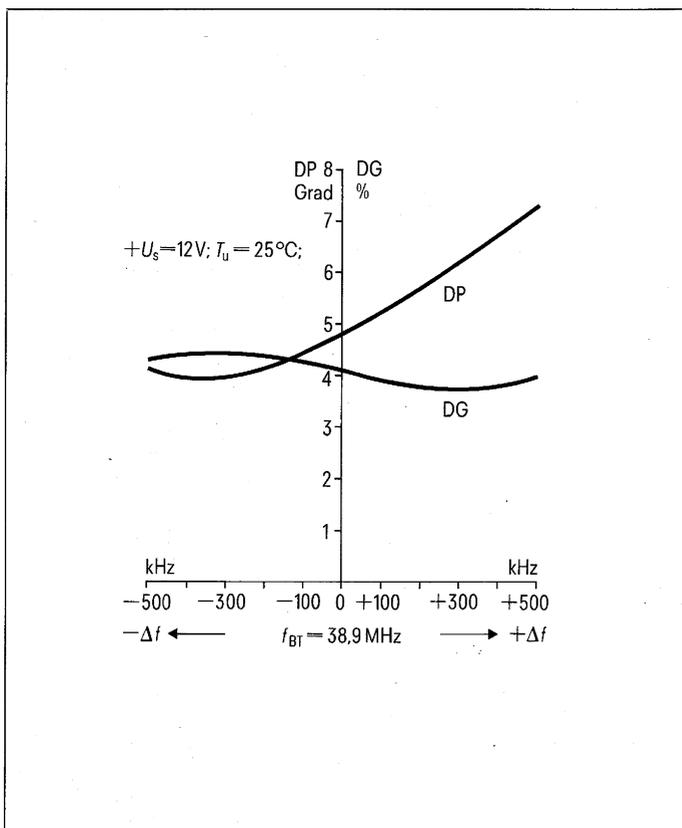
# Weiterentwickelte Video-ZF-Verstärker nach modularem Konzept

Mit den hier vorgestellten weiterentwickelten Video-ZF-Verstärkern bieten wir unseren Kunden fortschrittliche Bausteine an, die den hohen Anforderungen beim Einsatz in modernen TV-Geräten gerecht werden. Das modulare Bausteinkonzept nimmt Rücksicht auf die verschiedenen technischen Geräteausführungen (z. B. pnp /npn-Tuner, positive oder negative AFC-S-Kurve), bietet jedoch außerdem bisher nicht erreichte technische und wirtschaftliche Vorteile, wie

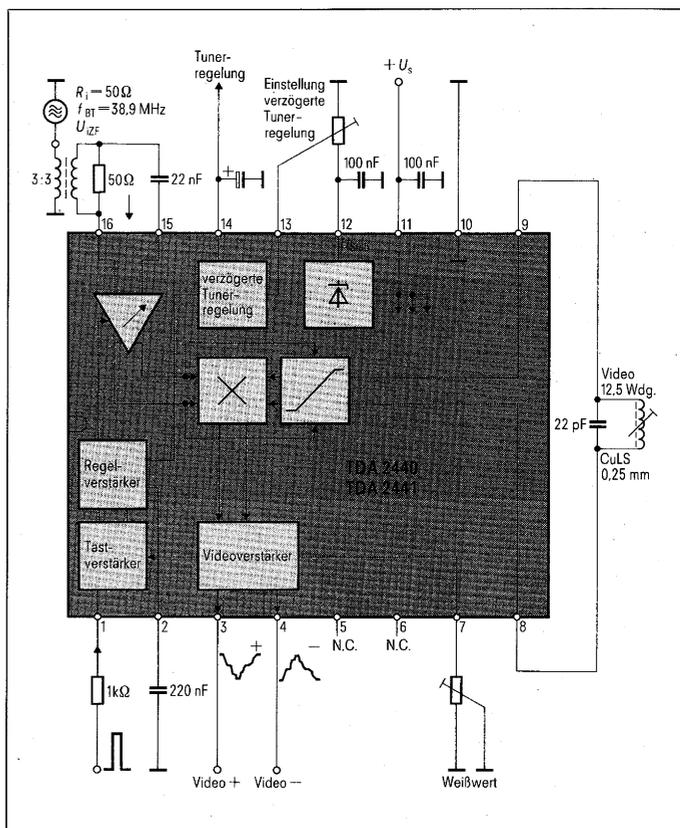


Parameter: LIOB-Oberflächenwellenfilter mit unterschiedlicher Absenkung der Tontreppe. Das hervorragende Intermodulationsverhalten der neuen Video-ZF-Verstärker erlaubt den Einsatz von Oberflächenwellenfiltern mit auf -10 dB angehobener Tontreppe (Standard bisher -26 dB). Der Signal-Rauschabstand wird auf diese Weise auch bei schwachen Eingangssignalen erheblich verbessert.

**Bild 1** Typischer Pegelverlauf des Farb- und Tonträgers sowie der 1,07-MHz-Intermodulationsstörung an den Videoausgängen der IS (positiv oder negativ gerichteter Ausgang) in Abhängigkeit vom ZF-Eingangssignal  $U_{IZF}$



**Bild 2** Differentielle Phase DP und differentielle Verstärkung DG als Funktion der Bildträgerverstimmung für alle neuen Bild-ZF-Bausteine



**Bild 3** Blockschaltbild und externe Beschaltung des TDA 2440 (pnp-Tuner) und TDA 2441 (npn-Tuner)

- rationellere Geräteproduktion durch einheitliches Platinenlayout für alle hier vorgestellten neuen Typen,
- noch weiter reduzierte externe Beschaltung,
- erheblich verbesserte technische Daten, vor allem bezüglich der differentiellen Phase (DP) und der differentiellen Verstärkung (DG),
- Bausteinvarianten für die unterschiedlichen Tunerkonzepte, AFC-Regelprinzipien und Normen; auch mit Videoschnittstelle.

Zusammen mit den im ZF-Signalweg vorgeschalteten kompakten LIOB®-Oberflächenwellenfiltern ergeben sich äußerst kostengünstige und hochwertige Lösungen.

**Besondere Merkmale – technische Funktion**

- Der neuentwickelte, kapazitiv gekoppelte, regelbare Breitbandverstärker (vierstufig) hat die Gesamteigenschaften der Bild-ZF-Verstärker-IS erheblich verbessert. Die rauscharme, symmetri-

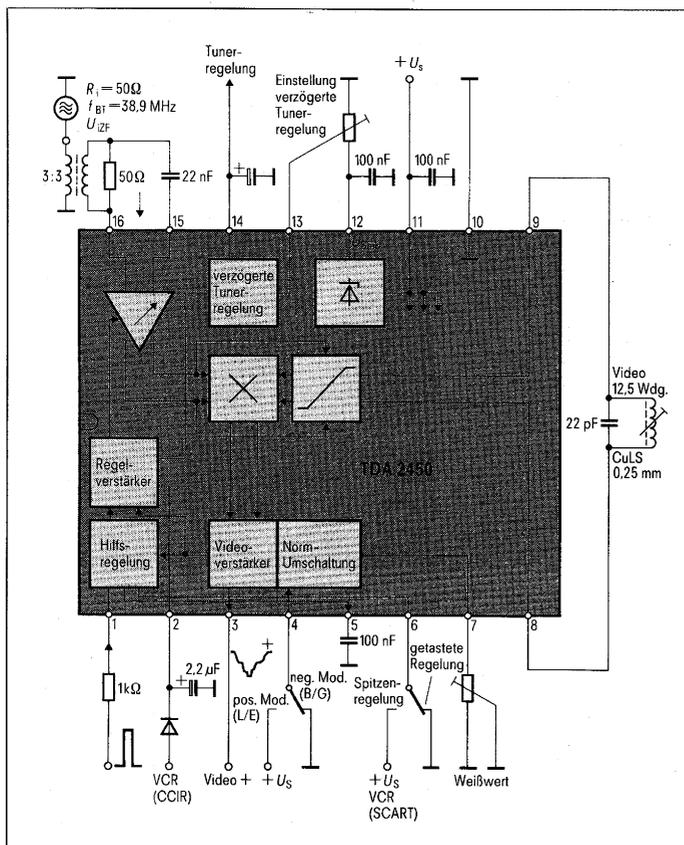
sche Eingangsstufe ermöglicht einen Regeleinsatz bei bereits 30 µV für ein Videosignal von 3 V (Spitze-Spitze). Der Regelumfang beträgt 66 dB. Die Rauschzahl des Breitbandverstärkers beträgt typisch 6 dB ( $R_g = 800 \Omega$ ).

- Die hohe Linearität des Breitbandverstärkers sowie des Demodulators ermöglicht es, die Tontreppe des vorgeschalteten LIOB-Filters auf -10 dB anzuheben. Trotzdem ist der Farb-Tonträger-Intermodulationsabstand immer >50 dB, s. Bild 1.
- Dank der neuartigen Trägereaufbereitung des nachfolgenden Demodulators beträgt die differentielle Phase typisch nur noch 6° und die differentielle Amplitude 4,5%, auch bei einer Bildträger-ZF-Verstimmung von +200 bis -500 kHz, s. Bild 2.

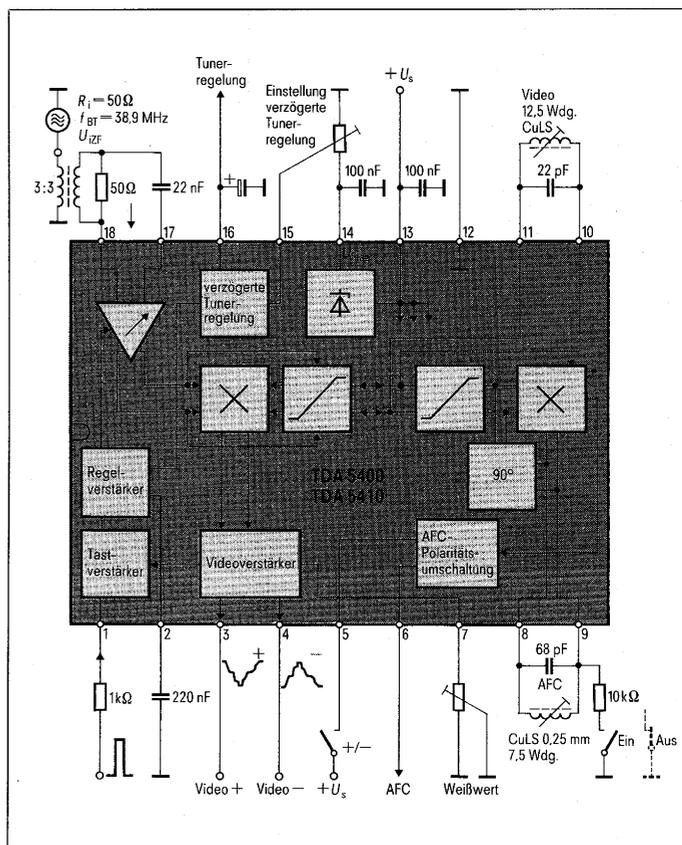
Nach dem Demodulator folgt ein Videoverstärker mit etwa 20 dB Verstärkung. Der Eingang dieses Videoverstärkers ist mit einem integrierten Bessel-Tiefpaßfilter ausgestattet, um unerwünschte Mischprodukte zu unterdrücken. Das positive Videosignal wird anschließend für die getastete und verzögerte Regelung herangezogen. Für die verzögerte Tunerregelung (z. B. npn/

pnp-Vorstufe, n-Kanal Dual-Gate-MOS-FET) steht eine Stromsenke, d. h. ein Transistor mit offenem Kollektor (4 mA) zur Verfügung. Eine Übersicht über alle neuen Bild-ZF-Verstärker bieten Ihnen die Bilder 3 bis 7. Nähere technische Angaben finden Sie in unseren Datenblättern, die Sie unter der Bestell-Nr. B/2901 (deutsche Ausgabe) und B/2901.101 (englische Ausgabe) kostenlos anfordern können bei:

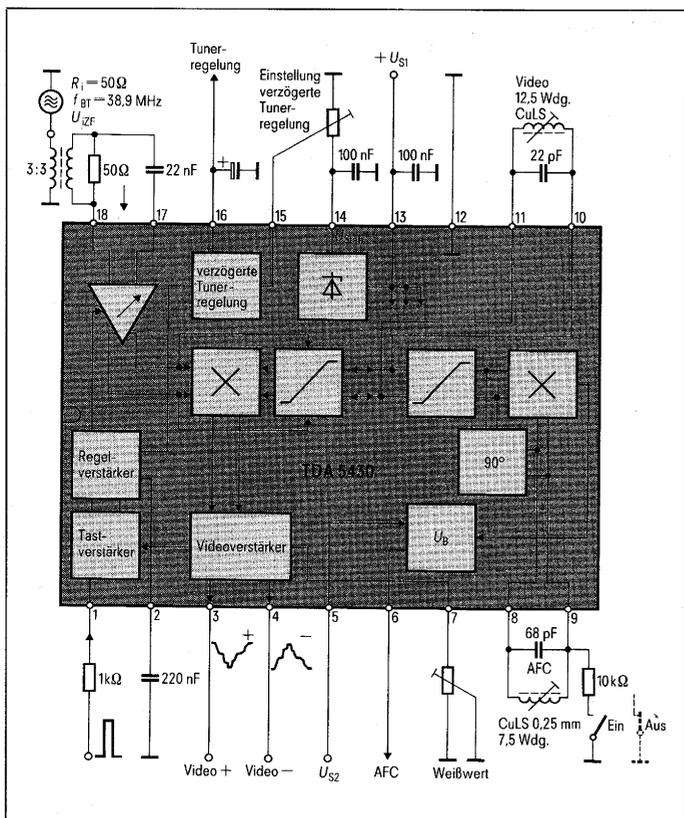
**Siemens AG,  
Infoservice,  
Postfach 156,  
D-8510 Fürth 2**



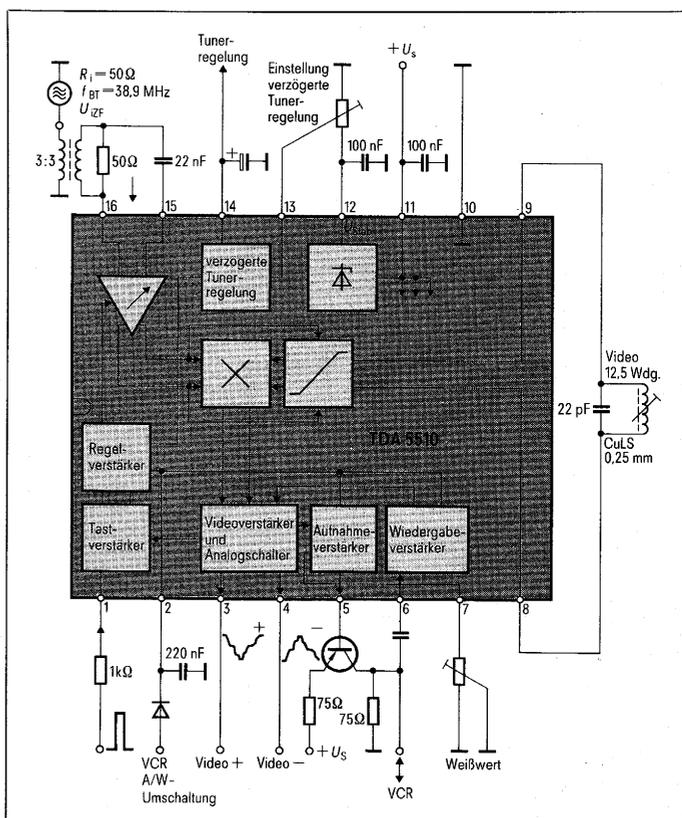
**Bild 4 TDA 2450 mit Umschaltung für Mehrnormengeräte (B/G- und L/E-tauglich) für positive oder negative Modulation**



**Bild 5 TDA 5400 (pnp-Tuner) und TDA 5410 (nnp-Tuner). Die Phasenlage des FM-Demodulators ist zur Erzeugung einer positiven oder negativen AFC-S-Kurve umschaltbar**



**Bild 6 TDA 5430 (pnp-Tuner) mit getrennter Speisespannung bis +30 V für den AFC-Teil**



**Bild 7 TDA 5510 (pnp-Tuner) mit VCR-Schnittstelle nach IEC und interner VCR-Umschaltung**

Weitere Informationen

- Bis auf den Baustein TDA 2450 finden Sie alle hier beschriebenen Bild-ZF-Verstärker auch in unserem neuen **Datenbuch 1983/84 »Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungselektronik«**, das Sie gegen eine Schutzgebühr von 23,- DM ebenfalls vom Infoservice in Fürth erhalten können (Bestell-Nr. B/2749).
- Außerdem stehen ausführliche, erprobte Schaltbeispiele für Bild-Ton-ZF-Module zur Verfügung (Bestell-Nr. B/3021). Verwendet werden dabei die Bausteine TDA 2440 oder TDA 5400 (wahlweise auch TDA 5510), jeweils mit den LIOB-Oberflächenwellenfiltern OFW G 1951 und Bausteine aus der TBA 120-Familie.
- Das **Datenbuch 1983/84 »LIOB®-Oberflächenwellenfilter** enthält unser komplettes Typenspektrum. Sie erhalten dieses Datenbuch mit der Bestell-Nr. B/2832 gegen eine Schutzgebühr von 8,- DM beim Infoservice.

## TLE 4201 – Leistungsbrücke für Motorsteuerung

Diese neue integrierte Schaltung enthält eine doppelte Komparatorstufe mit Gegentakt-Leistungsausgang. Damit sind Gleichstrom- oder Schrittmotoren in einer Vollbrückenschaltung direkt ansteuerbar. Rechts-/Linkslauf und Stillstand können auf einfache Weise durch analoge oder digitale Eingangssignale gesteuert werden. **Bild 3** zeigt die Funktionen der IS in Blockschalt-darstellung.

**Typische Anwendungen sind Servoantriebe, Nachlaufsteuerungen, Magnetbandgeräte und Schrittmotorsteuerungen.**

**Funktion**

Die IS enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz. Die Eingangsstufen der Differenzverstärker sind mit pnp-Transistoren aufgebaut. Dies ermöglicht einen Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis nahe +  $U_S$  und eine maximale Eingangsdifferenzspannung in der Höhe der Speisespannung. Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird die IS gegen Motorkurzschlüsse und Massekurzschlüsse gesichert. Bei ungenügender Kühlung oder bei Überlastbetrieb schützt die interne Temperatursicherung die IS vor thermischer Zerstörung. Für Logikansteuerungen steht am Pin 6

eine Spannung von  $\approx U_S/2$  zur Verfügung (vgl. Anwendungsschaltung **Bild 1** und **Bild 3**). Damit reduziert sich die externe Beschaltung auf ein Minimum und es können besonders wirtschaftliche Leistungstreiber bis 2 A (s. **Bild 2**) realisiert werden.

**Besondere Eigenschaften der TLE 4201A/TLE 4201S**

- **Ausgangsstrom bis 2 A (2,5 A Spitzenstrom, nicht periodisch),**
- **Leerlaufverstärkung, typisch 80 dB,**
- **weiter Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis +  $U_S$  durch pnp-Eingangsstufen,**
- **kleine Ausgangsrestspannungen und**
- **integrierte SOA-Schutzschaltung sowie Schutz gegen thermische Zerstörung.**

Dieser Baustein wird bei identischer Anschlußbelegung der Pins 1 bis 9 in zwei Gehäusebauformen angeboten:

- TLE 4201A im DIP18-Kunststoffgehäuse (die Anschlüsse 10 bis 18 dienen zur Wärmeableitung) und
- TLE 4201S im SIP9-Kunststoffleistungsgehäuse mit Kühlfahne.

Ausführliche Informationen enthält unser Datenbuch 1982/83 »Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen«. Sie erhalten dieses Datenbuch gegen eine Schutzgebühr von 17,- DM mit der Bestell-Nr. B/2715 von: **Siemens AG, Infoservice, Postfach 156, D-8510 Fürth 2**

Typ Bestell-Nr.	Gehäuse- bauform	Bild
TDA 2440 Q67000-A2164	DIP 16	3
TDA 2441 Q67000-A2174	DIP 16	3
TDA 2450 Q67000-A2369	DIP 16	4
TDA 5400 Q67000-A2165	DIP 18	5
TDA 5410 Q67000-A2173	DIP 18	5
TDA 5430 Q67000-A2202	DIP 18	6
TDA 5510 Q67000-A2196	DIP 16	7

**Lieferhinweis:**  
Kleine Stückzahlen sind kurzfristig lieferbar

**Technische Kurzdaten TLE 4201A und TLE 4201S**

Grenzdaten $T_U = 25^\circ\text{C}$		untere Grenze	obere Grenze		
Speisespannung	$U_S$		25	V	
Speisespannung ( $t \leq 50$ ms)	$U_S$		36	V	
Ausgangsspitzenstrom (nicht periodisch)	$I_O$		2,5	A	
Ausgangsspitzenstrom (periodisch)	$I_O$		2,0	A	
Sperrschichttemperatur	$T_J$		150	$^\circ\text{C}$	
<b>Wärmewiderstände</b>					
TLE 4201S: System-Umgebung	$R_{th JU}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th JG}$		10	K/W	
TLE 4201A: System-Umgebung	$R_{th JU}$		60	K/W	
System-Platine	$R_{th JU 1}$		44	K/W	
<b>Funktionsbereich</b>					
Speisespannung	$U_S$	3,5	17	V	
Umgebungstemperatur im Betrieb	$T_U$	-35	85	$^\circ\text{C}$	
Spannungsverstärkung (eingestellt durch äußere Beschaltung)	$A_U$	25		dB	
<b>Kenndaten</b> $U_S = 13$ V, $T_U = 25^\circ\text{C}$					
Ruhestrom	$I_S$		20	30	mA
Eingangswiderstand	$R_i$	$f = 1$ kHz	5		M $\Omega$
Anstiegszeit von $U_O$	$t_r$		1,5		$\mu\text{s}$
Abfallzeit von $U_O$	$t_f$		1,5		$\mu\text{s}$
Einschaltverzögerung	$t_{on}$		3,0		$\mu\text{s}$
Ausschaltverzögerung	$t_{off}$		1,5		$\mu\text{s}$

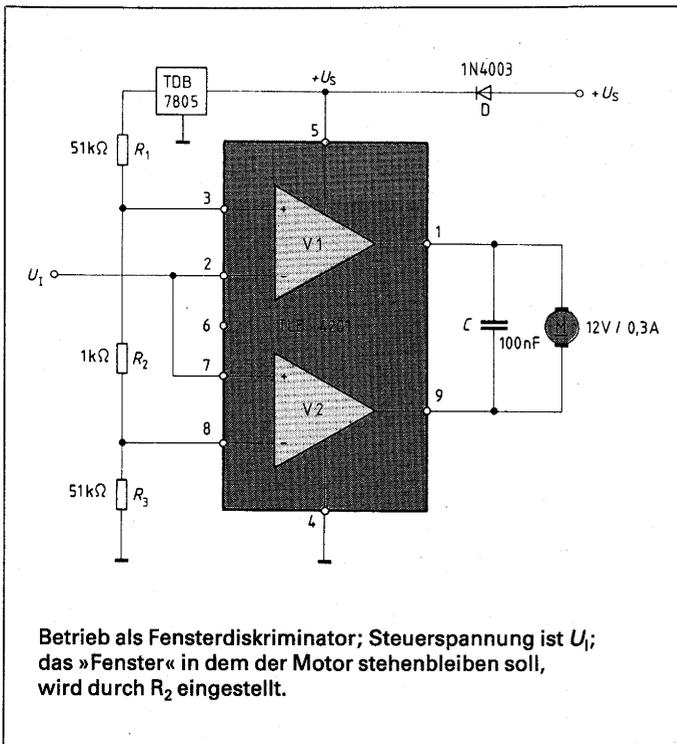


Bild 1 Anwendungsschaltung mit dem TLE 4201A bzw. TLE 4201S

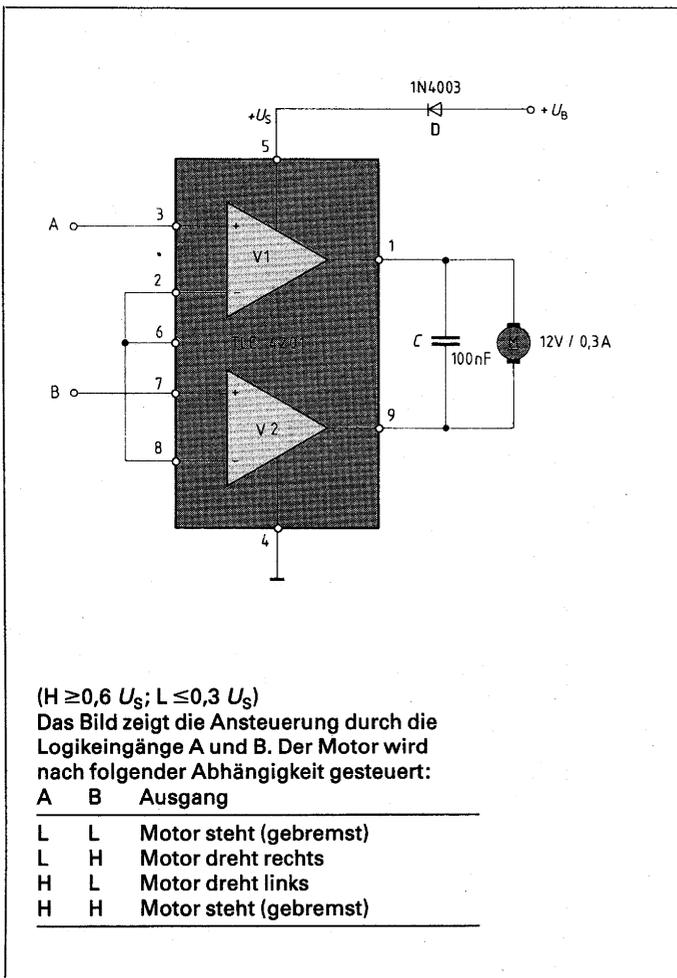


Bild 2 Motorbetrieb mit digitaler Ansteuerung

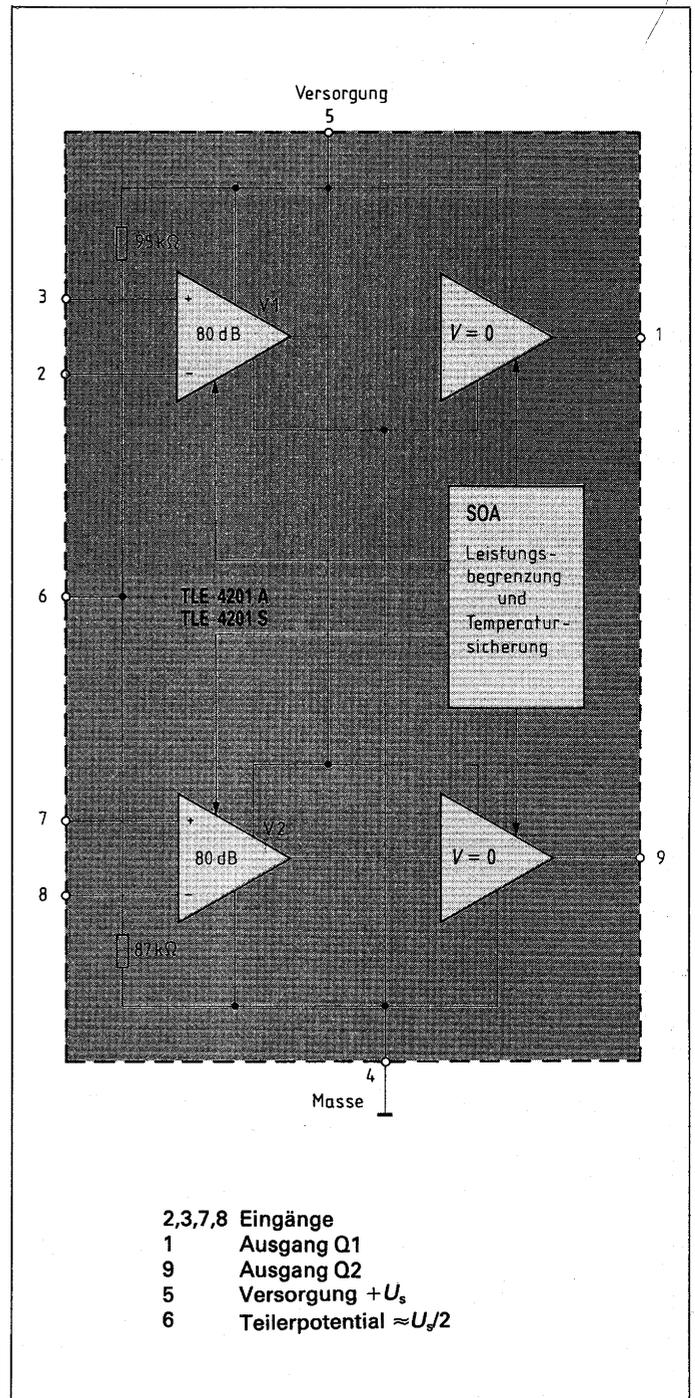


Bild 3 Blockschaltbild TLE 4201A und TLE 4201S

Typ Bestell-Nr.	Gehäuse- bauform
TLE 4201A Q67000-A2113	DIP 18
TLE 4201S Q67000-A2114	SIP 9

Lieferhinweis:  
Beide Bausteine sind in  
Serienproduktion und  
kurzfristig lieferbar

## Hermetisch dicht: 4stellige, intelligente 17-Segment-LED- Anzeige im Metall- Glas-Gehäuse für industrielle und militärische Anwendungen

Alle bisher bekannten intelligenten Anzeigenbausteine arbeiten in einem eingeschränkten Temperaturbereich (z. B. -20 bis +65 °C) und werden im Kunststoffgehäuse geliefert.

Für Anwendungen mit erhöhten Anforderungen und einem erweiterten Temperaturbereich können wir jetzt die intelligenten LED-Anzeigen MDL 2416 und MDL 2416-B im hermetisch dichten Metall-Glas-Gehäuse anbieten. Das Gehäuse besteht aus einer Metallwanne, die mit einem Quarzglasdeckel ver-

schlossen ist. Alle Zeichen sind daher unvergrößert und verzerrungsfrei zu betrachten. Die Betriebstemperatur beträgt -55 bis +100 °C. Es ist geplant, den Temperaturbereich später auf +125 °C zu erweitern.

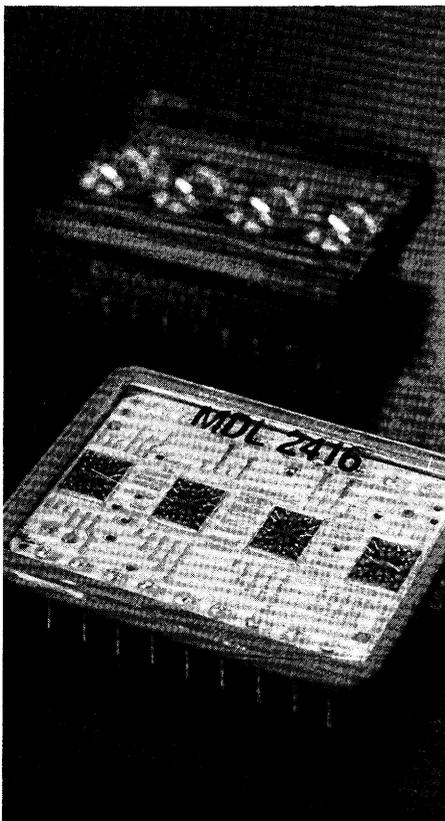
Der Typ MDL 2416-B ist nach MIL-Standard 883B qualifiziert und geprüft. MDL 2416 und MDL 2416-B sind pin- und funktionskompatibel zur bekannten Anzeige DL 2416.

### Anwendungen

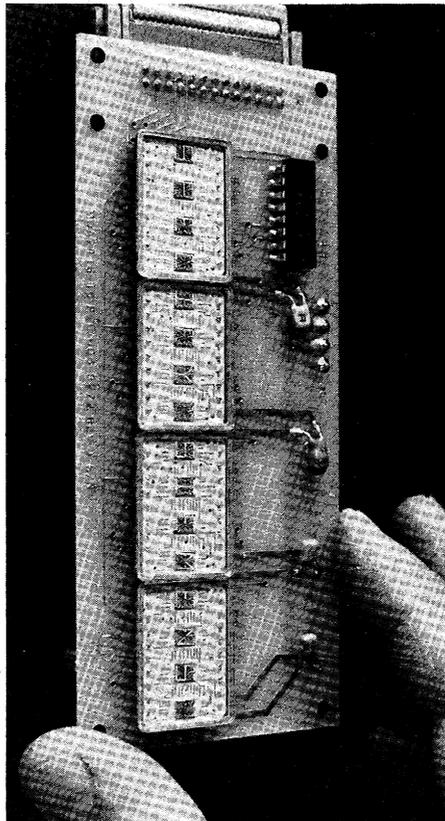
Alphanumerische Anzeige für Datenterminals, Kommunikationsgeräte, industrielle und militärische Anwendungen der verschiedensten Art bei hohen Anforderungen und rauen Einsatzbedingungen.

### Die wichtigsten Eigenschaften

- 3,81 mm hohe, nicht vergrößerte monolithische Zeichen, Emissionsfarbe Rot; hervorragende Ablesbarkeit aus jedem Sichtwinkel,
- weiter Sichtwinkel von ±50 Grad,
- 64 Zeichen, ASCII-Code, 17 Segmente (Dezimalpunkt für Satzzeichen),
- Helligkeitssteuerung,
- integrierte CMOS-Treiberelektronik (wie DL 2416),
- direkter Zugriff auf jede Stelle, unabhängig und asynchron,
- unabhängige Zeigerfunktion,
- zwei Eingänge für Bausteinfreigabe (Chip-Enable),
- Dunkelastung einzelner Stellen oder der gesamten Anzeige,
- TTL-kompatibel, Versorgungsspannung 5 V,
- Zugriffszeit 500 ns,
- robustes Metallgehäuse mit hermetisch dichtem, flachen Quarzglasdeckel; Gehäuse anreihbar,
- die Anzeige MDL 2416-B ist spezifiziert und geprüft nach MIL-Standard 883 B.



**Bild 1** Ansicht der hermetisch dichten, 4stelligen, intelligenten LED-Anzeige MDL 2416 bzw. MDL 2416-B. Wegen der fehlenden Vergrößerungslinsen sind die Zeichen aus jedem beliebigen Sichtwinkel verzerrungsfrei ablesbar. (Im Hintergrund die bekannte Ausführung mit Vergrößerungslinsen aus Kunststoff)



**Bild 2** Komplette, 16stellige Anzeigeneinheit (vier MDL 2416) auf Leiterplatte mit Steckverbinder für Flachleitungen, Puffer-IS und Abblockkondensatoren. Solche einsatzfertigen, geprüften Einheiten machen eigene Entwicklungen überflüssig; sie sind auch mit anderen Stellenlängen als hier gezeigt lieferbar

### Technische Kurzdaten der MDL 2416, MDL 2416-B

#### Grenzdaten

Spannungen an den Anschlüssen (bezogen auf Masse, GND) —0,5 bis +6 V  
 Betriebs-temperatur —55 bis +100 °C  
 Relative Luftfeuchte bei  $T_U = +85$  °C (nicht kondensierend) 85%

Lichtstärke je Segment, typ. ( $V_{CC} = +5$ V)	$I_V$	0,1 mcd
Wellenlänge des emittierten Lichtes	$\lambda_{peak}$	660 nm
Stromaufnahme $I_{CC}$ (alle 4 Stellen eingeschaltet, $V_{CC} = +5$ V)		125 mA (max. 150 mA)
Stromaufnahme $I_{CC}$ bei Leerzeichen		12 mA (max. 19 mA)

**Wichtiger Hinweis:** Die Vorsichtsmaßnahmen beim Umgang mit CMOS-Bausteinen sind zu beachten. Ausführliche Hinweise enthält das Datenblatt.

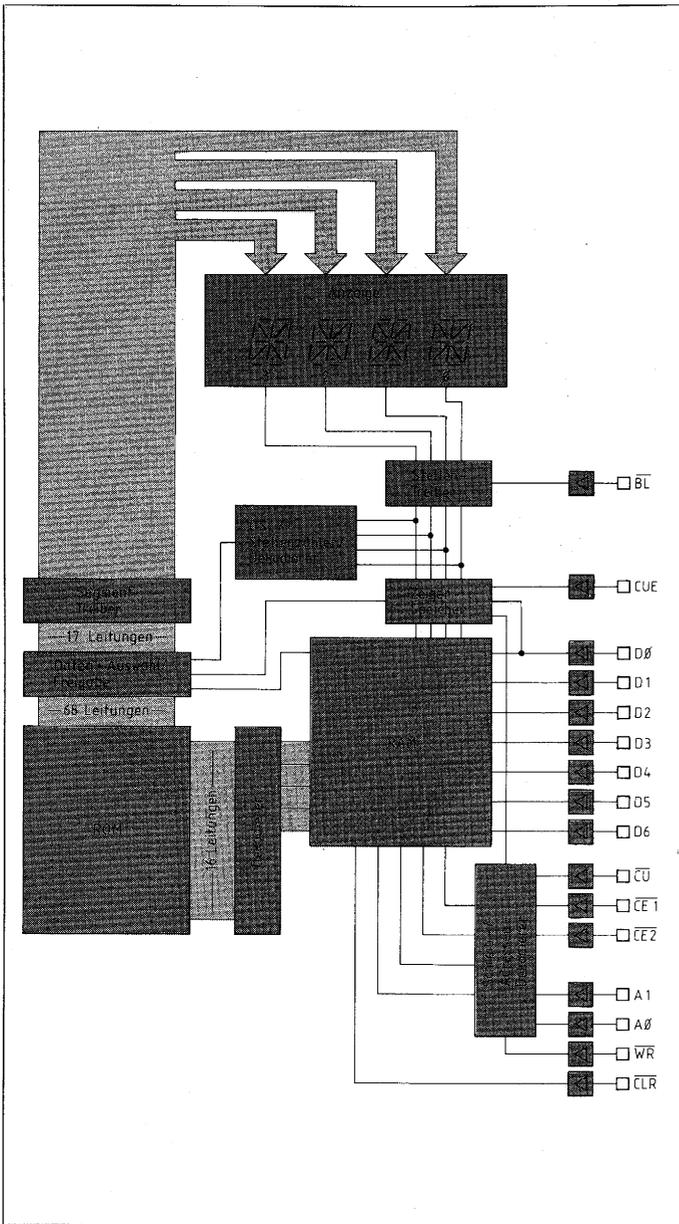


Bild 3 Blockschaltbild

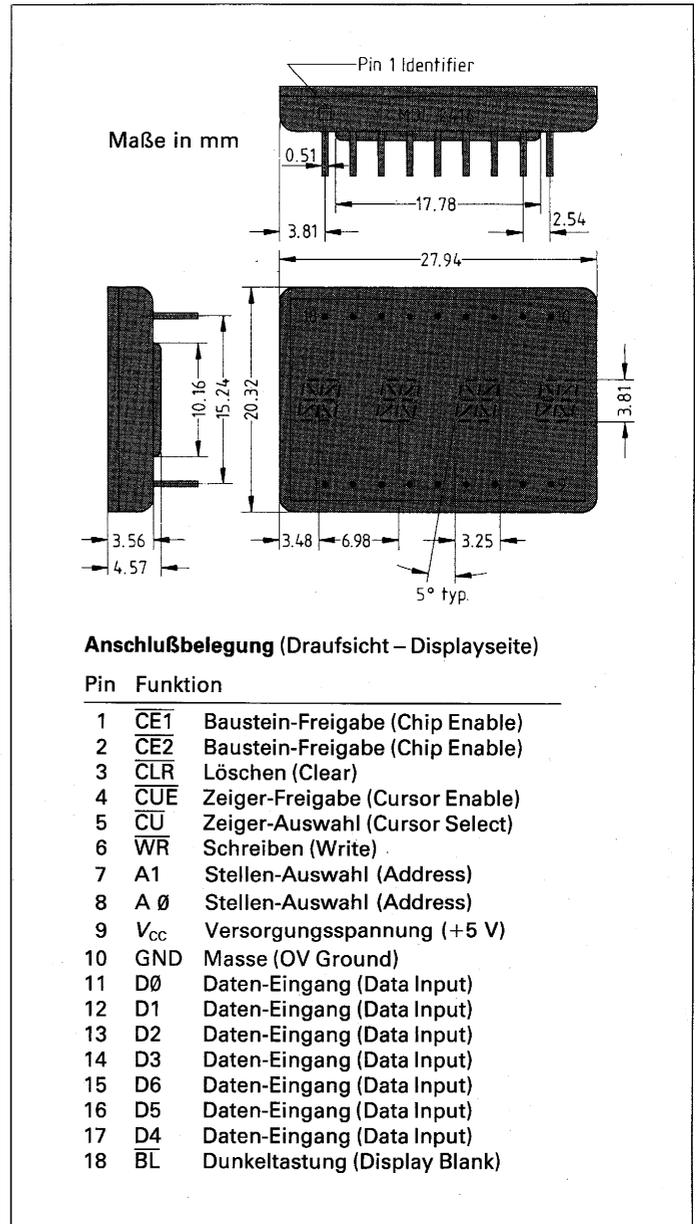


Bild 4 Maßbild und Anschlußbelegung

D0	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H
D1	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L
D2	L	L	L	L	H	H	H	H	L	L	L	L	H	H
D3	L	L	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H
D4	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
D5	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
D6	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
A1	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H
A0	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
WR	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
CLR	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L

Bild 5 Zeichenvorrat und logische Ansteuerpegel

Typ  
Bestell-Nr.  
MDL 2416  
Q68000-A7219-F114  
MDL 2416-B  
Q68000-A7309-F114

Lieferhinweis:  
MDL 2416 ist kurzfristig lieferbar,  
MDL 2416-B etwa 2 Monate  
nach Auftragseingang

## LIOB-OFW-Filter für TV-Antennenumsatzer

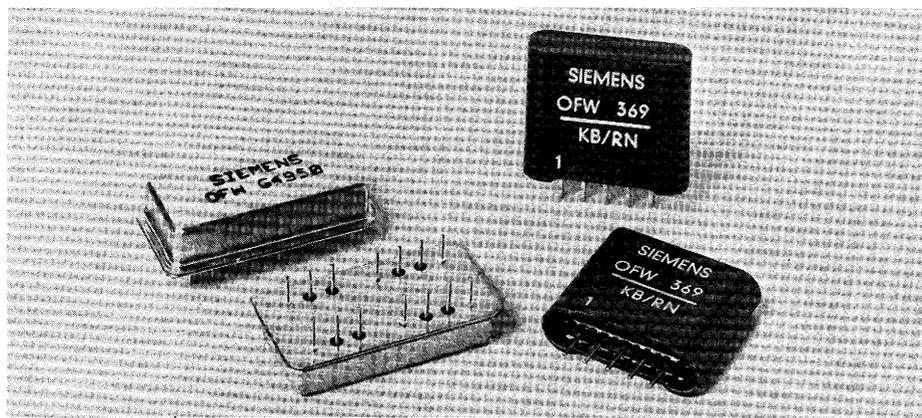
Für die Umsetzer von TV-Antennenanlagen bieten wir jetzt zwei LIOB®-Oberflächenwellenfilter (OFW) an, deren Gruppenlaufzeiten im Durchlaßbereich (33,15 bis 39,65 MHz, Norm B/G, Deutschland) deutlich weniger schwanken als bisher: Das bekannte Restseitenbandfilter **OFW 369** wird jetzt nur noch mit einer eingengten Gruppenlaufzeit von  $\pm 50$  ns ausgeliefert (bisher maximal  $\pm 100$  ns), mit einer Bezugshfrequenz von 38,9 MHz. Dieses Filter wird im SIP-5-Kunststoffgehäuse geliefert.

### Neues OFW-Filter OFW G 4950 für erhöhte Anforderungen

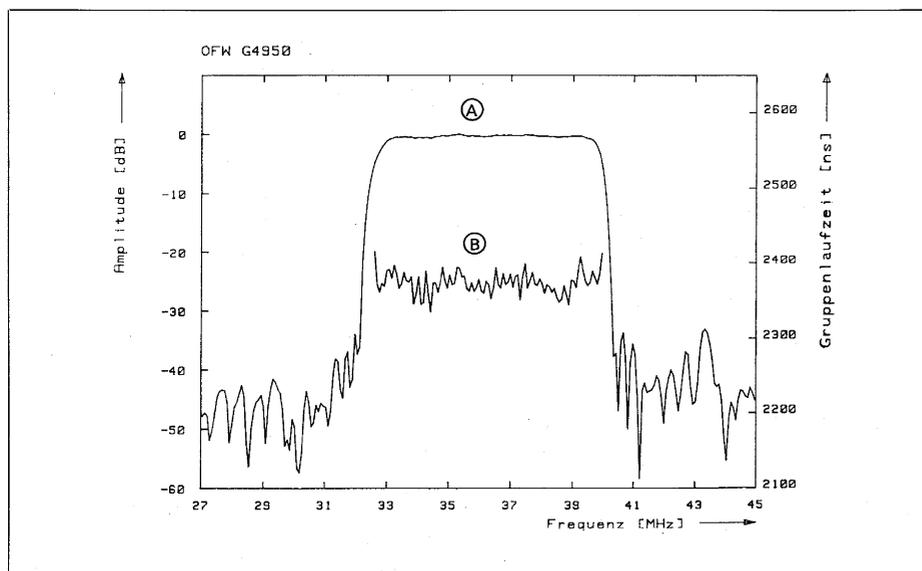
Bei erhöhten klimatischen und elektrischen Anforderungen bietet sich der Einsatz des neuen LIOB-OFW-Filters

**OFW G 4950, Bild 1, an.** Das Metallgehäuse mit  $2 \times 8$  Pins im Rastermaß (2,54 mm Pinabstand) ermöglicht einen unsymmetrischen Filterbetrieb ohne Beeinträchtigung durch elektromagnetisches Übersprechen. Wie der Typ **OFW 369** ist dieses Filter für Norm B/G (Deutschland) konzipiert zur vollen Übertragung des Restseitenbandes und der beiden Tonträger. **Bild 2** zeigt die Durchlaßkurve und den Verlauf der Gruppenlaufzeit in Abhängigkeit von der Frequenz. Im Bereich von 0 bis 31,9 MHz und von 40,4 bis 105 MHz ist die Sperrdämpfung besser als 30 dB. Die Gruppenlaufzeit schwankt in einem Bereich von nur  $\pm 30$  ns.

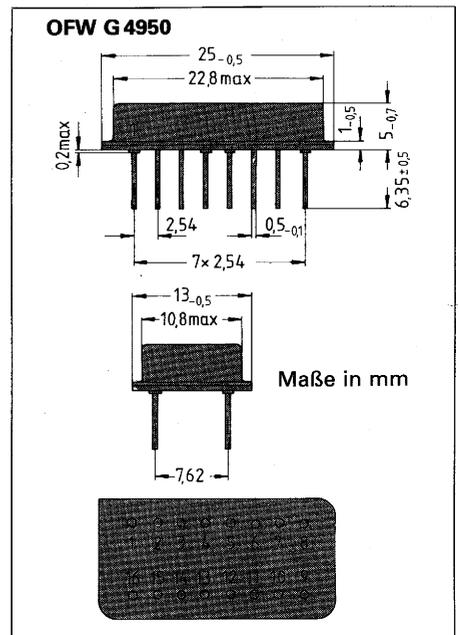
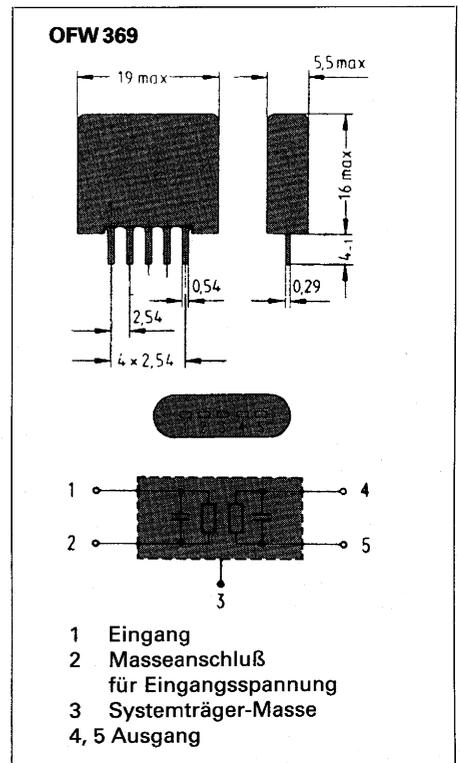
Darüber hinaus werden z. Z. für professionelle Anforderungen (z. B. bezüglich der Gruppenlaufzeitschwankungen im Durchlaßbereich) weitere Filter entwickelt. Hierzu bitten wir um entsprechende Anfrage.



**Bild 1** Ansicht des OFW G 4950 im Metallgehäuse (links) und des OFW 369 im Kunststoffgehäuse (rechts)



**Bild 2** Verlauf der Durchlaßkurve **A** und der Gruppenlaufzeit **B** in Abhängigkeit von der Frequenz; Bezugshfrequenz 38,9 MHz



Typ Bestell-Nr.	Gehäusebauform
OFW 369 B39936-A9	SIP 5 Kunststoffgehäuse
OFW G 4950 B39389-G 4950-C100	Metallgehäuse, 16polig

Lieferhinweis:  
Kurzfristig lieferbar;  
OFW 369 ist Schwerpunkttyp

## Steckverbinder mit gemischter Kontaktbestückung

Die »Mischleiste« nach DIN 41612, Bauform M, ist jetzt auch in den Kurzbauformen, halbe Länge und Drittellänge, lieferbar. Neben den fest montierten NF-Signalkontakten können diese Leisten wahlweise mit 2 oder 4 Sonderkontakten bei der 1/2-Längen-Leiste, mit 2 Sonderkontakten bei der 1/3-Version bestückt werden.

Für die Sonderkontakte gibt es drei Möglichkeiten:

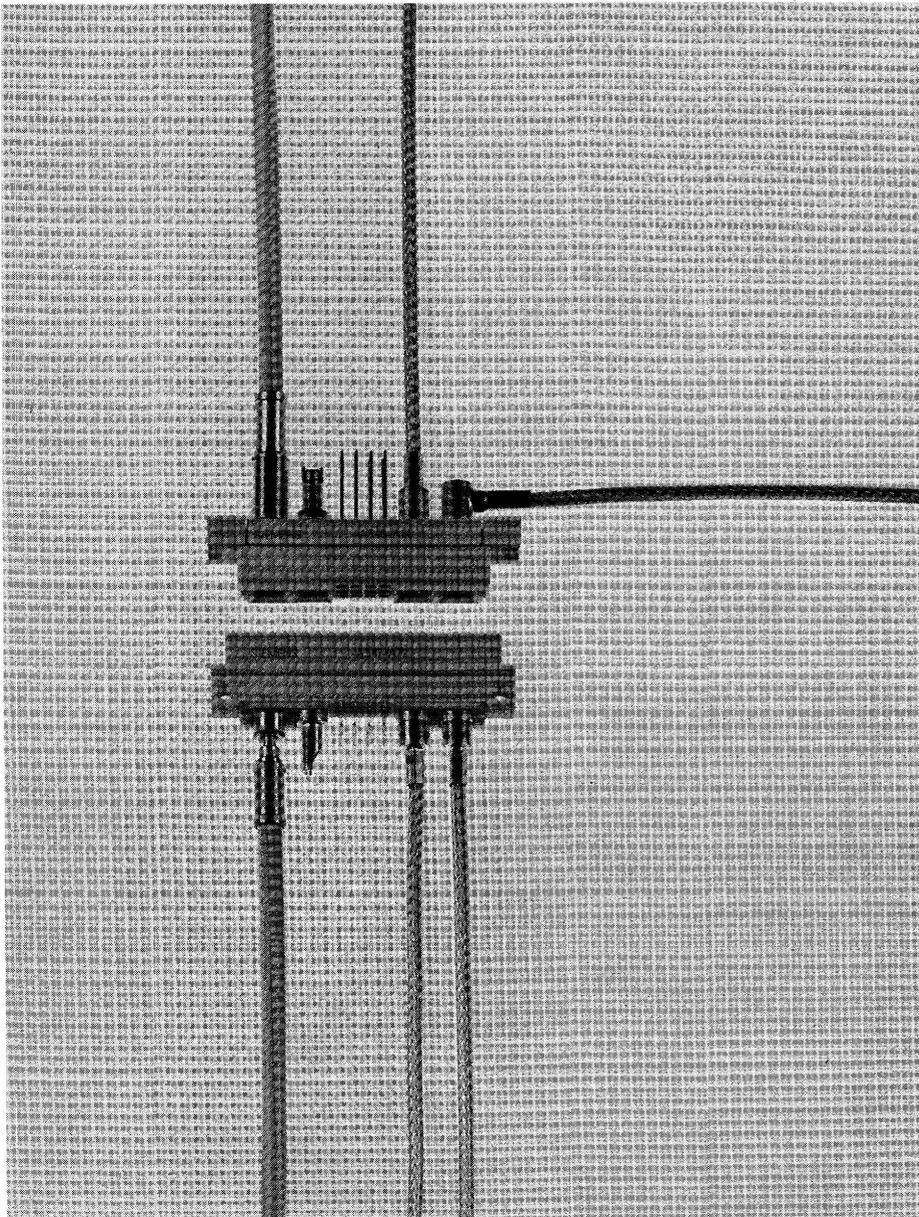
- Hochstromkontakte, drei Versionen für 10, 20, und 40 A,

- Koaxialkontakte der Serie 1,0/2,3, 50/75 Ω für Kabelanschluß oder für gedruckte Schaltungen,
- LWL-Steckverbinder für den Anschluß von Glasfaserkabeln.

Die Signalkontakte sind in verschiedenen Anschlußkonfigurationen und Anforderungsstufen verfügbar. Die neuen Steckverbinder erhöhen die Einsatzbreite der Steckverbinderfamilie PC 612.

Wegen der großen Typenvielfalt können hier nur einige Beispiele genannt werden.

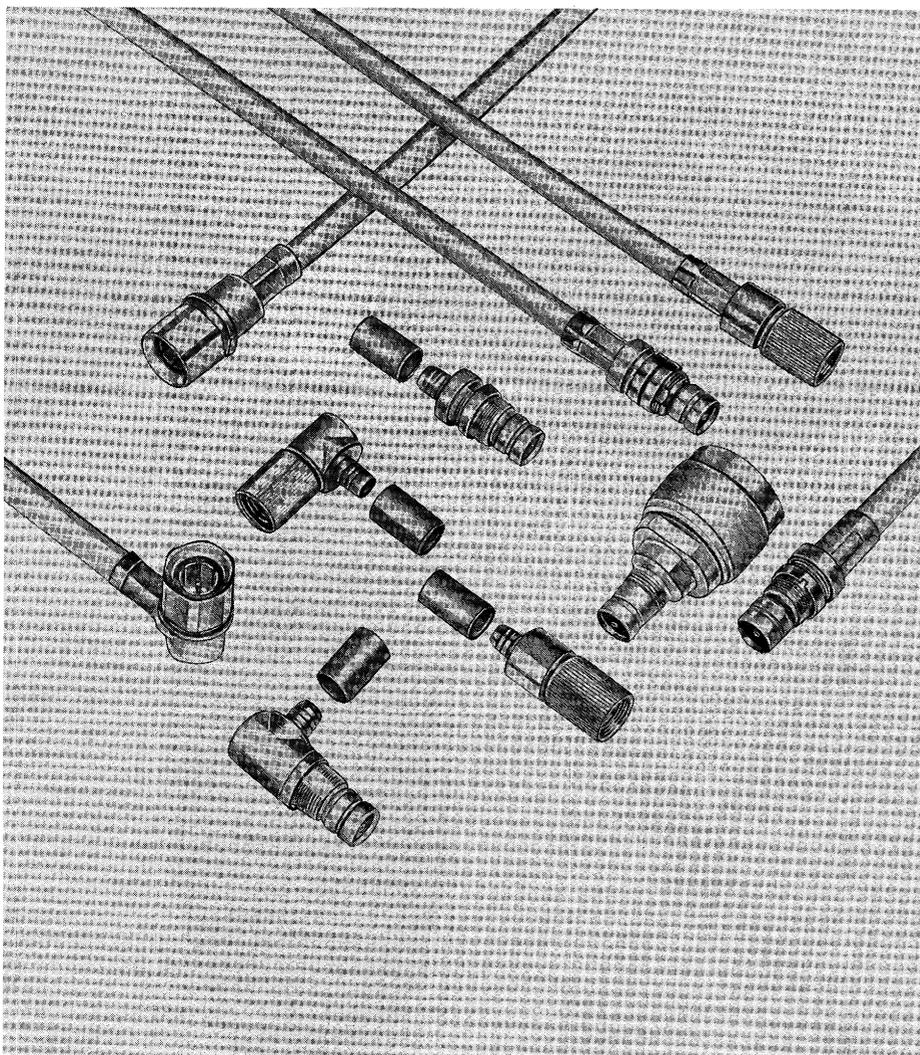
Weitere Details enthält die Produktschrift, Bestell-Nr. A23999-A510-A999-\*04.



Typ	Bestell-Nr. (Beispiele)
<b>Messerleiste PC 612</b>	<b>C42334-A347-...</b>
<b>Bauform M/2</b>	
12 NF-Kontakte	
4 Sonderkontakte	
Anforderungsstufe 1	A71
Anforderungsstufe 2	A72
<b>Bauform M/2</b>	
30 NF-Kontakte	
2 Sonderkontakte	
Anforderungsstufe 1	A61
Anforderungsstufe 2	A62
<b>Bauform M/3</b>	
12 NF-Kontakte	
2 Sonderkontakte	
Anforderungsstufe 1	A-81
Anforderungsstufe 2	A-82
<b>Federleiste PC 612</b>	<b>C42334-A348-...</b>
<b>Bauform M/2</b>	
12 NF-Kontakte	
4 Sonderkontakte	
13 mm Wrapstiel	
Anforderungsstufe 1	A80
Anforderungsstufe 2	A81
<b>Bauform M/2</b>	
30 NF-Kontakte	
2 Sonderkontakte	
13 mm Wrapstiel	
Anforderungsstufe 1	A70
Anforderungsstufe 2	A71
<b>Bauform M/3</b>	
12 NF-Kontakte	
2 Sonderkontakte	
13 mm Wrapstiel	
Anforderungsstufe 1	A90
Anforderungsstufe 2	A91
<b>Sonderkontakte (Beispiele)</b>	
HF-Buchse für Kabelanschluß	C42334-A286-A664
HF-Stecker für Kabelanschluß	C42334-A286-A564
LWL-Stecker	C42334-A380-A120
<b>LWL-Buchse für Stufenindexfaser S200/230</b>	<b>C42334-A380-A140</b>

**Lieferhinweis:**  
 Kleine Stückzahlen zur Erprobung sind kurzfristig lieferbar, größere Stückzahlen etwa 2 Monate nach Auftragseingang

## Koaxiale Steckverbinder der Serie 1,6/5,6 m



Die in Kommunikationsgeräten sehr häufig eingesetzten koaxialen Steckverbinder 1,6/5,6,  $Z = 75 \Omega$ , konnten durch Modifizierung den erhöhten Anforderungen der breitbandigen Übertragungstechnik angepaßt werden. Die wichtigsten Typen der neuen Serie 1,6/5,6 m sind jetzt lieferbar. Das erforderliche Meßzubehör steht ebenfalls zur Verfügung. Die Steckverbinder der Serie »m« sind mechanisch voll kompatibel zur Serie 1,6/5,6.

Weitere Details enthält die neue Produktschrift, Bestell-Nr. A23999-A521-A998.\*-04 und Siemens Components 21 (1983) Heft 1, Seite 10 bis 13.

Typ	Bestell-Nr.
1,6/5,6 m	C42334-A411-...
Lötanschluß Kabelstecker	-A110
Kabelkuppler	-A310
Crimpanschluß für Kabel 2Y CC Y 0,4/2,5	
Kabelstecker	-A122
Kabelwinkelstecker	-A222
Kabelkuppler	-A322
Kabelwinkelkuppler	-A422
Lieferhinweis: Kleine Stückzahlen zur Erprobung sind kurzfristig lieferbar, größere Stückzahlen etwa 2 Monate nach Auftragseingang	

## Aktuelle Produktinformationen aus dem Bereich Bauelemente

Die nachfolgende Aufstellung informiert Sie über die Neuerscheinungen bei Datenbüchern, Lieferprogrammen und anderen technischen Informationen aus dem Bereich Bauelemente. Sie erhalten diese Informationen von:

**Siemens AG,  
Infoservice,  
Postfach 156,  
D-8510 Fürth 2.**

### Wichtige Hinweise

Die Schutzgebühren gelten ohne Mehrwertsteuer, Verpackung, Versand und Versicherung. Änderungen der angegebenen Schutzgebühren behalten wir uns vor. Der Wiederverkauf unserer Druckschriften ist nicht gestattet. Bestellungen können nur innerhalb der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) ausgeliefert werden. Rechnungsstellung erfolgt nach Lieferung. Unsere Kunden außerhalb der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) werden gebeten, sich an die jeweilige Siemens Landesgesellschaft (Vertrieb Bauteile, VB) oder Vertretung zu wenden. Wir bitten Sie um Verständnis dafür, daß die kostenlosen Produktschriften nur in kleinen Mengen abgegeben werden können.

Neuerscheinungen von Produktschriften aus dem Bereich Bauelemente

Titel	Bestell-Nr.	Schutzgebühr in DM o. MwSt
• Produktinformationen Bereich Bauelemente; Angebotsliste, Ausgabe Juni 1983 (Übersicht über alle gegen Schutzgebühr lieferbaren Titel)	B/2882	kostenlos
<b>Deutsch:</b>		
• PMS – Portables Mikrocomputersystem; System-Übersicht 10/83	B/2941	kostenlos
• SME-Siemens-Mikrocomputer-Entwicklungssystem; Systemverbund 2	B/3016	kostenlos
• SME-Siemens-Mikrocomputer-Entwicklungssystem Serie-IV	B/3017	kostenlos
• Mikrocomputer-Baugruppensystem AMS; Systembeschreibung 1983/84	B/2912	kostenlos
• Mikrocomputer-Baugruppensystem SMP; System-Übersicht Oktober 1983	B/2991	kostenlos
• Mikrocomputerbausteine SAB 80215/SLE 43215; Einchip-Mikrocomputer mit Multifunktionsperipherie; Datenbuch 1983/84	B/2898	18,-
• SAB 80215; SLE 43215 – 8-bit-Einchip-Mikrocomputer	B/2989	kostenlos
• SAB 80C482; SAB 81C50/SAB 81X51; PSB 7510; Integrierte Schaltungen für Komforttelefone; Produktschrift	B/3002	kostenlos
• Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungselektronik; Datenbuch 1983/84	B/2749	23,-
• Schaltbeispiel: TCA 305 und SIPMOS®	B/3011	kostenlos
• IDA 3422 – Intelligente LED-Anzeigen (Displays); Zeilenanordnung mit DL 3422; Datenblatt	B/3008	kostenlos
• IDA 3416 – Intelligente LED-Anzeigen (Displays); Zeilenanordnung mit DL 3416; Datenblatt	B/3006	kostenlos
• IDA 7135, IDA 7136, IDA 7137 – Intelligente LED-Anzeigen (Displays); Zeilenanordnung mit DLX-713-Serie; Datenblätter	B/2970	kostenlos
• MDL 2416, MDL 2416 B – Intelligente LED-Anzeigen (Displays); Datenblätter	B/2968	kostenlos
• Intelligente LED-Anzeigen; Lieferprogramm	B/2810	kostenlos
• Lumineszenzdioden; Lieferprogramm	B/3007	kostenlos
• Sensoren; Lieferprogramm 1983/84	B/2939	kostenlos
• Silizium-Drucksensoren, Sonderdruck aus elektronikpraxis 18 (1983) Heft 9	B/2993	kostenlos
• Großfamilien im Kleinen – Wo Sensoren wirken, was sie leisten; Sonderdruck	B/2983	kostenlos
• Bauelemente für Oberflächenmontage; Lieferprogramm 1983/84	B/2943	kostenlos
• Kaltleiter; Lieferprogramm 1983/84	B/2868	kostenlos
• Neue E-Kernreihe für Leistungsübertrager; ETD 34/17/11; ETD 39/20/13, ETD 44/22/15, ETD 49/25/16 aus SIFERRIT® N 27; Produktschrift	B/2969	kostenlos
• SIFI®-Netzleitungsfilter; Ersatz für B/2792; Lieferprogramm 1984	B/3005	kostenlos
• EMV Funk-Entstörung, Bauelemente, Filter; Datenbuch 1983/84	B/2840	12,-
• Selbstheilende Kondensatoren für die Energie-Elektronik; Ausgabe 1983/84; Faltblatt	B/2990	kostenlos
• Für die He-Ne-Lasertechnik: Röhren, Modelle, Stromversorgungen; Qualität, die Sie brauchen; Produktschrift	B/2940	kostenlos

Titel	Bestell-Nr.	Schutzgebühr in DM o. MwSt
<b>Englisch:</b>		
• Microcomputer Board Systeme SMP; System Handbook 1983/84	B/2820.101	24,-
• Integrated Circuits and Microcomputer Components; Short Form Catalog	B/2751.101	3,-
• Mikrocomputer Components SAB 8256A UART; Programmable Multifunction UART; Application Note 8.83	B/2676.101	14,-
• Control TDA 4700/4718/4716/4714 for switched Mode Power Supplies; Function and Application Note	B/2878.101	5,-
• SAB 279X – Floppy Disk Formatter/Controller Family; Data Sheet 9.83	B/2945.101	kostenlos
• Monolithic High Speed A/D Converters; Technical Description	B/2929.101	kostenlos
• Converter Circuits for 3-Phase-Motors Operated from a Single-Phase System; Using SIPMOS-Transistors and a Microcomputer; Application Note	B/2906.101	kostenlos
• SIPMOS Transistors Protective measures against electrostatic charges; Technical Note	B/2909.101	kostenlos
• Application Note: IR remote control with CMOS components SLB 3801 and SLB 3802	B/2933.101	kostenlos
• IDA 3416 – Intelligent Displays Assembly; Data Sheet	B/3006.101	kostenlos
• IDA 3422 – Intelligent Displays Assembly; Data Sheet	B/3008.101	kostenlos
• IDA 7135, IDA 7136, IDA 7137 – Intelligent Displays Assembly; Data Sheet	B/2970.101	kostenlos
• MDL 2416, MDL 2416-B; Intelligent Displays; Data Sheet	B/2968.101	kostenlos
• High Performance 880 nm (GaAl)As/GaAs Oxide Stripe Lasers with Very Low Degratation Rates at Temperatures up to 120 °C	B/2895.101	kostenlos
• Surface Acoustic Wave Filters LIQB®; Data Book 1983/84	B/2832.101	8,-
• PTC Thermistors; Short Form Catalog 1983/84	B/2868.101	kostenlos
• Ferrites; ETD Cores and Accessories; Supplement to the Data Book »Ferrites« 1982/83; Edition June 1983	B/2899.101	kostenlos

## Datenbuch 1983/84: »EMV, Funk- Entstörung, Baulemente, Filter«

Erstmals wird dieses neugestaltete Datenbuch unter dem Oberbegriff **EMV** »Elektromagnetische Verträglichkeit« geführt. EMV als Arbeitsgebiet schließt Funk-Entstörung mit ein und befaßt sich generell mit jeder Art von elektrischer oder elektromagnetischer Störung, die Geräte, Systeme oder Baugruppen beeinflussen können. In diesem Zusammenhang gewinnen Entstörbauelemente und Filter durch die zunehmende Verbreitung elektrischer und elektronischer Geräte zur Sicherstellung der Funktion immer größere Bedeutung.

Neu ist die Zusammenlegung des Filter- und Bauelementedatenbuches zu einem umfangreichen Nachschlagewerk, das dem Entwickler die Auswahl zwischen Entstörbauelementen oder auch kompletten Filterbaugruppen je nach Anforderung erleichtert.

Als Neuaufnahmen sind besonders unsere Kunststoffkondensatoren der Klasse X2 und der Klasse Y, HF-Drosseln sowie die neuen SIFI®-Reihen zu erwähnen. Drei neue EMC-Filterreihen mit IEC-Steckern und wahlweiser Sicherung im Stecker ergänzen dieses Programm.

Bei den Filtern für Kabinen und geschirmte Räume wurde das Lieferprogramm unter anderem um Filter mit Überspannungsschutz (EMP-Schutz) erweitert.

In Regensburg wurde die Zentralstelle für Entwicklung und Fertigung von EMV- und Funk-Entstörmitteln aufgebaut. Für die Applikation ist ein umfangreich ausgestattetes Labor eingerichtet worden. Nach Bedarf können hier für unsere Kunden Messungen und Untersuchungen vorgenommen werden.

Das vorliegende Datenbuch ersetzt die Datenbücher »Funk-Entstörbauelemente«, Bestell-Nr. B/1717 und »Funk-Entstörfilter«, Bestell-Nr. B/2280.

Sie erhalten das neue Datenbuch 1983/84 unter der Bestell-Nr. B/2840 gegen eine Schutzgebühr von 12,- DM von:

**Siemens AG,  
Infoservice,  
Postfach 156,  
D-8510 Fürth 2**

## Schreibtaste STB 11 mit 2,5 mm Hub

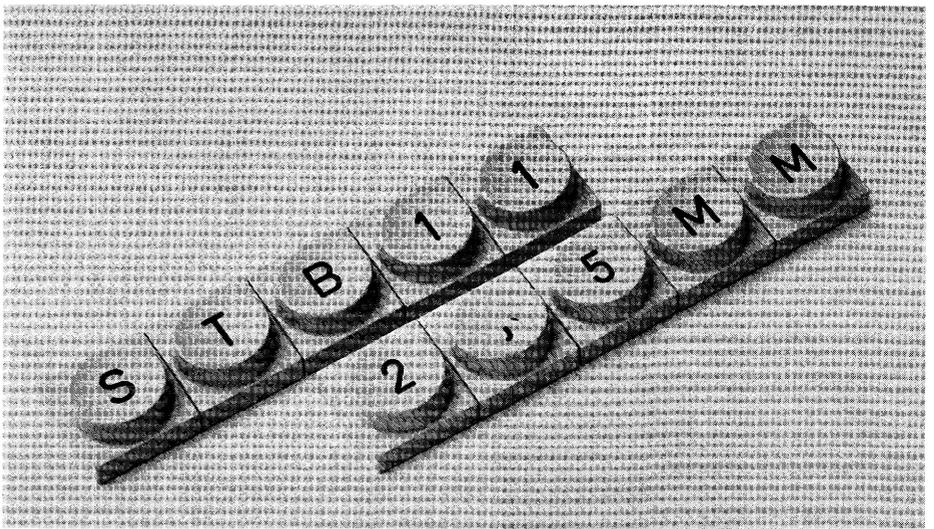
Die low-profile Schreibtaste STB 11 steht jetzt auch mit 2,5 mm Hub zur Verfügung, zunächst in der Version mit 1 Schließer, tastend. Der Kraftsprung beträgt 0,65 N.

Die Tasten sind in allen bekannten Ausführungen – mit einer oder zwei

Leuchtdioden – in Rot und Grün lieferbar.

Die technischen Daten entsprechen denen der Tasten mit 4 mm Betätigungsweg (s. Produktschrift, Bestell-Nr. A 23999-A530-A998\*-04).

Die Familie STB 11 besteht somit aus einer ganzen Reihe von Varianten. Zur besseren Übersicht dient der Bestell-schlüssel.



		V 4 2 2 6 3 - D - A			
4 mm Hub	1 Schließer, Kraftsprung 0,75 N	11	ohne LED	00	1) ohne Schaltdiode 1 mit BAW75 (nicht bei Wechsler) 5
	1 Schließer (nur tastend), Kraftsprung 0,65 N	12	1 LED (unten) rot	11	
			1 LED (unten) grün	12	
			1 LED (unten) rot	20	
1 Wechsler unterbrechend, Kraftsprung 0,75 N	15		1 LED (unten) grün	21	2) 3) rastend ohne Schaltdiode 9
			1 LED (oben) rot	30	
			1 LED (oben) grün	31	
			2 LED rot	40	
			2 LED oben rot	60	
			2 LED unten grün		
2,5 mm Hub	1 Schließer nur tastend, Kraftsprung 0,65 N	32	1) Hierzu alle Tastenkappen 2) Hierzu Normalkappe mit Bohrung, C26382-F9xx oder Kappe, C26382-F304-Cxxx 3) LED mit Hochspannungsfestigkeit (EMV) ≥ 10 kV 4) Hierzu Bedienkappe mit Einlage, C26382-F302-Cxxx		

**Lieferhinweis:**  
Kleine Stückzahlen sind kurzfristig lieferbar,  
größere Stückzahlen ab April 1984

<p>Schieschke, K.-P. <b>SIEMENS</b>  <b>Große Leistungshalbleiter – richtig montieren</b>          6 Bilder, 2 Tabellen  <b>Siemens Components 22 (1984) Heft 1, Seite 3 bis 6</b>          Für den störungsfreien Betrieb von Thyristoren und Gleichrichterdiode ist es wesentlich, daß durch die Montage auf Kühlkörper ein guter elektrischer Kontakt und ein bestmöglicher thermischer Kontakt erzielt wird. Einwandfreie Kontaktflächen und Schraubgewinde, richtige Anpreßkraft und erprobte Kontakthilfen tragen hierzu bei.  <b>Schlagwörter:</b> Thyristor; Gleichrichterdiode; Gehäuseformen; Kontaktmittel; Anzugsdrehmomente; Anpreßkräfte; Zentrierung; Zusatzkräfte</p>	<p>Hauenstein, A.; Föhring, S. <b>SIEMENS</b>  <b>Sperrwandler-Schaltnetzteil mit mehreren Ausgangsspannungen</b>          4 Bilder, 1 Tabelle  <b>Siemens Components 22 (1984) Heft 1, Seite 21 bis 24</b>          Der Bericht beschreibt ein Sperrwandler-SNT, das mit einer konstanten Betriebsfrequenz von 50 kHz arbeitet und folgende 5 Ausgangsspannungen zur Verfügung stellt: 5 V/7 A, <math>\pm 16</math> V/0,7 A, 18 V/1,2 A, -50 V/0,02 A. Das Schaltnetzteil ist mit dem Trafo AZV 2117/B, der Steuer-IS TDA 4718 und dem SIPMOS-Transistor BUZ 50B aufgebaut.  <b>Schlagwörter:</b> Sperrwandler-SNT; 5 Ausgangsspannungen; fest-frequenz; Steuer-IS-TDA 4718; SIPMOS-Transistor BUZ 50B</p>
<p>Nußrainer, B. <b>SIEMENS</b>  <b>Zentralcomputer mit Interface für AMS-M- und SMP-Bus</b>          4 Bilder, 1 Tabelle, 4 Schriftumsangaben  <b>Siemens Components 22 (1984) Heft 1, Seite 7 bis 11</b>          AMS-M6 ist ein 16-bit-Zentralcomputer für das AMS-M-System, das drei voneinander unabhängige Busse in einer Triple-Bus-Hierarchie umfaßt.          Die Baugruppe enthält den SAB 8086 als CPU, Sockel für SAB 8089, Programmspeicher bis zu 128 Kbyte, maximal 32 Kbyte Datenspeicher, maximal 16 Kbyte Dualport-Speicher, Interrupt-Controller, programmierbare Timer, »watch dog«, 24 parallele E/A-Leitungen, V24/V28-Schnittstelle, LED-Anzeige sowie AMS-M-Bus- und SMP-Bus-Interface.  <b>Schlagwörter:</b> Zentralcomputer; AMS-M-System; AMS-M-Bus; SMP-Bus; Normung von Bussen; Triple-Bus-Hierarchie; CPU SAB 8086; Coprozessor SAB 8089</p>	<p>Heilmann, K.; Pagnin, P. <b>SIEMENS</b>  <b>Konfektionierte Leitungen am Beispiel der Subminiatur-Steckverbinder SBM 383</b>          7 Bilder, 2 Tabellen  <b>Siemens Components 22 (1984) Heft 1, Seite 25 bis 29</b>          Beim Einsatz von Steckverbindungen bieten Schneid-Klemmkontakte und Crimpverbindungen erhebliche Vorteile gegenüber manuellen Lötvorgängen. Die Bestellung konfektionierter Leitungen wurde durch einen Bestellcode wesentlich erleichtert, der anhand eines Beispiels erläutert wird. Für das Konfektionieren von Leitungen außerhalb des Standards (kundenspezifisch) werden Hinweise gegeben.  <b>Schlagwörter:</b> Konfektionierte Leitungen; Subminiatur-Steckverbinder SBM 383; Schneid-Klemm-Kontakt; Crimpverbindung; Bestellcode; Konfektionierungsbeispiel</p>
<p>Beitner, M. <b>SIEMENS</b>  <b>Kurzschlußfestes Ausgangsinterface für die 12V/24V-Steuerungstechnik</b>          8 Bilder, 2 Tabellen  <b>Siemens Components 22 (1984) Heft 1, Seite 12 bis 17</b>          Mit dem an alle Logikfamilien anschaltbaren Vierfachtreiber FZL 4141 A kann ein kurzschlußfestes Ausgangsinterface für 12-V- bzw. 24-V-Netze wirtschaftlich realisiert werden. Verlustarme Leistungsschaltstufen mit bipolaren Transistoren werden empfohlen und die Kurzschlußüberwachung mit Strombegrenzung bei induktiver Last und Glühlampenlast erläutert. Mit einem Kaltleiter ist die Temperatursicherung für den Endstufentransistor leicht möglich.  <b>Schlagwörter:</b> Funktion des FZL 4141 A; verlustleistungsarme Treiberstufen; Kurzschlußverhalten; Glühlampenlast; induktive Last; Temperatursicherung; LED-Funktionskontrolle</p>	
<p>Schwager, B. <b>SIEMENS</b>  <b>Programmierbarer digitaler Langzeittimer SAB 0529 Teil 2: Schaltbeispiele</b>          6 Bilder, 1 Tabelle, 2 Schriftumsangaben  <b>Siemens Components 22 (1984) Heft 1, Seite 18 bis 21</b>          Mit dem programmierbaren integrierten Langzeittimer SAB 0529 lassen sich digital sehr genaue Verzögerungszeiten von 1 s bis 31,5 h realisieren. Zur Stromversorgung und als Zeitbasis dient das 220 V/50 Hz-Netz. Der Bericht enthält einige Schaltungen als Beispiel für die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten dieses elektronischen Zeitschalters.  <b>Schlagwörter:</b> Langzeittimer; Entlüftungssteuerung; Nachtabsenkung; Langzeit-Impulsgeber; Toastersteuerung</p>	<p><b>Literatursuche und Kurzreferate der Aufsätze aus zurückliegenden Heften (ab 1970) erhalten Sie gegen Gebühr von der ZDE-Dokumentation Elektrotechnik im Fachinformationszentrum Technik e. V.</b>  <b>Postadresse: ZDE im FIZ Technik, Postfach 600547, D-6000 Frankfurt/Main 60.</b>  <b>Telex: 4189459 FIZTD</b>  <b>Tel.: (06 11) 4308 255</b></p>

Hauenstein, A.; Föhring, S.

**SIEMENS**

**Blocking Converter Switch-Mode Power Supply with Several Output Voltages**

4 figures, 1 table

**Siemens Components 22 (1984) No. 1, pp 21 to 24**

The article describes an SMPS with blocking converter function operating with a constant frequency of 50 kHz offering five output voltages: 5 V/7 A,  $\pm 16$  V/0,7 A, 18 V/1,2 A, -50 V/0,02A. The SMPS comprises an AZV 2117/B transformer, the TDA 4718 control IC and a BUZ 50 B SIPMOS transistor.

**Descriptors:** blocking converter-SMPS, 5 output voltages, fixed frequencies, control IC TDA 4718, SIPMOS transistor BUZ 50 B

Schieschke, K.-P.

**SIEMENS**

**Large Power Semiconductors - How to Mount them Correctly**

6 figures, 2 tables

**Siemens Components 22 (1984) No. 1, pp 3 to 6**

For an undisturbed operating of thyristors and rectifier diodes the excellent electrical contact and best thermal contact provided by mounting the device on a heat sink is an essential contribution. Impeccable contact areas and threaded studmounts, adequate clamping force and proved contact aids contribute to this.

**Descriptors:** thyristor, rectifier diode, case form, contact agent, clamping torque, clamping force, centering, additional forces

Heilmann, K.; Pagnin, P.

**SIEMENS**

**Examples of Ready-Made Cables with the Subminiature Plug Connector SBM 383**

7 figures, 2 tables

**Siemens Components 22 (1984) No. 1, pp 25 to 29**

In plug connectors, insulation displacement connectors and crimp connectors have considerable advantages over manually soldered connections. Ordering ready-made cables has been simplified considerably by the introduction of an ordering code, which is explained on the basis of an example. Notes are provided for manufacture of cables which lie outside this standard (customer-specific).

**Descriptors:** Ready-made cables, subminiature plug connector SBM 383, insulation displacement connector, crimp connection, ordering code, manufacturing example

Nußrainer, B.

**SIEMENS**

**Master Computer with Interface for AMS-M- and SMP-Buses**

4 figures, 1 table, 4 references

**Siemens Components 22 (1984) No. 1, pp 7 to 11**

AMS-M6 is a 16-bit master computer for the AMS-M system comprising three independent buses (AMS-M bus, SMP bus, serial bus) in a triple-bus hierarchy.

The board has the SAB 8086 as the CPU, SAB 8089 socket, program memory up to 128 kbyte, a 32 kbyte maximum data memory, 16 kbyte maximum dual port memory, interrupt controller, programmable timer, watch dog, 24 parallel I/O lines, V24/V28 interface, LED display, AMS-M bus and SMP-bus interfaces.

**Descriptors:** Master computer, AMS-M system, AMS-M-bus, SMP-bus, bus standardizing, triple-bus hierarchy, CPU SAB 8086, coprocessor SAB 8089

Beitner, M.

**SIEMENS**

**Short Circuit Proof Output Interface for 12 V/24 V Actuator Control**

8 figures, 2 tables

**Siemens Components 22 (1984) No. 1, pp 12 to 17**

The FZL 4141A quadruple driver connectable to any logic family, allows to realize a short-circuit-proof output interface for 12 V or 24 V networks in an economic way. Low loss power switching stages with bipolar transistors and minimum forward losses as small as possible are described as well as the effect of the integrated short circuit monitoring with current limiting on inductive load and filament lamps. Temperature protection for the switching-stage transistor is easily provided with a PTC thermistor.

**Descriptors:** FZL 4141 A function, driver stages, low power dissipation, short circuit behavior, filament lamp load, inductive load, over-temperature protection, LED function control

Schwager, B.

**SIEMENS**

**Programmable Digital Long-Period Timer SAB 0529**

**Part 2: Circuit examples**

6 figures, 1 table, 2 references

**Siemens Components 22 (1984) No. 1, pp 18 to 21**

Using the programmable integrated long-period timer SAB 0529 very accurate delay times of 1 s to 31.5 h can be realised. Power supply and time base are provided by the 220 V/50 Hz line.

The article describes some circuit applications to show the various possibilities of this electronic time switch.

**Descriptors:** Long-period timer, servo-control, night cut-down, longtime pulse generator, toaster control

**Bibliographic data**  
or summaries of relevant articles that have appeared in previous issues (first year of coverage 1970)

are available against a charge from  
ZDE-Dokumentation Elektrotechnik  
im Fachinformationszentrum Technik e. V.  
Postal address: ZDE at FIZ Technik  
POB 600547,  
D-6000 Frankfurt/Main 60.

Telex 4 189 459 FIZTD  
Telephone (06 11) 4308 255



## Qualitätssicherung mit System: Zentrale Erprobungsstelle von Siemens

Alle Hersteller von Erzeugnissen der Elektronik oder des Maschinenbaus, von feinwerktechnischen oder elektronischen Komponenten und Geräten wissen, daß die Qualität, die Gebrauchstauglichkeit und das wirtschaftliche Betriebsverhalten über lange Zeit entscheidend für die Aufnahme ihrer Produkte am Markt sind. Wirksame und kostengünstige Maßnahmen zur Erprobung sind deshalb unverzichtbar – »Qualitätssicherung mit System« bedeutet Zukunftssicherung für das Produkt.

Unter diesen Aspekten hat Siemens für die Erprobung seiner weltweit vertriebenen Erzeugnisse vor mehr als 50 Jahren eine Zentrale Erprobungsstelle eingerichtet. Die technische Ausstattung und die Prüfverfahren wurden seitdem ständig erweitert und jeweils auf dem neuesten Stand der Technik gehalten. So entstand ein Qualitätszentrum, das in seiner Vielfältigkeit einzigartig in Europa ist. Es verfügt auf einer Fläche von etwa 4000 m<sup>2</sup> über Anlagen zur Simulation mechanischer, klimatischer und elektromagnetischer Umwelteinflüsse. Der Gerätepark ist so ausgestattet, daß selbst die extremsten Umweltbedingungen nachgebildet und dadurch die höchsten Anforderungen erfüllt werden können. Täglich werden hier Geräte, Systeme, Baugruppen und Bauelemente nach nationalen und internationalen Standards auf Herz und Nieren geprüft und auf mögliche Ver-

besserungen begutachtet. Wichtige Arbeitsgebiete sind beispielsweise Korrosion, Transport und Verpackung, elektromagnetische Verträglichkeit, Qualifikation von Bauelementen sowie Produktsicherheit.

Siemens stellt die auf diesen Gebieten gesammelten Erfahrungen und den umfangreichen Park von Erprobungsanlagen auch extern zur Verfügung. Insbesondere für Unternehmen der mittelständischen Industrie eröffnet sich damit ein Zugang zu hochwertigen Einrichtungen – speziell der Umweltsimulation – und zu dem zugehörigen Know-how. Die zentrale Erprobungsstelle bietet sich als unabhängiger, zur Neutralität und Objektivität verpflichteter Partner für jeden an, der bei Qualitätstests Beratung und Unterstützung sucht.

## Bundesrepublik Deutschland führt das Siemens-Telefon-system EWSD ein

Die Entscheidung der Deutschen Bundespost, in ihr Fernnetz das digitale elektronische Wählsystem EWSD einzuführen, wertet die Siemens AG, Berlin und München, als neuerlichen Erfolg ihrer Telefontechnik. Das mit Mikroprozessor-Steuerung und höchstintegrierter Elektronik ausgestattete EWSD-System haben bereits 12 Länder für nahezu drei Millionen Anschlüsse geordert. Außer in der Bundesrepublik Deutschland ist EWSD, an dessen Entwicklung auch die Firmen Deutsche Telephonwerke und Kabelindustrie (DeTeWe) und Telefonbau und Normalzeit (TN) beteiligt waren, bereits in fünf weiteren Ländern in Betrieb: in

Finnland, Libyen, Österreich, Schweiz und Südafrika.

Mit der Einführung von EWSD wird das Deutsche Fernsprechnetz schrittweise digitalisiert. Damit können künftig in einem dienstintegrierenden Netz (Integrated Services Digital Network – ISDN) neben Fernsprechen auch Texte, Daten und Faksimilebilder über ein und dieselbe Anschlußleitung, mit höherer Geschwindigkeit und zum Teil wesentlich verbesserter Qualität, gesendet und empfangen werden. EWSD als zukunftssichere Lösung bietet dazu alle technischen Voraussetzungen.

Bei rund 50% Exportanteil in der Kommunikationstechnik ist für Siemens die Exportfähigkeit seiner Systeme von großer Bedeutung. EWSD erfüllt deshalb alle Bedingungen der internationalen Standards und ist für sämtliche Einsatzfälle von Orts-, Fern-, kombinierten Orts-/Fern- sowie internationalen Kopfvermittlungen eingerichtet.

## Weitere Satellitenstationen von Siemens

Die Kommunikationsverbindungen über Nachrichtensatelliten werden ständig weiter ausgebaut. Siemens erhielt nun von der Deutschen Bundespost und aus Honduras Aufträge über insgesamt drei neue Bodenstationen mit 32-Meter-Antennen für Verbindungen über die Intelsat-Nachrichtensatelliten. Diese Stationen werden für alle Arten von interkontinentalen Übertragungen geeignet sein, wie Fernsprechen, Datenübertragung, Fernsehen. Zwei Bodenstationen entstehen bis 1985 in Fuchsstadt (Unterfranken). Sie vergrößern die vorhandene Übertragungskapazität im interkontinentalen Nachrichtenverkehr von und nach der Bundesrepublik Deutschland. Fuchsstadt I erhält im Erstausbau eine Kapazität von 310 Sprechkreisen, Fuchsstadt II von 170 Sprechkreisen; Raisting fünf Stationen bieten derzeit 2388 Sprechkreise und vier Fernsehsignale. Die Bodenstation in Honduras ist für Nachrichtenverbindungen mit Ländern des europäischen und amerikanischen Kontinents vorgesehen. Mit den oben erwähnten Bestellungen hat Siemens nunmehr Aufträge für insgesamt 14 Bodenstationen allein für die Kommunikation über Intelsat-Satelliten erhalten; davon sind neun Bodenstationen bereits seit längerem in Betrieb, so auch die fünf Anlagen der Deutschen Bundespost in Raisting (Oberbayern).



## Auto-Scout und die zusätzliche Farbe im Verkehr

Schnell und unkompliziert an sein Ziel zu kommen, ist der Wunsch eines jeden Autofahrers. Immer öfter aber wird dies auch ein Wunsch bleiben, denn die Kfz-Zulassungszahlen steigen weiter, und die Straßen werden immer stärker belastet. Staus und Warteschlangen kann der Kraftfahrer kaum ausweichen, da ihm der Überblick über die Gesamt-Verkehrssituation fehlt.

Das muß in Zukunft nicht so bleiben. In Wolfsburg wird derzeit ein neuartiges Verkehrsleit- und Informationssystem erprobt, das Kraftfahrern rechtzeitig die jeweils günstigsten Fahrtrouten zu ihrem individuellen Reiseziel empfiehlt. Siemens hat ein solches System unter den Namen Auto-Scout konzipiert und zusammen mit dem Volkswagenwerk eine Demonstrations- und Testanlage aufgebaut.

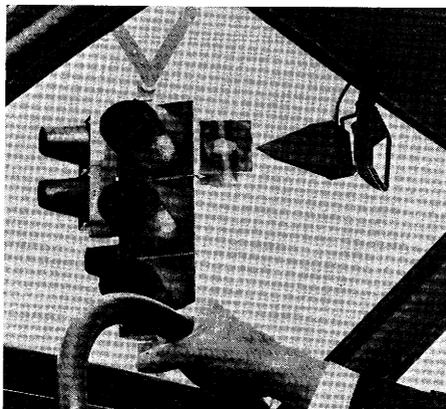
Bei Auto-Scout strahlen Verkehrsampeln eine vierte Farbe ab – allerdings ein unsichtbares Infrarot. Dieses Infrarotlicht überträgt zu Infrarotempfängern in den Fahrzeugen Leitempfehlungen, die die günstigste Fahrtroute zum jeweiligen Reiseziel beschreiben. Diese Leitempfehlungen orientieren sich am Stadtplan oder an der Landkarte, berücksichtigen dabei aber die aktuelle Verkehrssituation ebenso wie Behinderungen durch Baustellen und Unfälle. Liegt das Reiseziel in weiter Ferne – an der Nordseeküste oder in Sizilien –, so wird der Kraftfahrer auf die richtige Ausfallstraße geleitet.

Der Fahrer selbst merkt von alledem fast nichts. Im Vorbeifahren erhält der Auto-Scout-Bordrechner innerhalb nur einer Sekunde umfangreiche Verkehrs-

informationen, die er wissen muß und zeigt ihm das Notwendige mit einfachen Symbolen an: »Geradeaus fahren«, »... an der nächsten Kreuzung rechts abbiegen« usw.

Auto-Scout kann auch den Weg zu einem Parkplatz, zur nächstgelegenen geöffneten Tankstelle, zu einem Hotel, einer Gaststätte, einer Apotheke oder einer öffentlichen Telefonzelle weisen und – manche Fahrer werden es zu schätzen wissen – auch warnen, falls ein wichtiges Verkehrszeichen übersehen wurde.

Dieser Großversuch, den Siemens und das Volkswagenwerk mit Unterstützung der Stadt Wolfsburg durchführen, soll Verkehrsexperten des Bundes, der Länder und Gemeinden demonstrieren, welchen wirksamen Beitrag die Kommunikationstechnik zu leisten vermag, um den Verkehr flüssiger ablaufen zu lassen, den Treibstoffverbrauch und die Umweltbelastung zu senken, die Verkehrssicherheit zu erhöhen sowie Verkehrsstrategien durchzusetzen, die z. B. auch die Belange der Anwohner wahren.



## Gemeinsames Forschungsinstitut der europäischen Industrie für die Informationsverarbeitung

Die drei bedeutenden europäischen Computerhersteller Compagnie des Machines Bull, Paris, International Computer Ltd., London, und die Siemens AG, Berlin und München, haben am 1. September 1983 ein Memorandum unterzeichnet, in dem sie ihre Absicht erklären, ein Institut zu gründen, das im gemeinsamen Interesse auf ausgewählten Gebieten der Informationsverarbeitung Forschungen im Vorfeld des Wettbewerbs betreiben wird.

Das gemeinsame Forschungsinstitut soll Spitzenkräfte beschäftigen, die entweder von den beteiligten Gesellschaften delegiert oder direkt unter Vertrag genommen werden. Vorgesehen ist ferner, daß Forschern von Hochschulen oder öffentlichen Forschungseinrichtungen Gelegenheit zur Mitarbeit gegeben wird. Innerhalb von zwei Jahren soll das Institut 50 Fachleute umfassen. Für das Institut werden die drei Unternehmen einen neutralen Standort in Südbayern auswählen. Die Gesellschaften werden zu gleichen Teilen Eigentümer des Instituts sein und entsprechend auch die Kosten anteilig tragen.

Alle Forschungsergebnisse werden den drei beteiligten Unternehmen frei zur Verfügung stehen; die Forschungsgebiete werden sich um die »Wissensverarbeitung« gruppieren.

Compagnie des Machines Bull, ICL und Siemens werden getrennt und unabhängig von dem gemeinsamen Institut ihre eigenen Forschungsaktivitäten, auch in Verbindung mit nationalen Forschungsprogrammen, weiterführen. Außerdem werden sich die drei Gesellschaften fallweise – getrennt oder gemeinsam – an dem Forschungsprogramm der Europäischen Kommission für die Informationstechnik (ESPRIT) beteiligen.

Es ist beabsichtigt, daß das Institut seine Arbeiten Anfang 1984 aufnimmt. Die drei Unternehmen haben die Regierungen in Paris, London und Bonn sowie die Kommission der Europäischen Gemeinschaften über ihre Absicht informiert, die von diesen als bedeutende europäische Industrie-Initiative sehr begrüßt wurde.

## Begriffe der Nachrichtenübertragung mit Lichtwellenleitern

### Teil 3

#### Monomodefaser

monomode fiber, single mode fiber

Lichtwellenleiter mit kleinem Kerndurchmesser, in dem nur ein einziger Modus, der Grundmodus, ausbreitungsfähig ist. Dieser Fasertyp ist besonders geeignet für Breitbandübertragung über große Entfernungen, da seine Übertragungsbandbreite nur durch chromatische Dispersion begrenzt ist.

#### Multimodefaser

multimode fiber

Lichtwellenleiter, dessen Kerndurchmesser groß ist gegenüber der Lichtwellenlänge und in dem deshalb eine große Anzahl von Moden ausbreitungsfähig sind. Durch ein Gradientenprofil (Gradientenfaser) kann die Modendispersion klein gehalten werden, so daß große Übertragungsbreiten erreichbar sind, die allerdings von Monomodefasern noch übertroffen werden.

#### Nahfeld

near field distribution

Verteilung der Intensität über eine strahlende Fläche, z. B. über die Querschnittsfläche eines Lichtwellenleiters.

#### Numerische Apertur

numerical aperture

Sinus des maximal möglichen Einkopplungswinkels eines Lichtwellenleiters. Aus der Strahlenoptik ergibt sich der theoretische Wert  $A_N = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ , wobei  $n_1$  die größte Brechzahl im Kern und  $n_2$  die Brechzahl im Mantel sind. Gemessene Werte sind meist kleiner, da das Fernfeld des Lichtwellenleiters zu großen Winkeln hin nicht scharf begrenzt ist. In der Praxis bezeichnet man daher als numerische Apertur den Sinus eines geeignet definierten Öffnungswinkels.

#### Photodiode

photodiode, photodetector

Halbleiterdiode, die Licht absorbiert und die dabei frei werdenden Ladungsträger als Photostrom einem äußeren Stromkreis zuführt. Man unterscheidet PIN-Photodioden und Lawinen-Photodioden (Avalanche-Photodiode).

#### PIN-FET-Empfänger

PIN-FET receiver

Optischer Empfänger mit einer PIN-Photodiode und einem rauscharmen Verstärker mit hochohmigem Eingang, dessen erste Stufe mit einem Feldeffekttransistor (FET) arbeitet.

#### PIN-Photodiode

PIN-photodiode

Eine Photodiode mit vorwiegender Absorption in einer Raumladungszone innerhalb ihres pn-Übergangs. Eine solche Diode hat im Gegensatz zur Lawinen-Photodiode – einen hohen Quantenwirkungsgrad, aber keine innere Stromverstärkung.

#### Profildispersion

profile dispersion

Die Brechzahl von Glas hängt von der Lichtwellenlänge ab, allerdings nicht für alle am Aufbau eines Lichtwellenleiters beteiligten Gläser in genau gleicher Weise. Das Brechzahlprofil von Gradientenfasern (vor allem die Brechzahldifferenz) ist daher ebenfalls wellenlängenabhängig. Deshalb kann es nur in einem engen Wellenlängenbereich dem Optimum nahekommen, das minimale Modendispersion bzw. maximale Übertragungsbandbreite ermöglicht. Bei anderen Wellenlängen ist das Brechzahlprofil nicht optimal, und die Bandbreite wird entsprechend klein.

#### Rückschneidemethode

cut back technique

Zum Ermitteln der Dämpfung eines Lichtwellenleiters muß man die Lichtleistungen an seinem Anfang ( $P_1$ ) und an seinem Ende ( $P_2$ ) möglichst genau kennen. Für Präzisionsmessungen koppelt man einen Sender an den Lichtwellenleiter und mißt zunächst  $P_2$ . Dann schneidet man den Lichtwellenleiter in etwa 1 m Entfernung vom Sender ab, ohne an der Einkopplung etwas zu ändern, und mißt dann die Leistung am Ende des kurzen Faserstücks. Sie ist gleich der zuvor in den langen Lichtwellenleiter gelangten Leistung  $P_1$ . So umgeht man das Problem, die Einkopplung reproduzierbar zu machen.

#### Rückstreuung

backscattering

Ein geringer Bruchteil des Lichtes, das durch Streuung aus seiner Richtung abgelenkt wurde, gelangt in Rückwärtsrichtung, läuft also im Lichtwellenleiter zum Sender zurück. Durch Beobachten des zeitlichen Verlaufes des rückgestreuten Lichtes mit Hilfe eines Strahlenteilers am Sender kann man nicht nur Länge und Dämpfung eines installierten Lichtwellenleiters von einem Ende aus messen, sondern auch lokale Unregelmäßigkeiten, z. B. Lichtverluste in Spleißen.

#### Schwellenstrom

threshold current

Stromwert, oberhalb dessen die Verstärkung der Lichtwelle in einer Laserdiode größer wird als die optischen Verluste, so daß stimulierte Emission einsetzt. Der Schwellenstrom ist stark temperaturabhängig.

#### Spleiß

splice

Feste Verbindung zweier Lichtwellenleiter. Man unterscheidet dabei geklebte und geschweißte Spleiße (fused fiber splice, fusion splice).

#### Sternkoppler

star coupler

Zentrales Bauelement für sternförmige passive Lichtwellenleiternetze. Es verbindet zahlreiche Sender und Empfänger und verteilt die Signalleistung, die ein angeschlossener Sender liefert, gleichmäßig auf alle angeschlossenen Empfänger.

#### Streuung

scattering

Hauptsächliche Ursache für die Dämpfung eines Lichtwellenleiters. Sie entsteht durch mikroskopisch kleine Inhomogenitäten im Glas. Da die Struktur dieser Unregelmäßigkeiten viel kleiner als die Wellenlänge des Lichtes ist, nehmen die Streuverluste mit wachsender Wellenlänge  $\lambda$  proportional zu  $1/\lambda^4$  ab und sind oberhalb 1600 nm nur noch sehr schwach (Rayleigh-Streuung).

#### Stufenfaser

step index fiber

Lichtwellenleiter mit Stufenprofil, d. h. mit einem Brechzahlprofil, das durch eine konstante Brechzahl innerhalb des Kerns und durch einen scharfen Abfall der Brechzahl an der Grenze von Kern und Mantel gekennzeichnet ist.

#### T-Koppler

T-coupler, tapping element

Optisches Bauelement zum Zusammenführen des Lichtes zweier Lichtwellenleiter. Umgekehrt kann es auch zum Aufteilen der Lichtleistung in einem Lichtwellenleiter auf zwei abgehende Lichtwellenleiter dienen.

#### Verzweiger

branching element, tapping element

Optisches Bauelement zum Aufteilen der Lichtleistung in einem ankommenden Lichtwellenleiter auf zwei oder mehrere abgehende Lichtwellenleiter. Derartige Elemente werden in passiven Lichtwellenleiternetzen verwendet (T-Koppler, Sternkoppler).

#### Vorlaufasser

launching fiber

Eine Faser, die zwischen einer Lichtquelle und einer anderen Faser eingefügt wird, um deren Moden auf eine bestimmte Art anzuzeigen. Sie kann auch aus mehreren hintereinandergeschalteten Fasern bestehen und wird hauptsächlich in Meßeinrichtungen verwendet (Modenmischer).

#### Wellenlängenmultiplex

wavelength division multiplexing (WDM)

Gleichzeitige Übertragung mehrerer Signale in einem Lichtwellenleiter auf verschiedenen Lichtwellenlängen.

#### Wellenleiterdispersion

waveguide dispersion

Die Dispersion, die bei nichtmonochromatischer Lichtquelle dadurch entsteht, daß das Verhältnis  $a/\lambda$  und als Folge davon Feldverteilungen und Gruppengeschwindigkeiten der Moden eines Lichtwellenleiters wellenlängenabhängig sind ( $a$  ist der Kernradius,  $\lambda$  die Lichtwellenlänge). In der Praxis wirkt die Wellenleiterdispersion stets mit der Materialdispersion zusammen; ihre Gesamtwirkung wird als chromatische Dispersion bezeichnet.

## Unsere Vertriebsstellen Bauteile, Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Bitte wählen Sie vorzugsweise die Ihnen bekannte Rufnummer Ihres Ansprechpartners oder die hier nach der Vermittlung angegebene 3- oder 4stellige Nebenstelle. Sie sind dann direkt mit dem Vertrieb Bauteile verbunden.

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Salzufer 6-8**

**1000 Berlin 10**  
☎ (030)39391, -2204

☎ 1810278  
FAX (030)3939-2630  
Ttx 308190 = sieznb

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Lindenplatz 2  
Postfach 105609**

**2000 Hamburg 1**  
☎ (040)282-1, -2361

☎ 215584-41  
FAX (040)282-2210

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Wittland 2  
Postfach 4049**

**2300 Kiel 1**  
☎ (0431)5860-1, -256

☎ 292814  
FAX (0431)5860-420  
Ttx 431115 = siekiel

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Contrescarpe 72  
Postfach 107827**

**2800 Bremen**  
☎ (0421)364-0, -2251

☎ 245451  
FAX (0421)364-2687

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Am Maschpark 1  
Postfach 5329**

**3000 Hannover 1**  
☎ (0511)129-0, -2256

☎ 923361  
FAX (0511)129-2852  
Ttx 5118313 = sievbd

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Lahnweg 10  
Postfach 1115**

**4000 Düsseldorf 1**  
☎ (0211)399-0, -2589

☎ 8581301  
FAX (0211)399-2928  
Ttx 2114018 = sievb

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Schweriner Straße 1  
Postfach 7820**

**4800 Bielefeld 1**  
☎ (0521)291-1, -205

☎ 932805  
FAX (0521)291-375  
Ttx 5218125 = sieve

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Rödelsheimer Landstraße 5-9  
Postfach 111733**

**6000 Frankfurt 1**  
☎ (0611)797-0, -3414

☎ 0414131-61  
FAX (0611)797-3681  
Ttx 611920 = siettx

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
N7, 18 (Siemenshaus)  
Postfach 2024)**

**6800 Mannheim 1**  
☎ (0621)296-1, -216

☎ 462261-17  
FAX (0621)296-222

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Geschw.-Scholl-Straße 24  
Postfach 120**

**7000 Stuttgart 1**  
☎ (0711)2076-1, -361

☎ 723941-15  
FAX (0711)2076-2448

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Habsburgerstraße 132  
Postfach 1380**

**7800 Freiburg 1**  
☎ (0761)2712-1, -302

☎ 772842  
FAX (0761)2712-234  
Ttx 761127 = siefrbg

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Nicolaus-Otto-Straße 4  
Postfach 3606**

**7900 Ulm 1**  
☎ (0731)499-1, -251

☎ 712826  
FAX (0731)499-267  
Ttx 731111 = sieulm

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Richard-Strauss-Straße 76  
Postfach 202109**

**8000 München**  
☎ (089)9221-0, -2645

☎ 0529421-19  
FAX (089)9221-4390

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Von-der-Tann-Straße 30  
Postfach 4844**

**8500 Nürnberg 1**  
☎ (0911)654-1, -3767

☎ 622251  
FAX (0911)654-3716

**Siemens AG, Vertrieb Bauteile  
Andreas-Grieser-Straße 30  
Postfach 3280**

**8700 Würzburg 21**  
☎ (0931)801-1, -277

☎ 86844  
FAX (0931)801-348

SIEMENS

1/84

**Siemens  
Components**

1584

Michael Herfurth  
 Horst Pelka  
 Helmut Rabl  
 Werner Schott

# Beschaltung von SIPMOS-Transistoren

SIPMOS®-Transistoren sind bekannt für ihre hervorragenden Eigenschaften. Hohe Schaltleistung, kurze Schaltzeiten, hohe Grenzfrequenz, parallel schaltbar, keine Speicherzeiten, linearer Kennlinienverlauf sind einige wesentliche Merkmale. Deshalb ist es zweckmäßig, bei der Anwendung einigen Gesichtspunkten besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Dazu gehören das Anlegen der Betriebsspannung und Maßnahmen gegen Überspannungen.

## Anlegen der Speisespannung an eine Schaltung mit SIPMOS-Transistoren

Bild 1 zeigt einen SIPMOS-Transistor in der Darstellung seines Ersatzschaltbildes (grün unterlegt) mit einem Lastwiderstand  $R_L$  im Drainkreis. Die Speisespannung wird über den Schalter S1 angelegt. Bei geöffnetem Schalter ist an allen Kapazitäten zunächst keine Spannung vorhanden. In diesem Arbeitspunkt ist die spannungsabhängige Millerkapazität  $C_{Mi}$  sehr groß, während die Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$  viel kleiner als  $C_{Mi}$  und völlig spannungsunabhängig ist.

Schließt man den Schalter und ist das Gate offen oder hochohmig angeschlossen, so lädt sich die Gate-Source-Kapazität über die viel größere Millerkapazität schnell auf. Steigt die Gate-Spannung bei diesem Aufladevorgang über den Schwellwert von typisch 3 V hinaus an, so wird der Transistor leitend (Bild 2). Dies geschieht in um so stärkerem Maße, je höher die Drain-Spannung (bzw. die Speisespannung)

ist. Bereits eine Drainspannung von 30 V genügt, um den Transistor leitend zu schalten. Hohe Speisespannungen können bei dieser Beschaltung den Transistor bereits beim Einschalten durch thermische Überlastung oder durch Überschreiten der zulässigen Gate-Source-Spannung zerstören. Dies läßt sich dadurch vermeiden, daß man zwischen Gate und Source einen Widerstand  $R_i$  schaltet (Bild 3) oder den SIPMOS-Transistor niederohmig ansteuert. Der Widerstand muß so klein sein, daß die Gatespannung beim Einschaltvorgang den Schwellwert von typisch 3 V nicht übersteigt.

Der Einschaltstrom fließt nun von der Millerkapazität vor allem durch den Widerstand  $R_i$  und nicht mehr durch die Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$ . Weitere Verbesserung bringt ein RC-Glied ( $R_V, C_V$ ) in der Speisespannungsleitung (Bild 4). Dieses RC-Glied wird in den meisten Schaltungen ohnehin zur Siebung des Netzbrumms

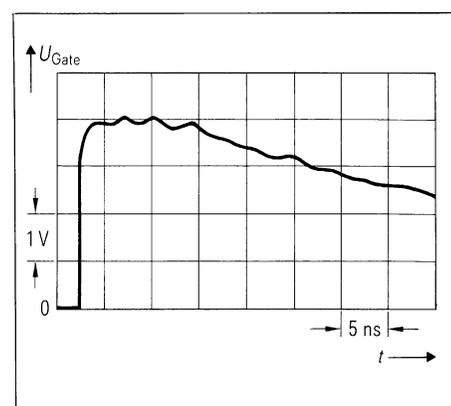


Bild 2 Verlauf der Gate-Spannung beim Anlegen einer Speisespannung von 30 V an die Drain-Source-Strecke

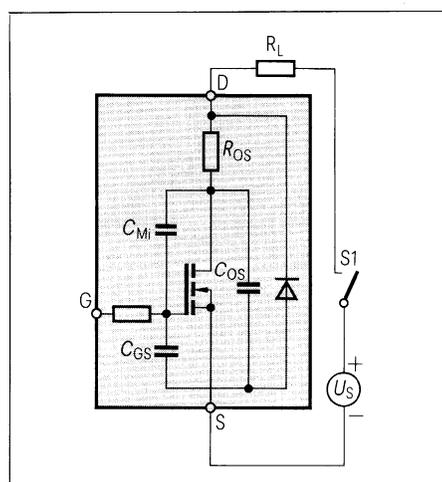


Bild 1 SIPMOS-Transistor mit offenem Gate-Anschluß

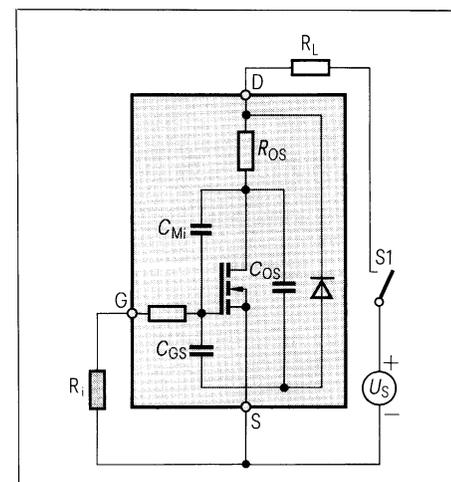


Bild 3 Schaltung mit Gate-Source-Widerstand

Dipl.-Ing. Michael Herfurth,  
 Obering. Horst Pelka,  
 Dipl.-Ing. Helmut Rabl,  
 Dipl.-Ing. (FH) Werner Schott,  
 Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
 Anwendungstechnik, München

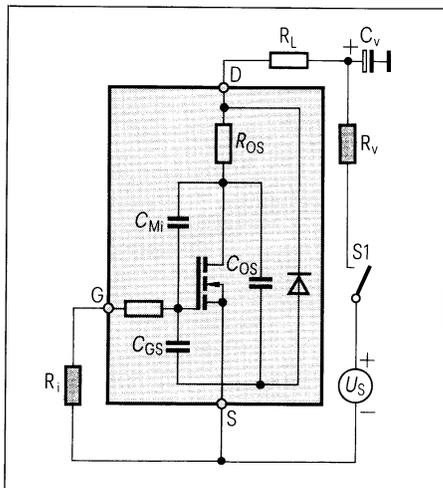


Bild 4 SIPMOS-Transistor, Schaltung mit RC-Schutzglied

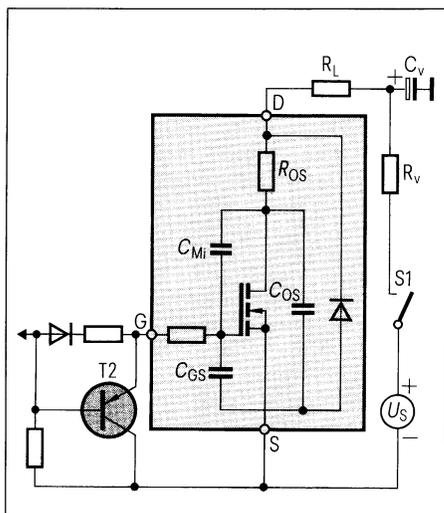


Bild 5 Schaltung für hochohmige SIPMOS-Ansteuerung

und zur Unterdrückung von Störspannungsspitzen aus dem Netz benötigt. Es verflacht den Anstieg der Speisespannung beim Einschalten und sollte auch im Hinblick auf diese Funktion dimensioniert sein. Dadurch kann der Widerstand  $R_i$  gegenüber der Schaltung nach Bild 3 hochohmiger ausgelegt werden, was wiederum der wirkleistungsarmen Ansteuerung des SIPMOS-Transistors zugute kommt.

Will man auf eine hochohmige Ansteuerung nicht verzichten, kann das unerwünschte Aufsteuern des SIPMOS-Transistors auch durch andere Schaltungsmaßnahmen verhindert werden (siehe Bild 5): In den meisten Fällen ist der Transistor T2 bereits in der Ansteuerschaltung vorhanden. Seine Funktion beim Einschalten ist folgende: Sobald die Basis-Emitter-Schwellenspannung des Transistors T2 überschritten ist, wird er leitend und da diese Spannung etwa 0,7 V kleiner ist als die Schwellenspannung des SIPMOS-Transistor solange gesperrt, bis eine positive Eingangsspannung den Transistor T2 sperrt.

Alle drei Schaltungen nach den Bildern 3 bis 5 verhindern also, daß SIPMOS-Transistoren beim Einschalten der Speisespannung leitend gesteuert werden.

### Unterspannungsabschaltung

Oft werden Schalttransistoren dadurch zerstört, daß die Schaltung in einen

Betriebszustand gerät, bei dem der Schalttransistor im eingeschalteten Zustand nicht voll durchgesteuert ist. Dies gilt in gleicher Weise für bipolare wie für MOS-Transistoren. Während die Entwickler bei der Dimensionierung bipolarer Schaltungen in der Regel mit dieser Anforderung vertraut sind und deshalb den Transistor mit genügend Reserven ansteuern, wird bei der nahezu verlustleistungsfreien Ansteuerung von MOS-Transistoren dieser Anforderung oft nicht genug Augenmerk geschenkt. Da SIPMOS-Transistoren sehr hohe Ströme schalten können, gerät der Transistor bei ungenügender Steuerspannung sehr leicht in einen Betriebszustand, bei dem seine maximal zugelassene Verlustleistung überschritten wird. Es ist daher beim Entwurf einer Schaltung unbedingt darauf zu achten, daß eine Abschaltvorrichtung vorgesehen wird, die bei zu geringer Speisespannung der Steuerlogik die Ansteuerung des Transistors abschaltet. Bei unseren integrierten Steuerschaltungen für Schaltnetzteile der Familie TDA 47.. ist ein solcher Unterspannungsschutz integriert, so daß SIPMOS-Transistoren bei Verwendung dieser Steuerbausteine geschützt sind. Werden andere Ansteuerschaltungen verwendet, so muß unbedingt ein solcher Unterspannungsschutz vorgesehen werden, damit die SIPMOS-Schaltung zuverlässig arbeitet. Allgemein sollten Steuerschaltungen immer so ausgelegt sein, daß erst

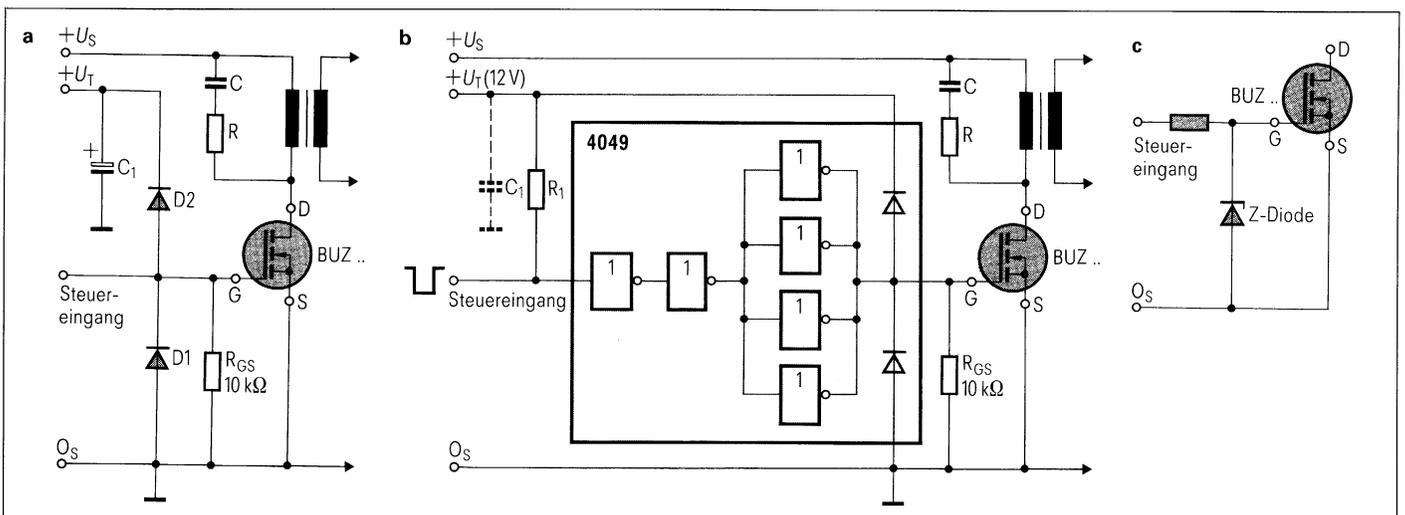
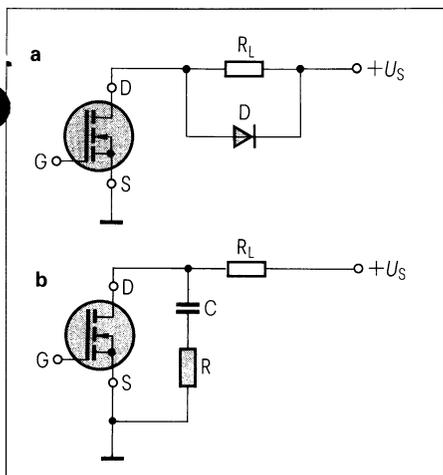
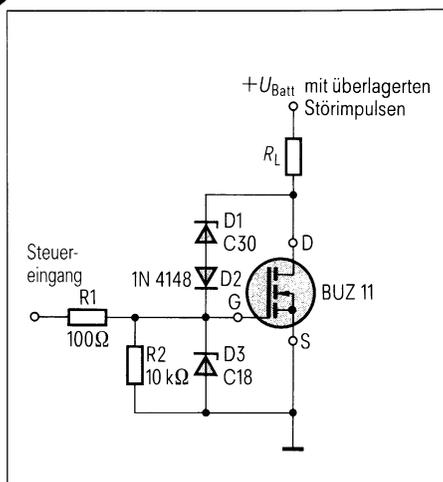


Bild 6 SIPMOS-Transistor-Schutzbeschaltungen

- a Gate-Schutzbeschaltung mit Dioden
- b Gate-Schutzbeschaltung mit integrierten MOS-Dioden in der Ansteuer-IS
- c Gate-Schutzbeschaltung mit Z-Diode



**Bild 7** SIPMOS-Transistor-Schutzbeschaltungen  
 a Drain-Schutzbeschaltung mit Freilaufdiode  
 b Drain-Schutzbeschaltung mit RC-Glied



**Bild 8** SIPMOS-Transistor-Schutzbeschaltung mit Z-Diode und Normaldiode

dann der SIPMOS-Transistor eingeschaltet wird, wenn die Steuerschaltung voll funktionsfähig ist.

### Maßnahmen gegen Überschreiten der zulässigen Gate-Source-Spannung

Laut Datenblatt sind zwischen Gate und Source maximal  $\pm 20$  V zugelassen. Ein Überschreiten dieser Spannung führt zur Zerstörung der dünnen Oxidschicht. Als einfache, doch sehr wirkungsvolle Schutzschaltung hat sich die Anschaltung zweier Dioden nach **Bild 6 a** erwiesen. Die untere Diode  $D_1$  verhindert, daß am Gate negative Spannungen größer als 1 V zustande kommen. Diode  $D_2$  bewirkt, daß die positive Spannung am Gate maximal 1 V höher ist als die Betriebsspannung

der Steuerlogik  $U_T$ . Sinnvoll ist es, die Spannung  $U_T$  mit einem Kondensator unmittelbar an den Dioden  $D_1$  und  $D_2$  abzublocken, damit  $U_T$  auch bei höheren Frequenzen eine niederohmige Begrenzung darstellt. Gegenüber anderen Lösungen haben die Dioden den Vorteil, daß sie relativ schnell schalten.

Bei Verwendung von CMOS-Invertern zur Ansteuerung des SIPMOS-Transistors (**Bild 6 b**) sind diese beiden Dioden bereits als Schutzdioden im Baustein integriert.

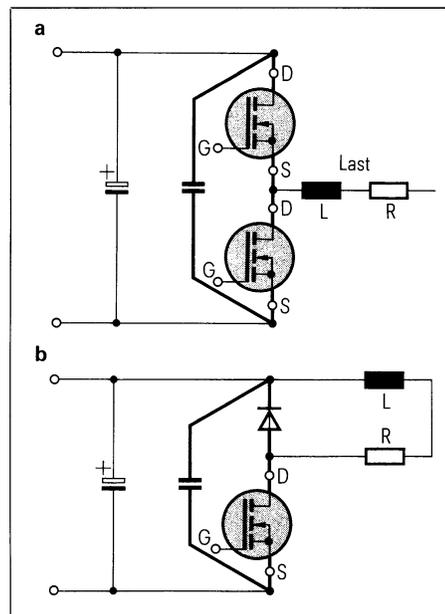
Entsprechend **Bild 6 c** besteht auch die Möglichkeit, eine Z-Diode und einen Vorwiderstand an das Gate anzuschließen. In positiver Richtung wird die Z-Diode bei ihrer Z-Spannung leitend, in negativer Richtung wirkt sie wie eine normale Diode in Flußrichtung. Nachteilig ist die hohe Eigenkapazität der Z-Diode sowie die Tatsache, daß sie relativ langsam schaltet.

Jede der drei voranstehend beschriebenen Maßnahmen wirkt sowohl gegen Überspannungen von seiten der Ansteuerschaltung als auch gegen induzierte Überspannungen aus der Gesamtschaltung.

### Maßnahmen gegen Überschreiten der zulässigen Drain-Source-Spannung

Entsprechend der Speisespannung ist die Sperrspannung des SIPMOS-Transistors zu wählen. Dabei müssen Überspannungen der Speisespannung, hervorgerufen durch Netzüberspannung oder durch Toleranzen der Bauteile im Netzteil, berücksichtigt werden. Induktive Lasten verursachen zusätzlich induzierte Spannungen, die im einfachsten Fall durch eine Leerlaufdiode nach **Bild 7 a** oder ein RC-Glied nach **Bild 7 b** oder mittels einer Kombination aus beiden beseitigt werden müssen. Eine wichtige Rolle spielt dabei der individuelle Aufbau mit seinen Leitungs- und Streuinduktivitäten. Auch Schaltgeschwindigkeit und Schaltfrequenz sind bei der Dimensionierung zu berücksichtigen. An dieser Stelle kann jedoch nur ganz allgemein auf die Notwendigkeit der sorgfältigen Beachtung dieser Parameter hingewiesen werden.

In Bordnetzen von Kraftfahrzeugen treten Überspannungen und Störspannungsspitzen auf. Zum Schutz des SIP-



**Bild 9** Beschaltung mit Kondensator. Die in den Bildern dick gezeichneten Verbindungen sollten in einer Schaltung möglichst kurz ausgelegt sein

MOS-Transistors wird hier zusätzlich zwischen Gate und Drain eine Z-Diode  $D_1$  in Reihe mit einer normalen Diode  $D_2$  eingefügt (**Bild 8**).

Zweckmäßigerweise betreibt man einen SIPMOS-Transistor in solchen störbeeinflussten Netzen mit einer Z-Diode  $D_3$  zwischen Gate und Source. Im eingeschalteten Zustand können die Störspannungsspitzen dem Transistor nicht schaden, da sie nur am Lastwiderstand anliegen. Bei gesperrtem Transistor erfolgt in einer Schaltung nach **Bild 8** die selbsttätige Ansteuerung des Transistors, sobald die Drain-Source-Spannung die Summe aus Z-Spannung von  $D_1$ , Schwellenspannung von  $D_2$  und Gate-Source-Schwellenspannung übersteigt. Man erzielt dadurch ein definiertes Avalanche-Verhalten des Transistors, muß allerdings die auftretenden Verluste berücksichtigen.

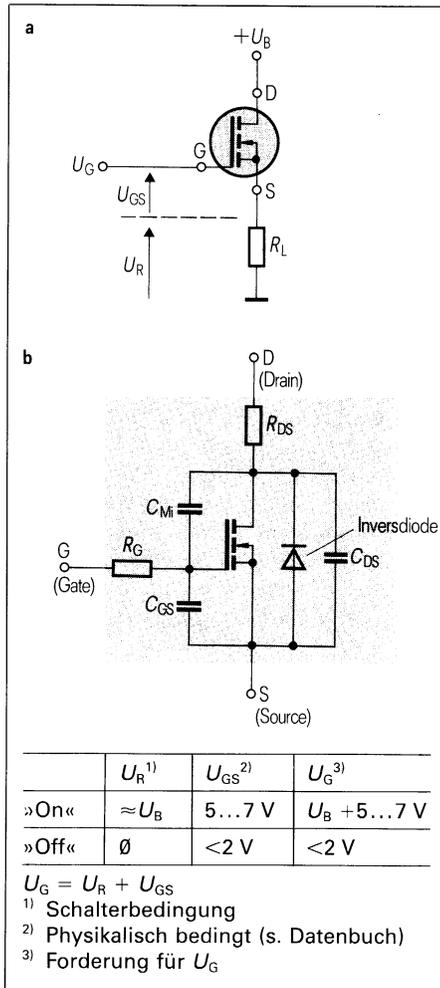
Bei vielen Anwendungsschaltungen, wie z. B. Halbbrückenanordnungen, treten, durch Leitungsinduktivitäten verursacht, beim schnellen Sperren der SIPMOS-Transistoren Spannungserhöhungen auf. Diese lassen sich dadurch verhindern, daß ein Aufbau mit kurzen Verdrahtungslängen gewählt und die Betriebsspannung unmittelbar an den Schalttransistoren durch einen impulsbelastbaren Kondensator abgeblockt wird (**Bild 9**).

# Betrieb von SIPMOS-Transistoren bei masseseitiger Last

Elektrische Geräte und Bauteile, die entweder bauartbedingt oder aus anderen Gründen einseitig an Masse liegen, benötigen zur Stromversorgung im Prinzip nur eine einpolige Leitung, wenn die Rückleitung über das metallische Chassis oder andere Metallteile der betreffenden Konstruktion erfolgt. Derartige Lasten kommen besonders häufig im Kfz- und Maschinenbau vor. Wenn man mit SIPMOS®-Transistoren solche zwischen Source und Masse liegende Lasten schalten will, benötigt man zwischen Gate und Masse eine Spannung  $U_{GS}$ , die um mindestens 5 V (bei voller Ausnutzung der Schaltleistung  $\approx 7$  V) über der allgemeinen Betriebsspannung  $U_B$  liegen muß. Für den Fall, daß ein solcher Schalter nicht extrem schnell zu sein braucht, sondern eine Schaltzeit von 0,1 bis 1 ms haben darf – oder sogar haben soll – und die Betriebsspannung im Bereich von 5 bis 30 V liegt, läßt sich ein entsprechender Gatespannungsgenerator verhältnismäßig einfach aufbauen. Bei Schaltströmen von 1 A und darüber ist eine solche Anordnung in der Summe sicher kostengünstiger als der Einsatz eines teureren p-Kanal-Feldeffekttransistors.

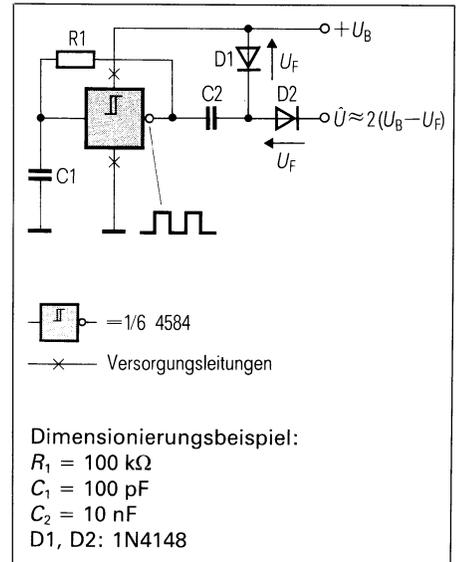
In **Bild 1** ist zu erkennen, welche Spannung am Gate angelegt werden muß, um einen SIPMOS-Transistor bei masseseitiger Last vollständig ein- bzw. auszuschalten. Zu beachten ist dabei, daß zwischen Gate und Source sowie zwischen Gate und Drain Kapazitäten liegen ( $C_{GS}$  und  $C_{Mi}$ ), die beim Einschaltvorgang aufgeladen und beim Ausschaltvorgang wieder entladen werden müssen.

In **Bild 2** ist die einfachste Ausführung eines Gatespannungsgenerators zu sehen. Ein CMOS-Schmitt-Trigger arbeitet infolge einer äußeren Beschaltung mit einem Widerstand (R1) und einem Kondensator (C1) als Rechteckimpuls-generator, wobei der Spannungshub praktisch fast genauso groß ist wie  $U_B$ . Immer, wenn der Ausgang den Logikpegel L hat, wird der Kondensator C2



**Bild 1** SIPMOS-Transistor als Schalter bei masseseitiger Last  $R_L$  (a) Ersatzschaltbild eines n-Kanal-SIPMOS-Transistors (b)

über die Diode D1 auf  $U_B - U_F$  ( $U_F$  ist die Diodendurchlaßspannung) aufgeladen. Während der darauffolgenden Halbperiode (Logikpegel H) addiert sich nun diese am Kondensator C2 liegende Spannung zur Betriebsspannung, so daß nach der Diode D2 halberperiodenweise eine Spannung von  $U_B - U_F + U_B - U_F$ , d. h.  $2(U_B - U_F)$  vorhanden ist. Wenn man mit dieser Spitzenspannung die Eingangskapazität im



**Bild 2** Gatespannungsgenerator (Spannungsverdoppler) mit CMOS-Schmitt-Trigger 4584 für Betriebsspannungen von 9 bis 15 V

SIPMOS-Transistor auflädt, erreicht man im Endeffekt eine Spannung von  $U_{GS} = 2(U_B - U_F) - U_B$ , d. h. etwa  $U_B - 2$  V, da  $U_F$  nicht größer als 1 V anzunehmen ist. Die Schaltung eignet sich demnach für Betriebsspannungen von 9 bis 15 V, wobei sich die obere Grenze durch die maximal zulässige Speisespannung für den CMOS-Baustein ergibt.

Wenn  $U_B$  z. B. nur 5 V beträgt, benötigt man statt der Spannungs-Verdoppler-Schaltung eine Spannungs-Verdreifacher-Schaltung. Eine mögliche Ausführung wird in **Bild 3** gezeigt. Hier ist nach der ersten vollen Rechteckschwingungsperiode im Idealfall der Kondensator C3 auf  $2(U_B - U_F)$  aufgeladen, und bei der nächsten Halbperiode kommt zu dieser Spannung noch  $U_B$  dazu, so daß nach der Diode D3 halberperiodenweise eine Spannung von  $3(U_B - U_F)$  entsteht, d. h. für  $U_{GS}$  noch mit einer Spannung von  $\approx 2 U_B - 3$  V zu rechnen ist (bei  $U_B = 5$  V somit  $U_{GS} \approx 7$  V). Falls die Betriebsspannung über 15 V liegt, muß der Rechteckimpulsgenera-

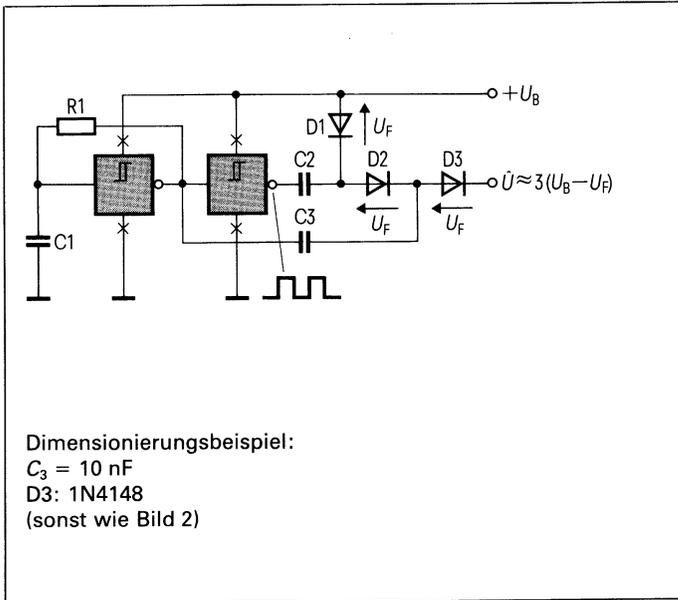


Bild 3 Gatespannungsgenerator in Verdreifacherschaltung für Betriebsspannungen von 5 bis 10 V

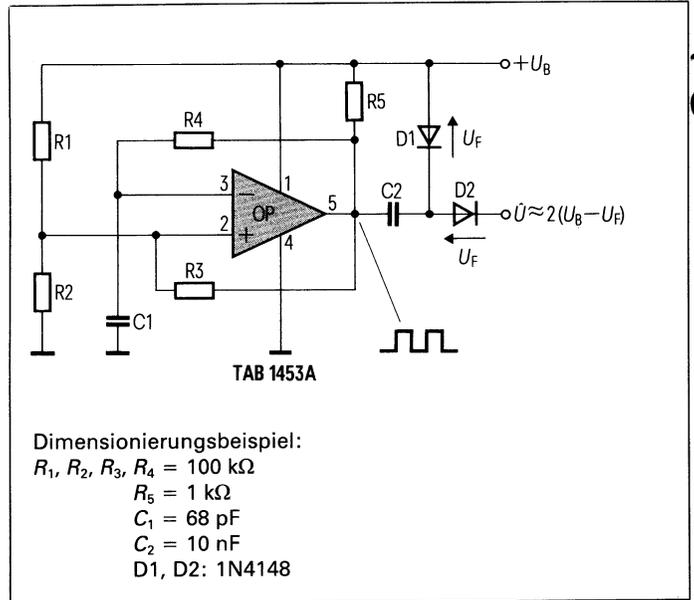


Bild 4 Gatespannungsgenerator mit Operationsverstärker TAB 1453A für Betriebsspannungen von 10 bis 30 V (Spannungsverdoppler)

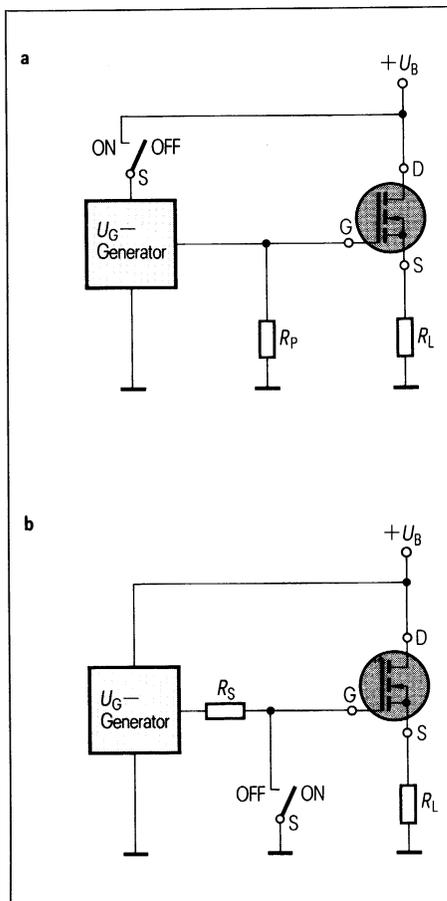


Bild 5 Prinzipmöglichkeiten für die Anordnung eines Kleinleistungsschalters S (bzw. eines entsprechenden Kleinsignaltransistors) zum Ein- und Ausschalten des SIPMOS-Transistors bei masseseitiger Last  $R_L$

a Version I  $R_p$  z. B. 100 k $\Omega$     b Version II  $R_s$  z. B. 100 k $\Omega$

tor anders ausgeführt werden. Eine Schaltung mit einem Operationsverstärker, die sich z. B. für Betriebsspannungen bis zu 30 V eignet, ist in Bild 4 zu sehen. Eine solche Schaltung ist auch dann günstig, wenn ein besonders kleiner Generator-Innenwiderstand erforderlich ist, weil man schnell schalten oder mehrere Leistungsschalter mit nur einem Generator betreiben will.

Da die SIPMOS-Eingangskapazität die Größenordnung von 1 nF hat und die Ladung von einer Kapazität entnommen wird, die 10 nF beträgt, ergibt sich bei der Inbetriebnahme des Rechteckimpulsgenerators bereits nach der ersten Periode eine entsprechend hohe Spannung  $U_{GS}$ . Andererseits ist zu berücksichtigen, daß der 10-nF-Kondensator infolge des Innenwiderstands vom Rechteckimpulsgenerator nicht beliebig schnell aufgeladen wird. Wenn z. B. ein Innenwiderstand von 1 k $\Omega$  vorliegt ( $R_5$  in Bild 4), gilt eine Zeitkonstante von 10  $\mu\text{s}$ , d. h. es bringt nicht viel, wenn man die Impulsfrequenz des Rechteckimpulsgenerators über  $1/2 \cdot 10 \mu\text{s} (= 50 \text{ kHz})$  legt. Andererseits schadet aber eine etwas höhere Frequenz nicht; sie kann also z. B. ohne weiteres bei etwa 100 kHz liegen.

Bislang wurde immer nur das Aufladen der Eingangskapazität betrachtet, also das Einschalten des Transistors. Zum Ausschalten gibt es im Prinzip zwei Möglichkeiten, nämlich die selbsttätige Entladung durch einen ständig zwischen Gate und Masse liegenden Widerstand  $R_p$  (Bild 5, Version I), oder ein

niederohmiges Verbinden des Gates mit Masse durch einen Schalter, wobei aber dann ein Vorwiderstand  $R_s$  in die Leitung zwischen Gatespannungsgenerator und Gate einzufügen ist (Bild 5, Version II). Selbstverständlich können beide Schalterarten durch Kleinsignaltransistoren realisiert werden. Bei der Version I ergibt sich der Vorteil, daß kein Ruhestrom auftritt, weil der Gatespannungsgenerator vollständig von  $U_B$  getrennt ist, während die Version II den Vorteil bietet, auch mehrere Transistoren mit nur einem Gatespannungsgenerator versorgen zu können. Zu beachten ist, daß der Widerstand  $R_p$  bzw.  $R_s$  im allgemeinen sehr hochohmig sein muß im Verhältnis zum Innenwiderstand des Rechteckimpulsgenerators, damit keine wesentliche Herabsetzung der am Gate letztendlich anliegenden Spannung auftritt.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß ein Gatespannungsgenerator, wie er hier vorgestellt wurde, auch dann zweckmäßig sein kann, wenn die Last zwar nicht einseitig an Masse liegt, die zur Ansteuerung verfügbare Spannung jedoch zu klein ist (z. B. 5-V-Steuerelektronik oder  $U_B$  überhaupt kleiner als 7 V). Ein solcher Fall ergibt sich z. B. in der Autoelektronik, wenn bei einem 12-V-Bordnetz während des Anlaßvorgangs die Spannung bis auf 5 V absinkt, dabei aber über SIPMOS-Transistoren gesteuerte Verbraucher zuverlässig arbeiten müssen (z. B. Einspritzventile).

Helmut Rabl

Werner Bosch  
Rolf-Dieter Kimpel

# Relais für Anwendungen im Auto

Die technologischen Fortschritte, die in den letzten Jahren bei der Kraftfahrzeugelektrik erzielt wurden, sind unverkennbar. Wesentliche Aufgaben, die zu vielen Verbesserungen geführt haben, waren Maßnahmen zur Kraftstoffeinsparung, Erhöhung der Sicherheit, Erhöhung des Komforts und Reduzierung von Umweltproblemen.

Diese Entwicklungen werden in der Kraftfahrzeugindustrie mit größten Anstrengungen weitergeführt. Wirtschaftliche Lösungen dieser Aufgaben sind nur durch Fortschritte der Elektronik, aber auch durch zuverlässige und kostengünstige Leistungsschalter erreichbar. Hier bietet sich nach wie vor das elektromechanische Relais auf Grund seiner besonderen Merkmale an. Herausragend sind seine Wirtschaftlichkeit, Zuverlässigkeit, Niederohmigkeit im Schaltkreis, Baugröße und Robustheit.

Die Zunahme der Elektrik und Elektronik im Auto führt zwangsläufig zu größeren Relaisstückzahlen. Das Relais gewinnt damit in Kraftfahrzeuganwendungen immer mehr an Bedeutung. Um den Forderungen bei neuen Typen gerecht zu werden, gilt es nicht nur, die Relaisproduktion zu erhöhen, sondern auch leistungsfähigere, zuverlässigere und kleinere Relais zu entwickeln.

## Aufbau von Kraftfahrzeug-Relais

In den letzten Jahren hat sich bei Kraftfahrzeug-Relais auf dem bundesdeutschen Markt eine einheitliche Bauform durchgesetzt. Bezüglich der Art der Anschlußtechnik gibt es Ausführungen für die Leiterplattenbestückung (Bild 1) und solche mit Steckanschlüssen.

Üblich sind sowohl Relais mit Rundsteckern als auch mit Flachsteckern (Bild 2).

Leiterplattenrelais haben in der Regel kein eigenes Gehäuse. Sie sind zusammen mit den elektronischen Bauelementen in Steuergeräten, z.B. Blinkgeber, Wisch-Wasch-Intervallschalter u.a., untergebracht, die ihrerseits mit einem Gehäuse abgeschlossen sind.

Die steckbaren Relais sind mit einer Metall- oder Kunststoffkappe abgeschlossen. Sie sind vorwiegend in einer zentralen Box untergebracht, vereinzelt aber auch mit Hilfe eines Haltebügels an der Karosserie befestigt.

Die wichtigsten Kenndaten sind in der Tabelle 1 enthalten.

## Relais für hohe Schaltleistungen

### Brückenkontaktrelais (Bild 1, Mitte)

Bei Nennspannungen von 12 V werden hauptsächlich Relais mit einem Einfachkontakt eingesetzt. Auch bei der maximal auftretenden Batteriespannung von etwa 15 V können solche Kontakte Ströme weit über 50 A abschalten, ohne daß ein Lichtbogen stehen bleibt (Bild 3). Bei höheren Spannungen sind die zulässigen Abschaltströme kleiner, so z.B. nur 10 A bei 30 V, die bei einer 24-V-Batterie als Maximalspannung auftreten können. Durch Vergrößern des Kontaktabstandes läßt sich eine erhöhte Leistung

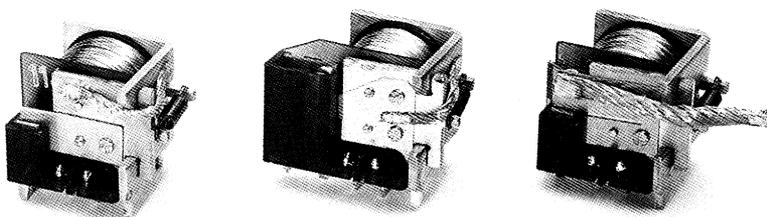


Bild 1 Leiterplattenrelais für Kraftfahrzeuganwendungen

Links: Schaltrelais K (V23033) mit Wechsler  
Mitte: Schaltrelais K-B (V23033) mit Brückenkontakt  
Rechts: Schaltrelais K-S (V23071) mit Hochstromkontakt

Dipl.-Phys. Werner Bosch,  
Dipl.-Phys. Rolf-Dieter Kimpel,  
Siemens AG, Bereich Nachrichten- und  
Sicherungstechnik,  
Komponenten, München

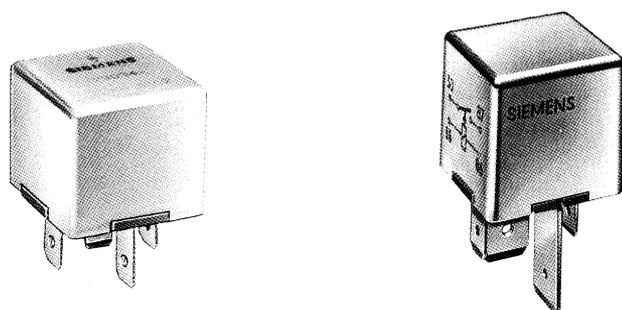


Bild 2 Schaltrelais F4 (links) und F7 (V23034) für Kraftfahrzeuganwendungen

abschalten, aber selbst bei doppeltem Kontaktabstand reicht die zulässige Abschaltleistung des Kontakts für einige Anwendungen noch nicht aus. Ein Brückenkontakt, bei dem zwei Kontakte in Reihe angeordnet sind, kann bei gleichem Strom etwa die doppelte Spannung und bei gleicher Spannung ein Vielfaches des Stroms gegenüber Einfachkontakten abschalten

(Bild 3). Dies ist insbesondere auf die Verteilung des Lichtbogens auf zwei Kontaktstrecken zurückzuführen. So kann z. B. ein Magnetschalter für LKW-Anlasser, der bei 30 V etwa 40 A aufnimmt, mit Brückenkontakten problemlos geschaltet werden (s. Tabelle 2). Bei Einfachkontakten bleibt bei dieser Last ein Lichtbogen stehen, so daß der Kontakt zerstört wird.

Der Vorteil des Brückenkontaktes liegt aber nicht nur bei Nennspannungen von 24 V, sondern auch bei 12 V, wenn hohe induktive Lasten abgeschaltet werden müssen. Der Brückenkontakt hat im Vergleich zum Einfachkontakt kürzere Lichtbogenbrenndauern und somit eine geringere Erosion der Kontaktstücke und eine höhere Lebensdauer zur Folge. Schaltrelais K mit einem Brückenkontakt haben beim Schalten von 9 Hubmagneten mit einem Einschalt- und Ausschaltstrom von etwa 100 A bei einer Schaltspannung von 13,5 V eine Lebensdauer von etwa 70000 Schaltspielen erreicht (Tabelle 2) und somit die Forderung bei der Überlastprüfung erfüllt. In der praktischen Anwendung sind nur 5 Hubmagnete zu schalten. Einfachkontakte haben bei dieser Belastung eine deutlich geringere Lebensdauer. In einer Variante kann dieses Relais auch mit zwei Schließern oder zwei Öffnern mit gemeinsamem Mittelanschluß ausgebildet werden, die als Doppelkontakte verwendet werden können. Der bewegliche Kontakt ist mit einer Litze über das Joch herausgeführt.

		Leiterplattenrelais				Relais mit Flachsteckern		
		Schaltrelais K	Schaltrelais K-B	Schaltrelais K-S	Minischaltrelais K	Schaltrelais F4	Schaltrelais F7	Minischaltrelais F
Nennspannung <sup>1)</sup>	V	12	24	12	12	12	12	12
Betriebsspannung	V	9,5 bis 15	18 bis 30 <sup>2)</sup>	8 bis 15 <sup>3)</sup>	9,5 bis 15	9,5 bis 15	9,5 bis 15	9,5 bis 15
Ansprechspannung bei 20 °C	V	≤7	≤15	≤6,5	≤7	≤7,5	≤7,5	≤7
Rückfallspannung bei 20 °C	V	≥1,5	≥3	≥1	≥1,5	≥2	≥2	≥2
Spulenwiderstand bei 20 °C	Ω	88 ± 10%	250 ± 10%	36 ± 10%	110 ± 10%	86 ± 10%	76 ± 10%	115 ± 10%
Zulässige Umgebungstemperatur	°C	-40 bis +85	-40 bis +85	-40 bis +80	-40 bis +85	-40 bis +85	-40 bis +85	-40 bis +85
Ansprechzeit bei Nennspannung	ms	etwa 5	etwa 4	etwa 4	etwa 3	etwa 5	etwa 5	etwa 4
Rückfallzeit	ms	etwa 3	etwa 3	etwa 3	etwa 1,5	etwa 3	etwa 3	etwa 2
Kontaktausführung		S, W, Ö	Brückenschließer	S	S, Ö, W Brückenschließer Doppelschließer	S, W	S	S
Schaltspannung, max.	V <sub>-</sub> /V <sub>+</sub>	60/75	60/75	60/75	60/75	60/75	60/75	60/75
Schaltstrom, max. Ein/Aus	A	60 <sup>2)</sup> /30 <sup>3)</sup>	100 <sup>5)</sup> /50 <sup>6)</sup>	150 <sup>3)</sup> /50 <sup>3)</sup>	60 <sup>2)</sup> /20 <sup>3)</sup>	70 <sup>7)</sup> /40 <sup>3)</sup>	125 <sup>7)</sup> /70 <sup>3)</sup>	60 <sup>8)</sup> /20 <sup>3)</sup>
Grenzdauerstrom	A	16 <sup>4)</sup>	30	50	10	40	70	15
Spannungsabfall zwischen den Kontaktanschlüssen bei 10 A	mV	typisch 25	typisch 13	typisch 6	typisch 40	typisch 6	typisch 4	typisch 20
Mechanische Lebensdauer	Schaltspiele	>10 <sup>6</sup>	>10 <sup>6</sup>	>10 <sup>6</sup>	>10 <sup>6</sup>	>10 <sup>6</sup>	>10 <sup>6</sup>	>10 <sup>6</sup>
Prüfspannung								
Wicklung/Kontakt	V(eff.)	500	500	500	500	500	500	500
Volumen	cm <sup>3</sup>	8,5	9	9	3,5	16	16	6,6

<sup>1)</sup> Andere Nennspannung möglich, <sup>2)</sup> Einschaltspitze beim Blinker 6×21 W, <sup>3)</sup> Bei 15 V, <sup>4)</sup> 40 A mit Sonderausführung, <sup>5)</sup> Max. 1 s bei Tastverhältnis 1:30, <sup>6)</sup> Bei 30 V, <sup>7)</sup> Max. 3 s bei Tastverhältnis 1:5, <sup>8)</sup> Max. 1 s bei Tastverhältnis 1:10, <sup>9)</sup> Impulsbetrieb

Tabelle 1 Kenndaten von Relais für Kraftfahrzeuganwendungen

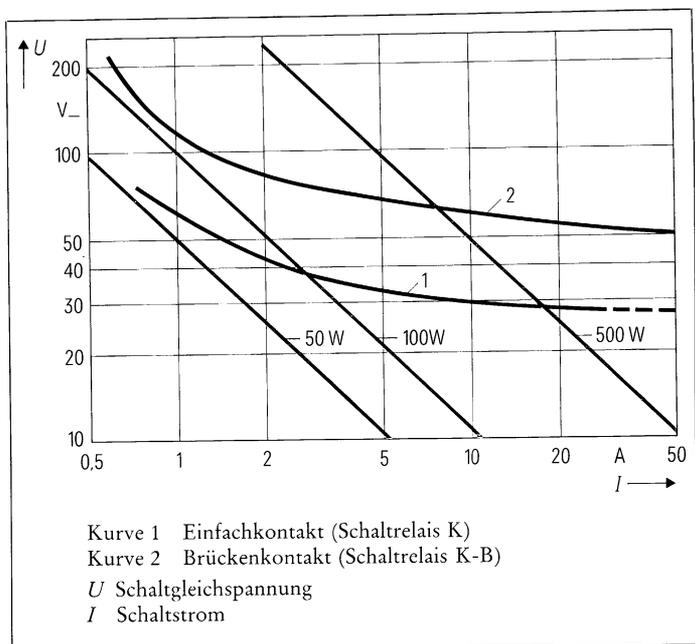


Bild 3 Zulässige Abschaltleistung bei ohmscher Last, Kontaktwerkstoff AgNi

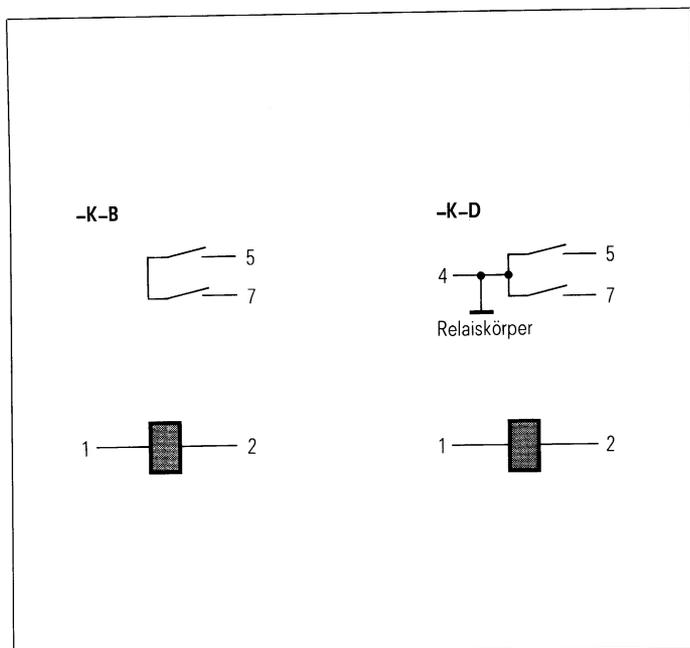


Bild 4 Anschlußbelegung beim Schaltrelais K-B (Brückenkontakt) und beim Schaltrelais K-D (Doppelkontakt)

Relais für höhere Strombelastbarkeit

Bild 1, rechts, zeigt ein Schaltrelais, dessen Kontaktkreis besonders niederohmig ist. Der feste Gegenkontakt ist über zwei Anschlüsse herausgeführt. Damit kann die Stromführung auf der Leiterplatte mit größerem Querschnitt ausgebildet werden. Die Litze ist direkt auf den Nietkopf des Kontaktstücks (auf dem beweglichen Kontakt) geschweißt\*. Dadurch werden die Verlustwiderstände in der Kontaktfeder und zwischen Kontaktstück und Feder vermieden. Das andere Ende der Litze ist bei der Normalausführung an das Joch geschweißt. Der Widerstand des Kontaktkreises zwischen den Anschlußbeinchen ist durch diese Maßnahmen von 2,5 m $\Omega$  auf etwa 0,6 m $\Omega$  verringert worden. Setzt man eine gleiche zulässige Verlustleistung im Kontaktkreis voraus, so läßt sich mit dieser Ausführung der doppelte Dauerstrom führen.

Erprobt wurde dieses Relais u. a. mit der in Bild 5 dargestellten Last von 5 Glühkerzen. Bei der Erprobung mit der Originallast (Bild 5a) sind Abkühlzeiten von etwa 40 s notwendig, damit der maximale Einschaltstrom wieder erreicht wird. Da solche Versuche sehr lange dauern, wurde die Belastung mit Rechteckimpulsen an ohmschen Wi-

derständen nachgebildet (Bild 5b). Vergleichende Versuche mit Originallast und Simulation ergeben ähnliche Ergebnisse. Die Forderung nach einer Lebensdauer von 50000 Schaltspielen wurde ohne Fehler erreicht. Noch höhere Anforderungen liegen z. B. bei Anwendungen mit getakteten Glühkerzen vor. Bei jedem Startvorgang muß der Kontakt die kalten Glühkerzen mit ihren hohen Strom-

spitzen von etwa 130 A einschalten und dann etwa 30mal mit etwa 75 A takten, um die Temperatur der Kerzen zu begrenzen. Die Lebensdauerforderung für den Kontakt ist somit auch 30mal höher. Für diesen Einsatzfall liegt eine Variante vor, mit der im Test eine Lebensdauer von etwa 40000 Schaltzyklen, das entspricht etwa 1,5 Millionen Schaltspielen, erreicht wurde.

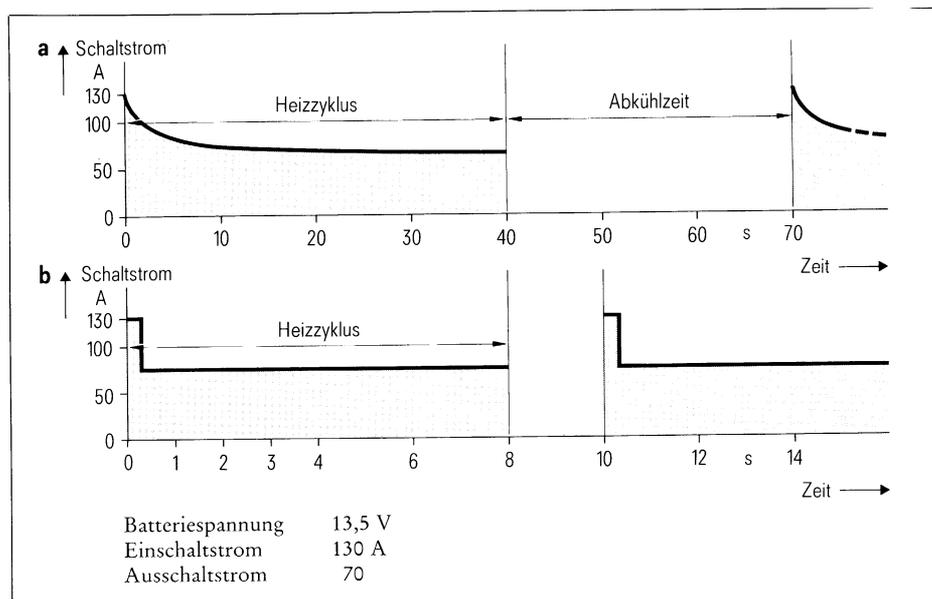


Bild 5 Einschaltkurve bei Glühkerzen als Last  
 a Originallast  
 b Nachbildung

\* Gebrauchsmuster GM 8109089

### Miniaturrelais

Je mehr Elektronik im Auto untergebracht werden soll, desto größer ist die Forderung nach kleineren Steuergeräten oder kleineren Relais. **Bild 6** zeigt zwei Neuentwicklungen, das Minischaltrelais K mit Lötanschlüssen für den Einsatz auf Leiterplatten und das Minischaltrelais F mit Steckanschlüssen. Das bewährte konstruktive Konzept herkömmlicher Kraftfahrzeug-Relais wurde im wesentlichen übernommen und Optimierungen bezüglich hoher Zuverlässigkeit und automatisierbarer Fertigung eingearbeitet. Das Volumen der beiden Relais wurde um etwa 60% gegenüber den heute auf dem Markt befindlichen Relais reduziert. Die Leiterplattenausführung kann wahlweise mit verschiedenen Kontaktausführungen, so z. B. Schließer, Öffner, Wechsler, Doppelschließer, Brückenschließer u. a. (**Bild 7**), bestückt werden. Sie hat außerdem unterhalb der Wicklung Platz für andere Bauteile. Die wichtigsten Kenndaten dieser beiden Neuentwicklungen sind in **Tabelle 1** zusammengestellt. Aus **Bild 8** geht hervor, welche Leistung von den Kontakten abgeschaltet werden kann.

### Erprobungen

Bei einem neuen Produkt, das in der Kraftfahrzeugtechnik eingesetzt wird, ist es vorrangig, die Zuverlässigkeit unter betriebsnahen Belastungsbedingungen zu testen. Nach den bisher durchgeführten Erprobungen des Minischaltrelais K (**Tabelle 3**) werden die Lebensdauerforderungen, auch bei Anwendungen, für die bisher das größere Schaltrelais K eingesetzt wird, bei allen Versuchen mit Sicherheit erfüllt. Bei den Erprobungen, bei denen jedes Schaltspiel auf sicheres und niederohmiges Schließen und sicheres Öffnen der Kontakte automatisch überwacht wurde, sind keine Schaltfehler aufgetreten. Während der Versuche wurden auch die Spannungsabfälle an den Kontakten gemessen. Auch nach  $2 \cdot 10^5$  Schaltspielen mit einer Last von 13,5 V und 6 A (Benzinpumpe) sind die Kontakte noch niederohmig (**Bild 9**). Die Versuche, die bei einer Umgebungstemperatur von 20 °C, z. T. auch bei 100 °C, liefen, bestätigen die hohe Zuverlässigkeit des Relais. Erprobungen

#### Elektrische Lebensdauer

Last	U V	I <sub>ein</sub> A	I <sub>aus</sub> A	Kontaktart	Lebensdauer Schaltspiele Forderung	Ergebnis
Hubmagnete (9 Stück)	13,5	110	100	S	$0,5 \cdot 10^5$	$0,7 \cdot 10^5$
Magnetschalter für Anlasser (Diode parallel)	28	40	40	S	$10^5$	$3 \cdot 10^5$

Tabelle 2 Erprobungen des Schaltrelais K-B mit Brückenkontakt

#### Elektrische Lebensdauer

Last	U V	I <sub>ein</sub> A	I <sub>aus</sub> A	Kontaktart	Lebensdauer Schaltspiele Forderung	Ergebnis <sup>1)</sup>
Benzinpumpe	13,5	18	6	S	$2 \cdot 10^5$	$10 \cdot 10^5$ <sup>3)</sup>
Magnetkupplung	13,5	4	4	S	$2 \cdot 10^5$	$>2,5 \cdot 10^5$ <sup>3)</sup>
Magnetventil	13,5	1,4	1,4	S, Ö	$2 \cdot 10^5$	$>2,5 \cdot 10^5$ <sup>3)</sup>
Motor blockiert	13,5	20	20	S	$10^5$	$7 \cdot 10^5$
1 s ein, 4 s aus						
Blinker 6 × 21 W + 3 W	13	58 <sup>2)/22</sup>	11	S	$8 \cdot 10^5$	$3,6 \cdot 10^6$

<sup>1)</sup> Die Versuche wurden bei dieser Schaltzahl abgebrochen (ohne Fehler)

<sup>2)</sup> Einschaltstrom nach dem Einschalten des Blinkers

<sup>3)</sup> 50% Schaltspiele bei 20 °C, 50% Schaltspiele bei 100 °C

Tabelle 3 Erprobungen des Minischaltrelais K

#### Elektrische Lebensdauer

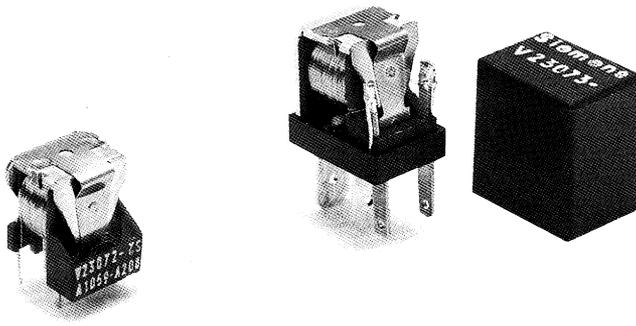
Last	U V	I <sub>ein</sub> A	I <sub>aus</sub> A	Lebensdauer Schaltspiele Forderung	Ergebnis
Lampe, Induktivität <sup>1)</sup>	13,5	60	20	$0,5 \cdot 10^5$	$0,5 \cdot 10^5$
Kompressormotor mit Pumpe	13,5	60	16	$2 \cdot 10^5$	$>6 \cdot 10^5$

<sup>1)</sup> Kombinierte Prüflast

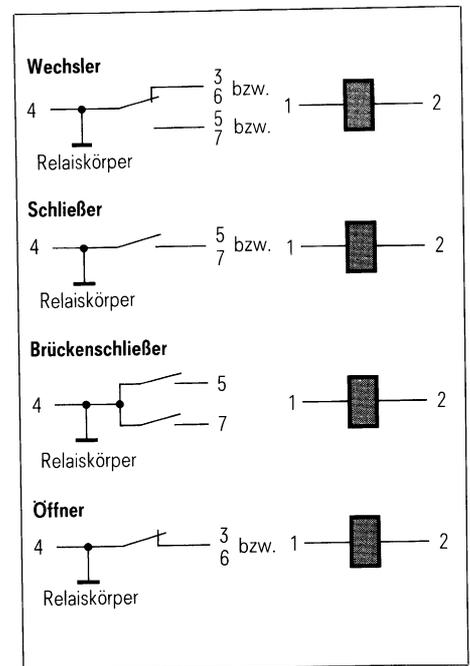
Tabelle 4 Erprobungen des Minischaltrelais F

Anwendung	Leiterplattenrelaistyp			Mini-K	Relaistyp mit Flachstecker		
	K	K-B	K-S		F4	F7	Mini-F
Blinker	x			x			
Wisch-Wasch-Intervallschalter	x			x			
Klimaanlage	x			x			
Türverriegelung (mit Motoren)	x			x			
Türverriegelung (Hubmagnete)		x					
Sitzverstellung	x						
Schiebedach	x						
Fensterheber					x		
Heckscheibenheizung	x						
Benzinpumpe	x			x			
Magnetschalter für Anlasser		x					
Glühkerzen (Glühzeitautomatik)			x				
Summer	x				x		
Scheinwerfer (Abblend-, Fernlicht)					x		x
Nebelscheinwerfer					x		x
Hupe					x		x
Zündschloßentlastung						x	
Kompressormotor für Bremsystem							x

Tabelle 5 Anwendungen von Kraftfahrzeugrelais



**Bild 6** Miniaturrelais für Kraftfahrzeuganwendungen  
 Links: Minischaltrelais K (V23072) für Leiterplatteinsatz  
 Rechts: Minischaltrelais F (V23073) mit Flachstecker (Kappe abgenommen)



**Bild 7** Anschlußbelegungen beim Minischaltrelais K

des Minischaltrelais F ergaben ähnlich gute Ergebnisse (Tabelle 4).

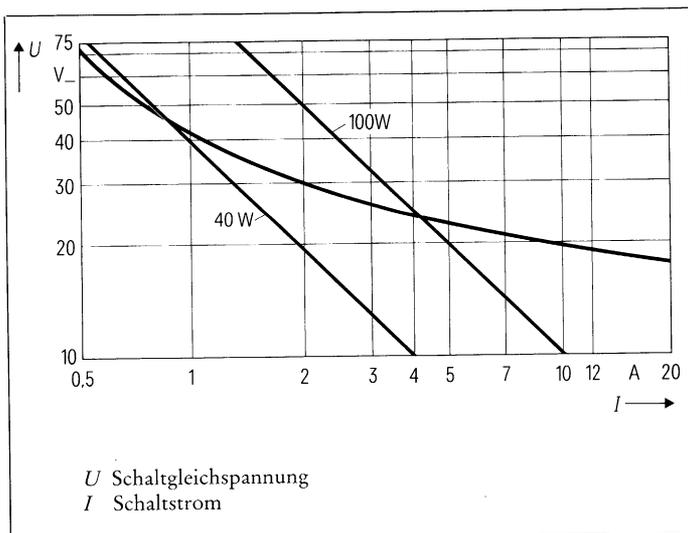
**Anwendungen**

Im Auto hat das Relais viele Schaltaufgaben zu erfüllen. In Tabelle 5 sind einige Anwendungsbeispiele aufgelistet und die dafür geeigneten und zum Teil verwendeten Relais bezeichnet. Als Grenze für die Anwendung der neu entwickelten Miniaturrelais wird für die Leiterplatteausführung ein Dauerstrom von 10 A und ein Abschaltstrom

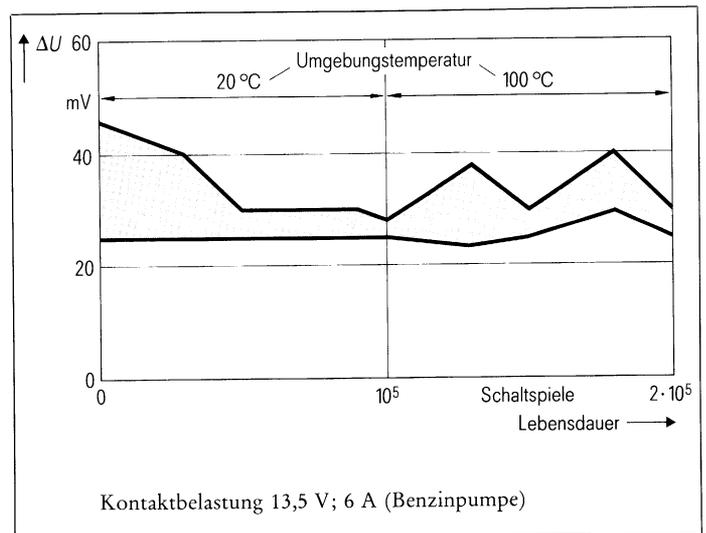
von 20 A, für das steckbare Minischaltrelais F ein Dauerstrom von 15 A und ein Abschaltstrom von 20 A empfohlen. Schaltaufgaben, die heute noch den leistungsstärkeren Relais vorbehalten sind, können durchaus bei neuen Systemkonzepten von den Miniaturrelais übernommen werden, deren zulässige Dauer- und Schaltströme niedriger liegen. Dies kann der Fall sein, wenn bei dezentralen Leitungssystemen jedes Relais nur einen Verbraucher zu schalten hat, statt wie bisher oft üblich

mehrere gleichartige Verbraucher, z. B. alle Türverriegelungsmagnete oder -motoren.

Mit zunehmender Einführung der Mikroelektronik in das Auto empfiehlt es sich, einen Schutzwiderstand oder eine Diode parallel zur Relaispule zu legen, um Spannungsspitzen, die beim Abschalten des Relais an der Wicklung entstehen können, zu reduzieren und damit die spannungsempfindliche Elektronik einiger Geräte vor Störungen zu schützen.



**Bild 8** Minischaltrelais K und F. Zulässige Abschaltleistung bei ohmscher Last, Kontaktwerkstoff AgNi



**Bild 9** Minischaltrelais K. Spannungsabfall  $\Delta U$  zwischen den Kontaktanschlüssen bei 6 A im Lebensdauertest

# Siemens Components

Das  
MEGA-Projekt

Ultraschneller  
DA-Umsetzer  
SDA 8005

Leistungs-  
MOSFET  
mit schneller  
Inversdiode

Silizium-  
Druck-  
sensoren

Steck-  
verbinder  
für gemischte  
Kontakt-  
bestückung



# Siemens Components

2/85

23. Jahrgang · Heft 2  
März/April 1985  
Seite 47 bis 96

## Titelbild

**Silizium-Drucksensoren stehen für verschiedene Druckbereiche zur Verfügung. Der abgebildete 2-kPa-Sensor findet z. B. Anwendung in der medizinischen Technik zur Atemdruckmessung oder zur Bestimmung der Viskosität von Blutproben (s. auch Beitrag auf Seite 64 in diesem Heft).**

## Impressum

Herausgeber und Verlag:  
Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München  
© 1985 by Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München  
Alle Rechte vorbehalten  
Für den Inhalt verantwortlich: D. Rost, München, Erlangen  
Verlagsleitung: H. Koch, München, Erlangen  
Fachzeitschriften: G. Hübner, Erlangen, München  
Redaktionsleitung: J. Vogt, München  
Anfragen, die den Inhalt betreffen, bitten wir zu richten an:  
Siemens Components,  
Hellabrunner Straße 1, D-8000 München 90;  
Telefon: (089) 2348341; Ttx: 898708 = siemew  
Druck: Mayr Miesbach, Druckerei und Verlag GmbH,  
Am Windfeld 15, 8160 Miesbach  
Printed in the Federal Republic of Germany  
Der auszugsweise Nachdruck mit genauer Angabe von Verfasser und Quelle ist bei Einsendung von zwei Belegen gern gestattet, ebenso das Fotokopieren einzelner Beiträge, auch für berufliche Zwecke. Bei vollständigem Nachdruck ist das Einverständnis der Redaktion erforderlich.  
Für die wiedergegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen.  
Siemens Components erscheint sechsmal im Jahr.  
Der Preis für ein Heft beträgt 4,80 DM, für ein Jahresabonnement 27,- DM (einschließlich Mehrwertsteuer, ohne Versandkosten).  
Preisänderung vorbehalten.

## Im Blickpunkt

Neues Kursprogramm der Schule für Mikroelektronik	47
Siemens und Daisy: Zusammenarbeit für ECL-Gate-Arrays	48
Siemens und Corning errichten Lichtwellenleiterfabrik	
Neue Fabrik für Lichtwellenleiterkomponenten	
Siemens gründet Entwicklungszentrum für Mikroelektronik in Düsseldorf	49
Ein Beispiel für die Qualität von Siemens-Bauelementen: 0,5-Mbit-Kernspeicher in der Sonnensonde HELIOS über 10 Jahre in Betrieb	

## Trends

Hans Friedrich	Das MEGA-Projekt: Den Markt der Zukunft erschließen!	50
----------------	--	----

## Technik

Werner Luschnig Werner Meister	Ultraschneller DA-Umsetzer SDA 8005	56
Peter Freundel Elemer Dobray	FREDFET, ein neuer Leistungs-MOSFET mit schneller Inversdiode	58
Josef Binder Klaus Becker Günter Ehrler	Silizium-Drucksensoren für den Bereich 2 kPa bis 40 MPa Teil 1: Ein Chip für jeden Druckbereich	64
Harald Pieschel Terence Roberts	Steckverbinder für gemischte Kontaktbestückung nach DIN 41612	68
Brad Hall	Leistungs-MOSFET erfolgreich parallelschalten	72

## Unser Schaltbeispiel

SITAC – ein neuer, mikrocomputerkompatibler AC-Schalter mit galvanischer Trennung	77
---	----

## Siemens Bauteile Service

Bestellinformationen	82
Produkte	83

## Kurzberichte

Neue Erdfunkstelle der Deutschen Bundespost in Fuchsstadt	96
Veröffentlichungen in anderen Fachzeitschriften	96

## Dokumentation

Kurzfassungen der Fachbeiträge mit Schlagwörtern	
--	--

## Kurz erklärt

Das System Internationaler Einheiten (SI) Teil 3	
--	--

# Neues Kursprogramm der Schule für Mikroelektronik

Das neue Kursprogramm für das Sommerhalbjahr (April bis September '85) der **Schule für Mikroelektronik** von Siemens ist ab sofort verfügbar.

**Besonders aktuelle Themen auf dem Gebiet Mikrocomputer sind dabei:**

- a) **Aufbaukurs 286 (SAB 80286) mit ADMA (SAB 82258),**
- b) **System-Software-Kurs 286 (Entwicklungs-Software auf dem SME für 80286),**
- c) **Programmiersprache C.**

Insgesamt stehen dem Mikrocomputeranwender nun 30 verschiedene MC-Kursthemen zur Wahl. Durch die Vielzahl der verschiedenen Kurse kann der Teilnehmer sich genau die Fachthemen auswählen, die er zur optimalen Lösung seiner Probleme

braucht. Immer deutlicher zeichnet sich ab, daß das »Know-how« heute neben dem zur Entwicklung von Mikrocomputersystemen notwendigen Geräteaufwand einen sehr wesentlichen Stellenwert hat. Dieses »Know-how« läßt sich zeit- und kostenoptimal durch die Schulung beim Hersteller aufbauen.

Wünschen Sie mehr Informationen über das gesamte Ausbildungsprogramm der Schule für Mikroelektronik? Dann fordern Sie bitte die kostenlosen Programmhefte über Info-Nr. 285-15 B an:

- **Schulung Mikrocomputer, Bestell-Nr. B2/2702**
- **Schulung Telecom-Bausteine, Bestell-Nr. B2/3298**
- **Schulung Semicustom-IS, Bestell-Nr. B2/3299**

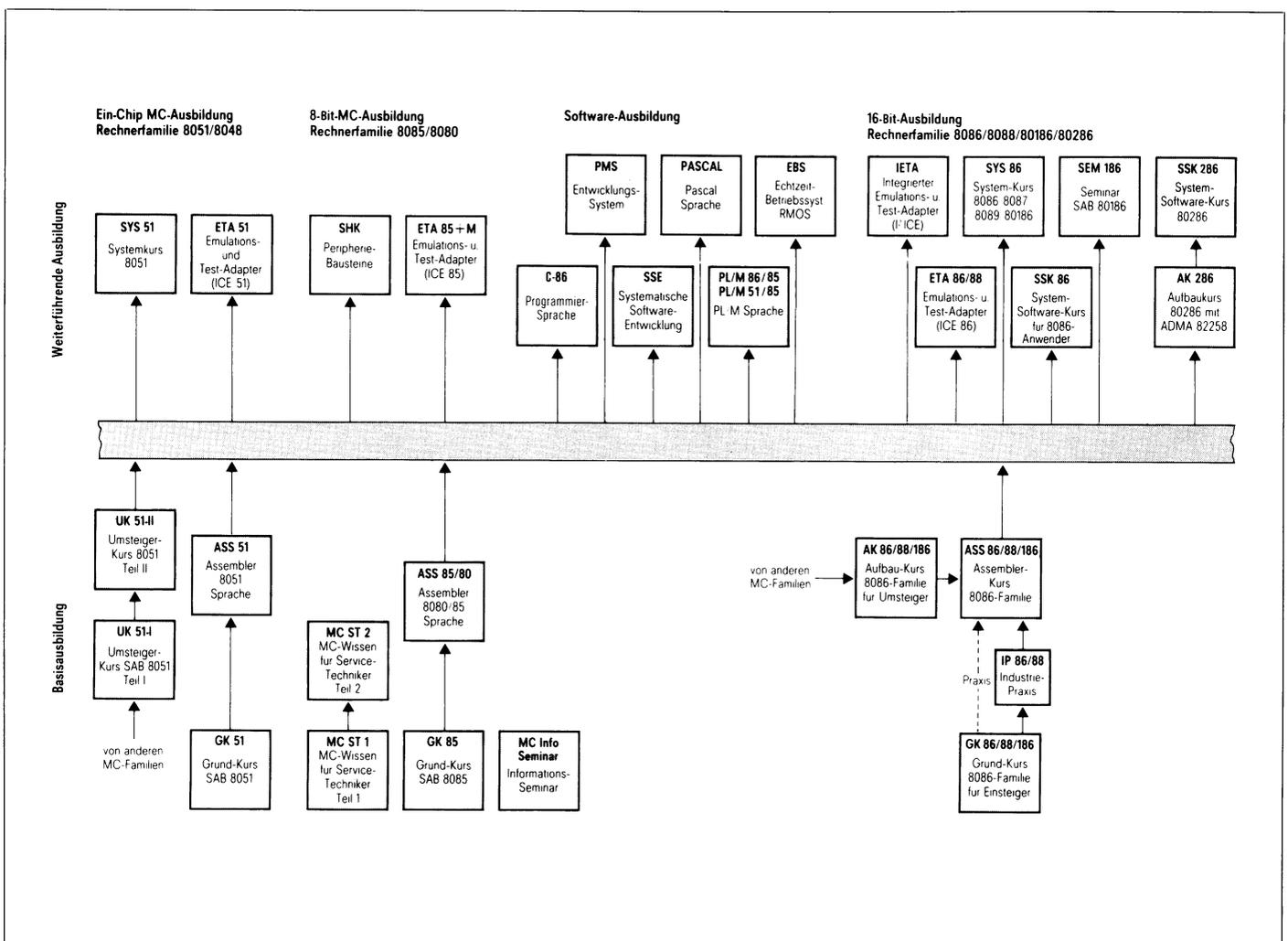
Einen ersten Überblick über das Mikrocomputer-Kursprogramm bietet Ihnen die nachfolgende Grafik. Unsere Schulen für Mikroelektronik informieren Sie gerne über alle weiteren Einzelheiten. Bitte wenden Sie sich an:

**Siemens AG**  
**Schule für Mikroelektronik**  
**Balanstraße 73**  
**8000 München 80**  
**Frl. Kandlbinder, Tel. (089) 4144-4701**

**Siemens AG**  
**Schule für Mikroelektronik**  
**Lehrzentrum Düsseldorf**  
**Neusser Straße 111/RWI Flachbereich**  
**4000 Düsseldorf 1**  
**Fr. Bongartz, Tel. (0211) 399-2900**

**Ihre Anmeldung wird von unseren Zweigniederlassungen oder Landesgesellschaften entgegengenommen.**

**Info-Nr. 285-15 B**



## Siemens und Daisy: Zusammenarbeit für ECL-Gate-Arrays

Auf dem Gebiet der kundenspezifischen Schaltungen (»Semicustom IC«) wollen die Siemens AG und die Daisy Systems Corporation, Mountain View, Kalifornien, zusammenarbeiten: Die Gate-Array-Zellenbibliothek von Siemens kann ab dem ersten Quartal 1985 an den Daisy-Arbeitsplätzen (»Workstations«) eingesetzt werden. Die Bibliothek umfaßt 120 Zellen der schnellen bipolaren ECL-Familie SH 100C mit maximal 2500 Gattern je Chip und einer Laufzeit von 0,35 ns.

Mit dem Arbeitsplatz »Logician« von Daisy entwirft und überprüft der Kunde seine Schaltungen im eigenen Haus. Das »Design kit« für die ECL-Gate-Array-Familie enthält alle Unterlagen und Werkzeuge, um Stromlaufpläne zu beschreiben und zu erfassen sowie die Logiksimulation und die Laufzeitüberprüfung durchzuführen.

Die weitere Bearbeitung wird mit dem Entwurfssystem im Siemens-Entwicklungszentrum vorgenommen. Dort wird die Schaltung automatisch entflochten und auch das Prüfprogramm automatisch erzeugt. Ein spezielles Verdrahtungsmodul (»Quick turn around module«) ermöglicht Prototypen innerhalb von 15 bis 20 Arbeitstagen.

»Mit zahlreichen im Einsatz befindlichen Systemen ist die Siemens AG einer unserer größten Kunden«, sagt der Vice President und General Manager von Daisy-Europa, Michael Northwood, »durch diesen Vertrag wird der Anwendungsbereich von Daisy-Arbeitsplätzen vergrößert, da die Kunden jetzt durch Diskettenaustausch mit Siemens zusammenarbeiten und auf bequeme Art sich so den ECL-Technologievorsprung dieses Unternehmens zunutze machen können«.

Gernot Oswald, Direktor und Vertriebsleiter für Halbleiter von Siemens: »Viele unserer Kunden verwenden Daisy-Arbeitsplätze. Durch diesen Vertrag wird die Leistung der Entwickler insofern erheblich gesteigert, als kritische Entwicklungsschritte firmenintern durchgeführt werden können. Dadurch wird die Akzeptanz unserer Höchstleistungs-ECL-Gate-Arrays mit Sicherheit noch gesteigert.«

Der Unternehmensbereich Bauelemente der Siemens AG entwickelt, produziert und vertreibt neben Gate-Arrays noch eine Vielzahl anderer VLSI-Schal-

tungen für Rechner, Fernmeldesysteme und Gebrauchsgüter. Die Daisy Systems Corporation befaßt sich mit Entwicklung, Fertigung und Vertrieb von CAE-Arbeitsplätzen (Computer Aided Engineering), die geeignet sind, die Produktivität von Schaltungs- und Systementwicklern zu steigern.

## Siemens und Corning errichten Lichtwellenleiterfabrik

Die Siemens AG und die Corning Glass Works, Corning, N.Y. (USA), werden gemeinsam eine Produktionsstätte für Lichtwellenleiter (Glasfasern) errichten. Standort der neuen »Gesellschaft für Lichtwellenleiter mbH & KG« wird Neustadt bei Coburg im oberfränkischen Zonenrandgebiet, wo Siemens bereits Nachrichtenkabel in seinem Kabel- und Leitungswerk fertigt.

Für die erste Ausbaustufe mit einer jährlichen Kapazität von 80000 Faserkilometern sind Investitionen in Höhe von 70 Mio. DM vorgesehen. In diesem Betrag sind bereits die Kosten für Infrastrukturmaßnahmen enthalten, die eine Erweiterung der Produktion auf über 200000 Faserkilometer im Jahr zulassen. Die Fertigung soll Anfang 1986 beginnen. In der Anfangsphase werden rund 100 Mitarbeiter beschäftigt. Siemens und Corning Glass Works erwarten eine Auslastung der Kapazität, unter anderem auch durch Exportaufträge. Beide Partner sind sich darin einig, daß zu einem späteren Zeitpunkt auch weitere Gesellschafter aufgenommen werden können.

Mit dem Bau der Lichtwellenleiterfabrik in Neustadt ist zugleich gesichert, daß zunächst im benachbarten Kabel- und Leitungswerk die Ablösung der Kupfer-Nachrichtenkabel durch Lichtwellenleiterkabel entsprechend den Marktbedürfnissen wirtschaftlich vollzogen werden kann. Die Lichtwellenleiter werden nach dem bei Corning Glass Works entwickelten OVD-Verfahren (Outer Vapor Deposition) gefertigt, das sich besonders für die Herstellung von Monomodefasern eignet. OVD ist das z. Z. technisch ausgereifteste Verfahren, nach dem Corning Glass Works in den USA bereits rund 500000 Faserkilometer hergestellt hat und damit mehr als jeder andere Produzent.

Siemens und Corning Glass Works arbeiten bereits seit 1973 in zwei gemeinsamen Siecor-Gesellschaften – je eine

in der Bundesrepublik Deutschland und eine in den USA – zusammen. Corning Glass Works brachte in diese 50:50-Beteiligungen seine Kenntnisse der Glas-technologie ein, Siemens sein Know-how in der Verkabelungstechnik für Lichtwellenleiter. Die Siecor-Corporation, die Lichtwellenleiter von Corning bezieht, ist der zweitgrößte Lieferant für Lichtwellenleiterkabel in den USA und damit auf dem Weltmarkt. Siemens fertigt zur Zeit Kabel für nachrichtentechnische und industrielle Anwendungen ebenfalls mit Fasern von Corning Glass Works. Der Weltmarkt für Lichtwellenleiterkabel wird zur Zeit auf etwa 1,5 Mrd. DM geschätzt; das jährliche Marktwachstum in den nächsten Jahren wird rund 40% erreichen.

## Neue Fabrik für Lichtwellenleiter- komponenten

Siemens wird in Berlin (West) eine neue Fabrik für die Fertigung von Komponenten der Lichtwellenleitertechnik und von Schichtschaltungen bauen. Die Komponenten werden in Lichtwellenleitersystemen zum Verbinden der Kabel, Schalten, Verzweigen sowie Senden und Empfangen elektro-optischer Signale gebraucht. Schichtschaltungen dienen – in Dünnschicht- oder Dickschichttechnik – als Funktionsmodule für zahlreiche Geräte und Systeme; sie sind wichtige Bestandteile von Lichtwellenleitersystemen.

In einer ersten Ausbaustufe werden 135 Mio. DM und bis Mitte der neunziger Jahre weitere 115 Mio. DM investiert. Neben diesen Investitionen sind noch Aufwendungen in der gleichen Größenordnung für Forschung und Entwicklung auf diesem Gebiet vorgesehen. Siemens wird dadurch seine internationale Position im Wachstumsbereich Lichtwellenleitertechnik weiter ausbauen.

Experten schätzen den Weltmarkt für diese Komponenten für Anfang der neunziger Jahre auf 3,5 Mrd. DM. Zur Zeit wächst dieser Markt jährlich um etwa 35%, und auch in den neunziger Jahren wird trotz zunehmender Marktreife noch eine jährliche Wachstumsrate von etwa 20% erwartet.

Aufgrund der guten Position bei Lichtwellenleiterkabeln kann Siemens auch am Komponentenmarkt eine führende Rolle spielen.

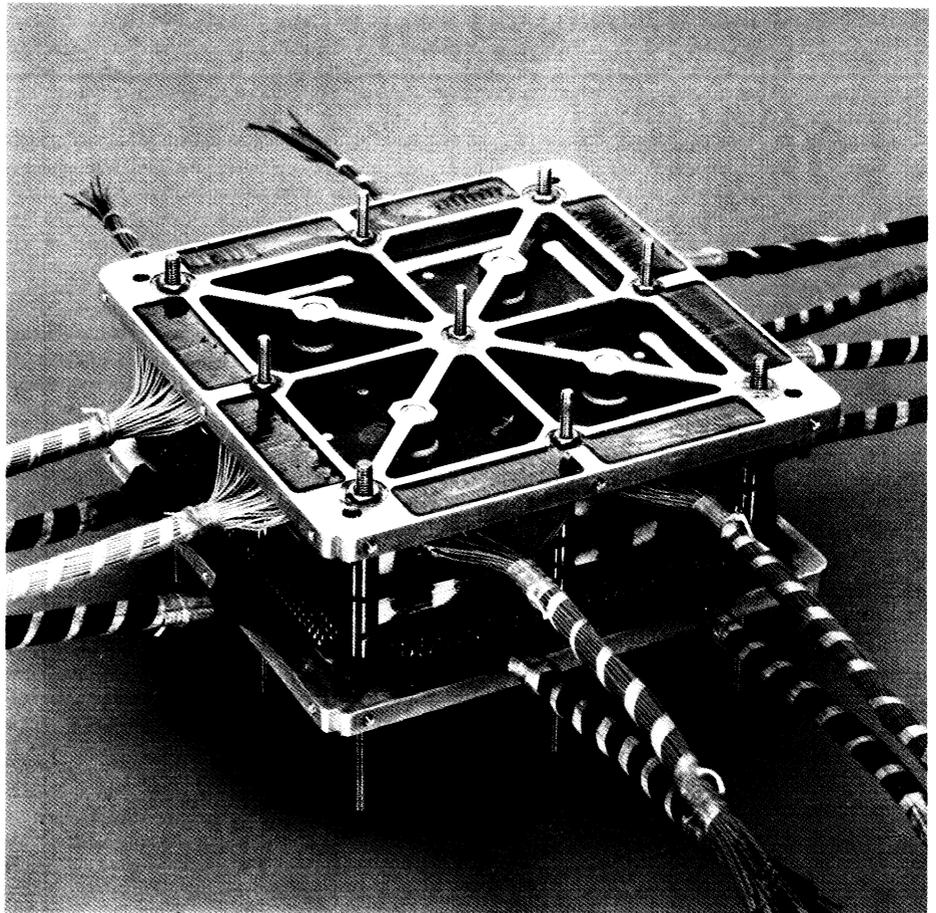
## Siemens gründet Entwicklungszentrum für Mikroelektronik in Düsseldorf

Der Ausbau der Aktivitäten auf dem Gebiet der Mikroelektronik, den Siemens in den nächsten Jahren mit Investitionen von über einer Milliarde Mark betreiben will, trägt jetzt auch in Nordrhein-Westfalen Früchte. Neben den in München konzentrierten Forschungsarbeiten für die Entwicklung künftiger Chipgenerationen und einer neuen Fertigung in Regensburg hat das Unternehmen mit der Gründung des Entwicklungszentrums Nordrhein-Westfalen in Düsseldorf jetzt auch den Raum Rhein/Ruhr in sein Entwicklungskonzept einbezogen. In den nächsten fünf Jahren sollen rund 50 Millionen DM in das neue Entwicklungszentrum investiert werden. Die Pläne dazu wurden in Zusammenarbeit mit dem Wirtschaftsministerium von Nordrhein-Westfalen entwickelt.

In dem Düsseldorfer Entwicklungszentrum, das zum Werk für Integrierte Schaltungen in München gehört, wird Siemens in den nächsten drei bis fünf Jahren 80 qualifizierte Entwicklungsingenieure beschäftigen. Den Hochschul- und Fachschulabgängern in Nordrhein-Westfalen soll damit die Möglichkeit gegeben werden, in der Nähe einen Arbeitsplatz auf dem zukunftssicheren Gebiet der Mikroelektronik-Entwicklung zu finden.

Die guten Erfahrungen, die Siemens mit dem seit 1980 in Villach (Österreich) bestehenden Entwicklungszentrum für Mikroelektronik sammeln konnte, kommen dem schnellen Aufbau des neuen Zentrums in Düsseldorf zugute. Diesem Zentrum in Düsseldorf steht das gesamte Know-how der Siemens AG auf dem Gebiet der Mikroelektronik zur Verfügung. Unter anderem wird es mit den modernsten technischen Hilfsmitteln ausgerüstet sein und computerunterstützte Konstruktionsverfahren einsetzen. Die zu entwickelnden Bausteine werden später in den Fertigungen des Werkes für Integrierte Schaltungen hergestellt und sollten unter anderem in Mikrocomputern, in Großcomputern und in datentechnischen Geräten Einsatz finden.

Die Nähe des Entwicklungszentrums zu zahlreichen Kunden in Nordrhein-Westfalen soll dazu beitragen, die Umsetzung der Mikroelektronik-Entwicklungen in vielfältige praktische Anwendungen zu beschleunigen.



0,5-Mbit-Ferritkernspeicher in Stapelblockbauweise aus dem Jahr 1974

## Ein Beispiel für die Qualität von Siemens-Bauelementen: 0,5-Mbit-Kernspeicher in der Sonnensonde HELIOS über 10 Jahre in Betrieb

Am 10. 12. 1974 wurde die erste Sonnensonde (HELIOS A) gestartet. Sie war für eine Lebensdauer von 18 Monaten konzipiert. Nach Angaben von MBB funktioniert sie jedoch jetzt, nach zehn Jahren, noch immer, was auch bei einer Feier im Deutschen Museum, München, gewürdigt wurde.

Eine wesentliche zentrale Funktionseinheit in diesem Raumflugkörper ist ein Ferritkernspeicher mit einer Kapazität von 0,5 Mbit. Der darin eingesetzte Speicherblock wurde im Auftrag der GfW (Gesellschaft für Weltraumforschung) von Siemens im Unternehmensbereich Bauelemente entwickelt und in *Dokumentierter Fertigung* hergestellt. Infolge seiner speziellen Sta-

pelblockbauweise wird er allen Anforderungen gerecht, die in diesem Einsatzfall von ausschlaggebender Bedeutung sind: geringes Gewicht und Volumen, hohe Zuverlässigkeit, weiter Betriebstemperaturbereich, Schüttelfestigkeit. Seine hohe Speicherkapazität ermöglicht sowohl die Aufnahme von schockmäßig, d. h. kurzzeitig in großer Menge anfallenden Daten als auch die langfristige Speicherung von Meßergebnissen, die während der sogenannten »Black-out«-Perioden (Unterbrechung des Funkkontaktes, wenn die Sonde von der Erde aus gesehen in Sonnennähe ist) auftreten und erst später abgerufen werden können. Wesentlich für die Mission ist dabei, daß die Informationen auch sehr lange ohne Energieverbrauch erhalten bleiben. Selbstverständlich würde heutzutage für einen solchen Einsatzfall ein Halbleiterspeicher vorgesehen werden. Am Beginn der Entwicklungsphase vor etwa 15 Jahren war aber daran nicht zu denken. Der Erfolg läßt jedoch erkennen, welch hoher Entwicklungsstand bei Ferritkernspeichern damals erreicht war, und welch hohe Zuverlässigkeit durch die *Dokumentierte Fertigung* erzielt werden kann.

Hans Friedrich

# Den Markt der

Gesamtinvestitionen von 1,4 Mrd. DM hat Siemens für das MEGA-Projekt vorgesehen. Das ehrgeizigste Ziel dabei ist es, beim 4-Mbit-Speicher im Jahr 1989 zur Gruppe der ersten Anbieter zu gehören. Sichtbarer Ausdruck der Anstrengungen sind der Aufbau des wohl größten Mikroelektronikzentrums Europas in München-Perlach, der Bau der Fertigung für den 1-Mbit-Speicher in Regensburg und – als Ausgangsbasis – der Anlauf der Fertigungslinie des 256-Kbit-Speichers im Werk Vilsbiburg. Dr. Hans Friedrich, Leiter des MEGA-Projekts, beschreibt hier die inneren Zusammenhänge des MEGA-Projekts, wobei besonders deutlich wird, daß diese Fertigungstechnologie für zukünftige Logikschaltungen nutzbar gemacht werden wird.

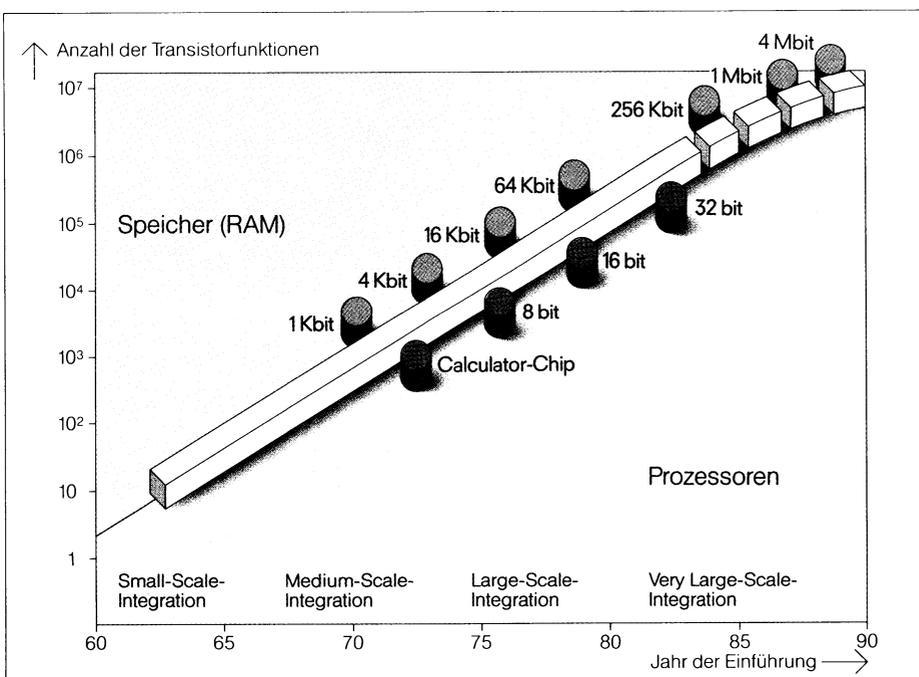
Die Mikroelektronik, gerade 25 Jahre alt, hat nahezu die gesamte technische Welt verändert. Sie ist der Innovationsmotor geworden und wird damit auch zukünftig sowohl der bestimmende Faktor für die Wettbewerbsfähigkeit verbesserter als auch der Schlüssel zu neuen Produkten bleiben. Der Fortschritt der Mikroelektronik mit einer Verdoppelung des Integrationsgrades alle ein bis eineinhalb Jahre (Bild 1) hatte eine rasche Kostenreduktion je Elementarfunktion zur Folge. Geräte und Systeme mit einem kostenbestimmenden Mikroelektronikanteil müssen den Fortschritt so gut wie möglich mitvollziehen; sie werden damit billiger oder bei gleichem Preis leistungsfähiger. Das populärste Beispiel hierfür ist der Taschenrechner, doch gilt gleiches für die leistungsfähigsten Computer. Innovationen mit Mikroelektronik sind vielfältig, neue Anwendungen, wie z. B. Spracherkennung und Sprachwiedergabe, das Antiblockiersystem im Auto oder so wichtige Gebiete wie die Kernspintomographie wären ohne die Mikroelektronik nicht realisierbar. Aber auch in der Weiterentwicklung bestehender Systeme spielt die Mikroelektronik eine überragende Rolle. So werden z. B. beim Telefon eine Fülle kom-

fortabler Dienste einer breiten Anwendung zugänglich gemacht. Die Schlüsselrolle der Mikroelektronik, ihr wettbewerbsbestimmender Einfluß auf moderne elektrotechnische Systeme zwingt dazu, das extrem rasche Entwicklungstempo mitzuvollziehen und die technischen und wirtschaftlichen Vorteile zu nutzen. Dies ist aber nur möglich, wenn den Systementwicklern modernste Mikroelektronikbausteine frühzeitig und für die jeweilige Anwendung geeignet zur Verfügung stehen. Auf seinen Hauptwachstumsgebieten, der Kommunikationstechnik, der Nachrichtentechnik und der Automatisierungstechnik steht Siemens Mitbewerbern gegenüber, die gleichzeitig eine führende Position auf dem Gebiet der Mikroelektronik haben. Neben der Bedeutung der Mikroelektronik als Schlüsseltechnologie darf ihre Bedeutung als eigenständiger Markt nicht übersehen werden; er ist einer der am schnellsten wachsenden innerhalb der Elektrotechnik (Bild 2). Ein Unternehmen wie Siemens, das in der Elektrotechnik auf einem breiten Produktspektrum eine führende Rolle einnimmt, muß deshalb auch in der Lage sein, sich an diesem sehr wichtigen Marktsegment adäquat zu beteiligen. Für eine wettbewerbsfähige Position im Systemgeschäft ist eine führende Position in der Mikroelektronik erforderlich.

## Speicherchips haben Pilotfunktion

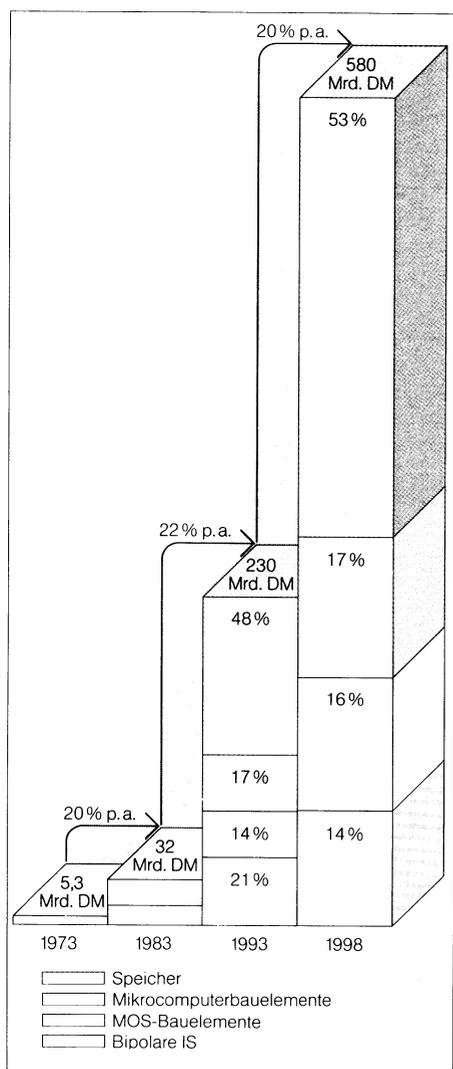
Die bedeutende Rolle der Speicherbausteine innerhalb der Mikroelektronik ist durch drei Merkmale bestimmt:

- Speicher nehmen mehr als die Hälfte des gesamten Mikroelektronikmarktes für integrierte Schaltungen ein (Bild 2).
- Speicher repräsentieren den jeweils höchsten Grad an Integration, sie benötigen deshalb die jeweils modernste Technologie. Da man sie wegen ihrer



**Bild 1** Die Entwicklung der Integrationsdichte je Chip – alle drei Jahre hat sich der Integrationsgrad vervierfacht. Ein stärkeres Abflachen der Kurve ist nach derzeitigen Erkenntnissen bis zum 4-Mbit-Speicher nicht zu erwarten

# Zukunft erschließen!



**Bild 2 Die Entwicklung des Weltmarkts für integrierte Schaltungen (IS) ist gekennzeichnet durch jährliche Zuwachsraten von 20%. 1998 wird das Weltmarktvolumen nahezu 600 Mrd. DM betragen – das ist die heutige Größe des Automobilmarkts. Die Speicherbausteine allein machen mehr als die Hälfte dieses Markts aus**

regelmäßigen Struktur relativ einfach entwerfen und auch testen kann, sind sie ein ideales Vehikel für die Technologieentwicklung – sie sind der »Technologiemotor«.

- Speicher besitzen nicht nur den größten Markt eines Einzelproduktes; dieser Markt zeichnet sich insbesondere dadurch aus, daß er mit dem Erscheinen einer neuen Speichergeneration sehr stark wächst. Damit bietet sich die Möglichkeit, eine moderne Fertigung

sehr frühzeitig mit einem Produkt auszulasten. Dies führt dann dazu, daß die Beherrschung modernster Technologien mit dem Speicher vollzogen werden kann: Fertigungsausbeute, -zuverlässigkeit und -qualität können mit ihm wie mit keinem anderen Produkt auf einen hohen Stand gebracht werden, der dann der Vielzahl von nachfolgenden Logikschaltungen zugute kommt. Der Speicher spielt deshalb für die Fertigung die Rolle eines »Grundlastmotors«.

Ohne die Bedeutung des Speichers zu unterschätzen, ist ein wesentliches Ziel der MEGA-Entwicklung die Nutzung dieser Speichertechnologie-Basis für die Schlüsselprodukte des externen und internen Markts der Siemens AG. Die Leistungsfähigkeit dieser Technologiegenerationen gestattet dann Logikschaltungen mit mehreren hunderttausend bis zu 1 Mio. Transistorfunktionen.

Die Nutzarmachung der Technologie für komplexe Logikanwendungen setzt aber ebenfalls hohe Vorleistungen voraus. Wenn die 1-µm-Technologie, wie sie mit dem 1-Mbit-Speicher entwickelt wird, sehr frühzeitig für Logikanwendungen genutzt werden soll, müssen bereits parallel zur Speicherentwicklung entsprechende Logikschaltungen konzipiert und entwickelt werden. Während die Speicherentwicklung ihren Schwerpunkt in der Technologieentwicklung hat, verlangen Logikschaltungen den größten Aufwand und Vorlauf bei der systemtechnischen Entwicklung und der Schaltungsentwicklung, verbunden mit der Bereitstellung der nötigen CAD-Hilfsmittel für Simulation, Design und Prüftechnik.

## Die Voraussetzungen für das MEGA-Projekt

Für das MEGA-Projekt sind von Siemens Investitionen von insgesamt 1,4 Mrd. DM vorgesehen. Ein Projekt dieser Größenordnung und dieses Anspruchs erfordert aber neben den finanziellen Voraussetzungen ein hohes Maß an technischer Erfahrung und Können. Dies gilt sowohl für die Entwicklung anspruchsvoller Produkte wie auch für die Beherrschung der immer komplizierter werdenden physi-

kalischen Zusammenhänge. Die Siemens AG hat in den vergangenen Jahren gezeigt, daß sie über beides verfügt:

- Die Erfolge beim 16-Kbit- und beim 64-Kbit-Speicher, die Beherrschung der Fertigung mit sehr guten Ausbeuten und hoher Qualität waren eine wesentliche Startbasis für das Projekt MEGA.
- Gleichermäßen liefert die erfolgreiche Entwicklung anspruchsvoller Logikschaltungen einen Nachweis des Könnens (Bild 3).
- Im Zentralbereich Forschung und Technik wurde über viele Jahre hinweg die Forschungsaktivität auf dem Gebiet der Feinstrukturtechnologien und der physikalischen Grundlagen der Prozeß- und Bauelementephysik gesteigert. Damit hat Siemens heute in der Kooperation mit Instituten in Deutschland, Österreich und den USA eine hervorragende Forschungsbasis (Bild 4).
- Schließlich wurde durch die Entwicklung (und Fertigung in Villach) des 64-Kbit- und des 256-Kbit-Speichers zwischen dem Zentralbereich Forschung und Technik und dem Unternehmensbereich Bauelemente eine enge Zusammenarbeit aufgebaut, bei der man gelernt hat, die gemeinsamen Ressourcen effizient zu nutzen. Diese Voraussetzungen sind für den Erfolg des MEGA-Projektes ebenso entscheidend wie die Bereitstellung der beachtlichen Finanzmittel für Investitionen und den zusätzlichen Aufbau eines Teams hochqualifizierter Entwickler.

## Die Entwicklung des 1-Mbit-Speichers

Von den führenden japanischen Bauelementeherstellern wurden auf der Konferenz ISSCC\* im Februar 1984 1-Mbit-Speicher-Entwicklungen mit den Ergebnissen erster Labormuster vorgestellt. Aus der Kenntnis dieser Entwicklungen läßt sich eine Orientierung für die Entwicklung bei Siemens ableiten. Dabei verbleibt aus dem möglichen Spektrum an Alternativen ein Entscheidungsspielraum, der die bisherige Entwicklung und die spezifische Zielsetzung zu berücksichtigen hat.

\* ISSCC International Solid State Circuits Conference

Während z. B. in Japan 1-Mbit-Speicher sowohl in NMOS- wie in CMOS-Technologie entwickelt werden, bestimmt bei Siemens die starke Bedeutung der Technologie für Logikschaltungen die Richtung zur CMOS-Technologie. Die Schwerpunkte der Technologieentwicklung konzentrieren sich damit auf die Beherrschung von Strukturen im 1- $\mu\text{m}$ -Bereich und auf die Probleme der CMOS-Technologie. Das wesentliche Merkmal einer MEGA-Entwicklung besteht aber darin, daß anstelle einer bisher üblichen seriellen Vorgehensweise (Entwicklung der Prozeßtechnologie – Produktentwicklung – fertigungstechnische Entwicklung – Fertigung) ein möglichst hoher Grad an Parallelisierung der Aktivitäten erreicht wird, um dem engen Zeitrahmen gerecht zu werden. Hierfür spielt der intensive Einsatz von Simulationsverfahren sowie die Entwicklung und Herstellung von Testschaltungen eine wichtige Rolle. Damit können Fragestellungen nach Produkteigenschaften, Ausbeute und Zuverlässigkeit sehr frühzeitig untersucht werden.

#### Physik, Technologie, Elektrotechnik

Mit der für den 1-Mbit-Speicher nötigen Strukturfeinheit von 1  $\mu\text{m}$  bewegt man sich derzeit an der physikalischen Grenze der Feinstrukturtechnik. Obwohl mit verbesserten und neuen Verfahren feinste Strukturen und dünnste Schichten hergestellt werden können, treten zunehmend Probleme bei den einzelnen Transistoren auf. Die Ursache hierfür sind die hohen elektrischen Feldstärken. Da die Spannungspegel, wie schon bisher bei den 5- $\mu\text{m}$ -Strukturen, auch bei den 1- $\mu\text{m}$ -Strukturen des 1-Mbit-Speichers 5V betragen, steigen die elektrischen Feldstärken in den Transistorstrukturen entsprechend an. Tiefes physikalisches Verständnis der Effekte, genaueste Kontrolle der technologischen und elektrischen Parameter sind die wichtigsten und schwierigsten Aufgaben der Prozeßentwicklung, die aber auch eine wesentliche Auswirkung auf die fertigungstechnische Entwicklung sowie die Prozeß- und Fertigungskontrolle haben. Die Simulation dieser Zusammenhänge ist dabei ein unverzichtbares Hilfsmittel, das zukünftig auch in der Fertigungskontrolle für die Beherrschung der engen Toleranzen eingesetzt werden muß. Die elektrotechnische Entwicklung der Schaltung ist ebenso durch die Probleme der Strukturfeinheit und der engen Toleranzen gekennzeichnet. Die zu bewertenden Signale werden kleiner, die Störeinflüsse benachbarter Elemente

größer. Aus diesen Gründen ist die Entwicklung des Speichers, bei dem größte Packungsdichte im Vordergrund steht, eine im höchsten Maß interaktive Optimierung von Prozeßtechnologie, physikalischen und elektrischen Eigenschaften der Grundelemente und der komplexen Schaltung.

#### Die Entwicklung des 4-Mbit-Speichers

Die Entwicklung des 4-Mbit-Speichers hat zum Ziel, mit dieser Bauelementegeneration zu den führenden und damit zu den ersten Anbietern zu gehören. Eine der Voraussetzungen hierfür ist ein sehr frühzeitiger Entwicklungsbeginn, parallel zur Entwicklung des 1-Mbit-Speichers. Dies setzt einen sehr hohen zusätzlichen Einsatz an Entwicklungskapazität voraus. Während Siemens bisher durch den späteren Entwicklungsstart eine Orientierungshilfe an den Vorreitern hatte, muß der Weg zur Entwicklung des 4-Mbit-Speichers selbständig gefunden und beschritten werden. Dies verlangt eine breitere Anlage der Entwicklung mit mehr Grundlagenarbeit und mehr Alternativwegen und damit einen deutlich höheren Entwicklungsaufwand. Für das Projekt MEGA werden allein am Standort München-Perlach fast 200 zusätzliche Entwickler eingestellt, davon ein Großteil hochqualifizierter junger Physiker und Elektrotechniker, die, wie die Erfahrung zeigt, mit sehr viel Enga-

gement an die Aufgaben herangehen und damit sehr rasch anspruchsvolle Teilentwicklungen übernehmen können.

Die zusätzliche Entwicklungsaktivität erfordert aber auch zusätzliche Technologielinien, Reinräume und modernste Geräte. Im Rahmen des Projektes MEGA entsteht in München-Perlach das wohl größte Mikroelektronikzentrum in Europa.

Zwei große Hallen mit je 2000  $\text{m}^2$  Reinraumfläche verschaffen nicht nur qualitativ die Voraussetzungen in den Sub- $\mu\text{m}$ -Bereich vorzustoßen, sie erlauben auch erstmals, die gesamte Prozeßentwicklung bis zum Transfer in die Fertigung konzentriert an einer Stelle durchzuführen. Die Konzentration der Prozeßentwickler aus dem Zentralbereich Forschung und Technik und dem Werk für Integrierte Schaltungen erspart nicht nur einen zeitaufwendigen Prozeßtransfer, sie erlaubt eine weit bessere Nutzung der gemeinsamen Ressourcen und stellt damit einen wichtigen Faktor für den Erfolg der MEGA-Entwicklungen dar.

Die Technologie des 4-Mbit-Speichers ist gekennzeichnet durch mehr und schwierigere Prozeßinnovationen als sie je bei einer neuen Speichergeneration notwendig waren. Bereits beim 1-Mbit-Speicher stellt der Übergang zur CMOS-Technik einen schwierigen Schritt dar. Die Hauptinnovationsschritte zur Technik des 4-Mbit-Speichers sind:

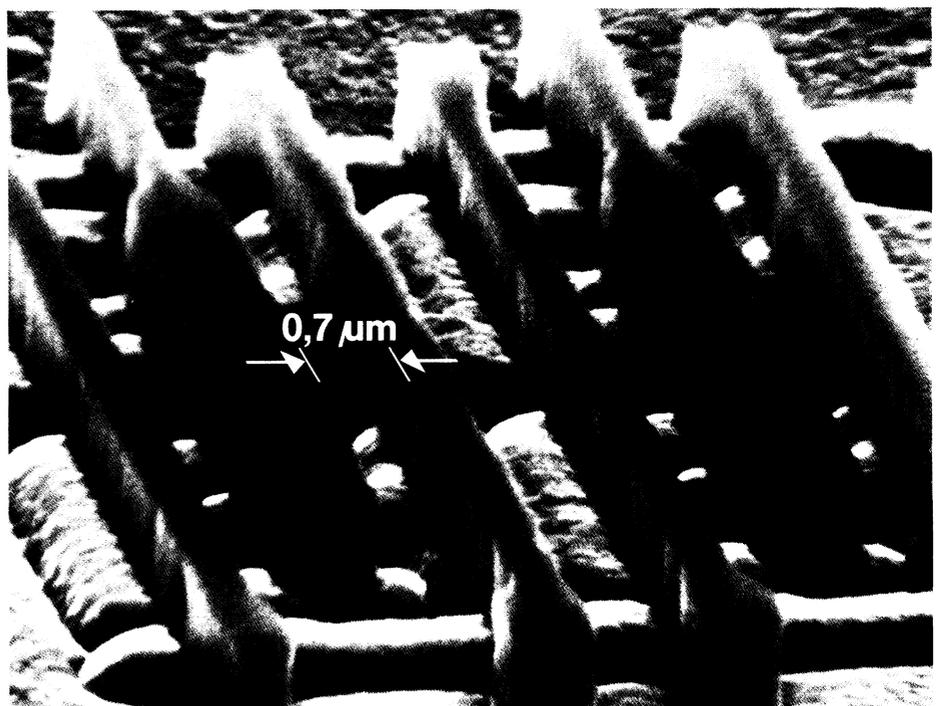
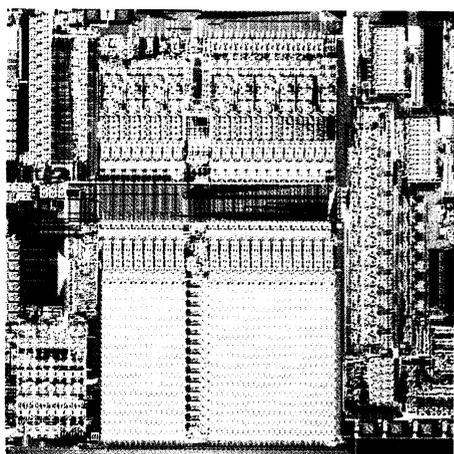


Bild 3 Siemens entwickelt seit vielen Jahren Feinstruktur-Technologien und komplexe Logikschaltungen

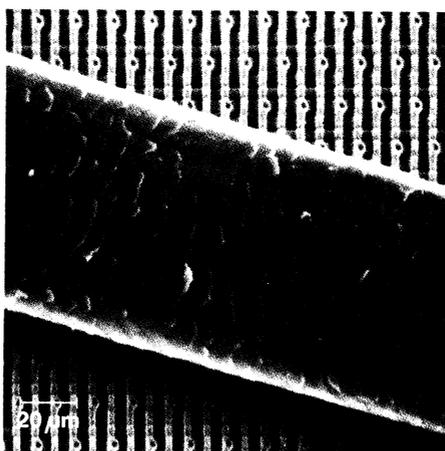


**Bild 4** SICOFI – ein Baustein für die Telekommunikation

- Dreidimensionaler Aufbau der Zellstruktur. Zwei dreidimensionale Lösungsmöglichkeiten stehen zur Diskussion, von denen die eine den notwendigen Kondensator durch einen tief geätzten Graben realisiert (Trench-Zelle) und die andere ihn mit zusätzlichen Schichten über dem Transistor anordnet (Stacked-Capacitor-Cell).
- Entwicklung neuer Materialien, Isolatorschichten mit sehr hoher Dielektrizitätskonstante, Leiterbahnen mit niedrigem Widerstand und guten Kontakteigenschaften.
- 0,7- $\mu\text{m}$ -Technologie. Die physikalischen Probleme der Feinstrukturtechnik werden dabei um Probleme der Materialphysik erweitert. Darüber hinaus gilt für die physikalisch-elektrischen Probleme das gleiche, was für den 1-Mbit-Speicher gesagt wurde, allerdings sind die Probleme der hohen Feldstärken nicht mehr beherrschbar, ohne die Spannungspegel zu reduzieren.

#### Kooperation mit Philips

Die Vielfalt der Probleme und Aufgaben, die breite Absicherung der Grundlagen und technischen Alternativen können in der zur Verfügung stehenden Zeit von einem Unternehmen nicht allein bewältigt werden. Siemens hat deshalb eine Kooperationsvereinbarung mit Philips geschlossen. Das Ziel dieser Kooperation ist es, durch Nutzung der gemeinsamen Ressourcen das hochgesteckte Ziel »Entwicklung einer Fertigungstechnologie für Sub- $\mu\text{m}$ -Strukturen und Produkte der 4-Mbit-Generation« zu sichern. In außerordentlich kurzer Zeit wurde die Kooperation vereinbart und bereits mit Aktivität erfüllt. Philips verstärkt im Rahmen dieses Projektes die Mikro-



**Bild 5** Die Anforderungen an die Reinheit demonstriert diese Aufnahme mit Rasterelektronenmikroskop: ein Frauenhaar auf einem 256-Kbit-Speicher

elektronikaktivitäten in Eindhoven erheblich; wie bei Siemens in Perlach entsteht auch dort ein neues Technologiezentrum.

#### Extreme Anforderungen an die Fertigung

Mit der Fertigung des 1-Mbit-Speichers wird ab 1987 in Regensburg begonnen. Es ist eine ernste und noch offene Frage, ob die Grenzen der Integration durch die Physik oder die Fertigungstechnik gesetzt werden. Jedenfalls gilt, daß der Anspruch des MEGA-Projektes, mit den führenden IC-Herstellern gleichzuziehen, nicht nur die technische Entwicklung der Produkte und der Technologie erfordert, sondern in gleicher oder sogar forcierter Weise fertigungstechnische Entwicklung verlangt. Führend zu sein verlangt Pionierleistung. Wir müssen heute davon ausgehen, daß für eine Fertigung von 1-Mbit- und 4-Mbit-Speichern der Kauf von Geräten und der Bau einer Reinraumhalle keineswegs ausreicht. Die Entwicklung und Vorbereitung künftiger Fertigungen hat drei wesentliche Aspekte:

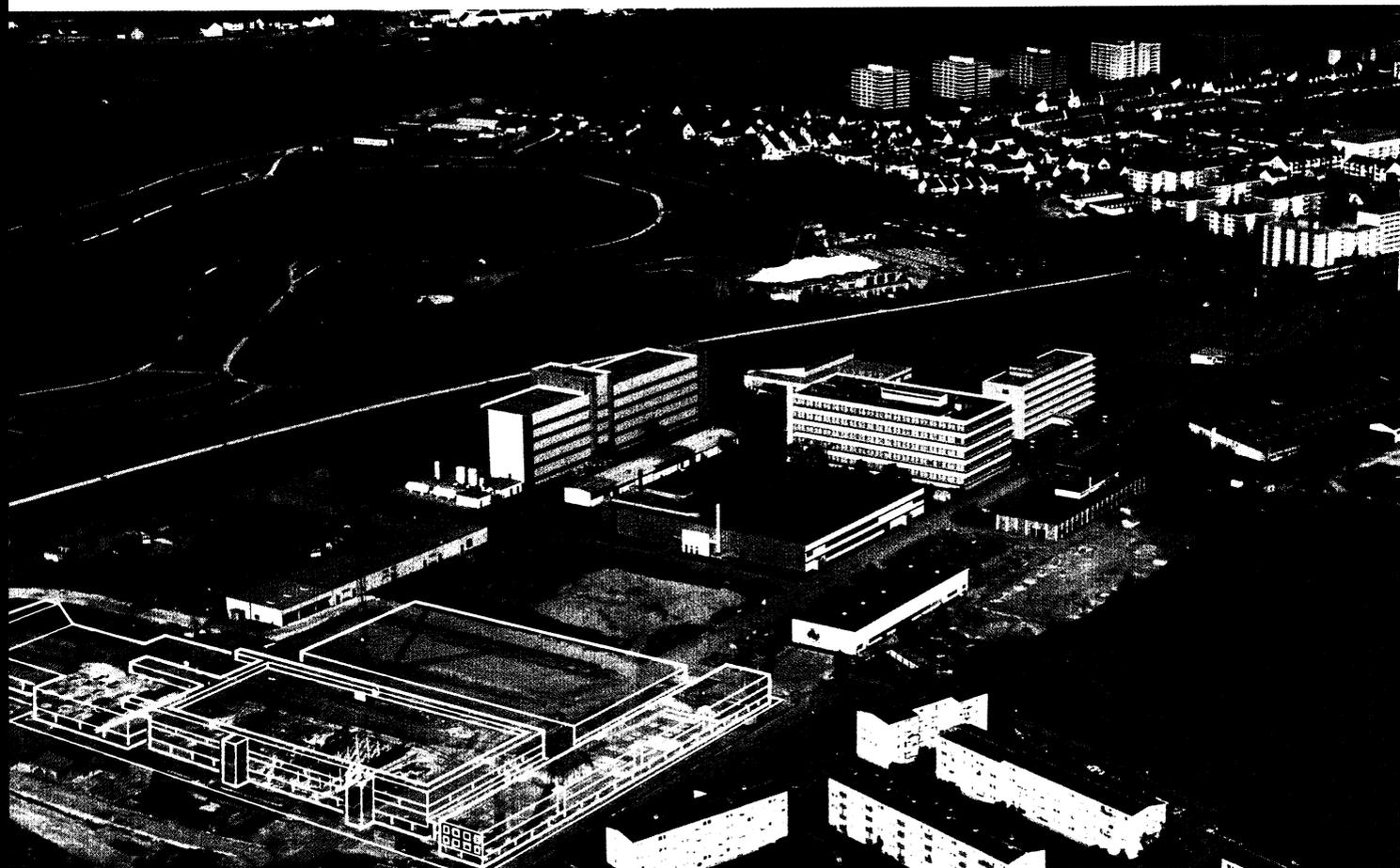
- Die Herstellung eines Speicherbausteins erfordert etwa 160 einzelne Fertigungsschritte, von denen jeder mit extremer Genauigkeit und Sicherheit beherrscht werden muß, wenn die Gesamtheit zu funktionierenden Produkten führen soll. Hier spielen die Automatisierung, der Einsatz von CAM-Systemen (Computer Aided Manufacturing) und komplexe Test- und Prozeßkontrollverfahren während der Herstellung eine wichtige Rolle.
- Extremste Reinheit (**Bild 5**) erfordert vor allem Verbesserungen der Herstellgeräte, die bei allen Bewegungen kleinste Partikel erzeugen. Hierzu gehört

auch die Automatisierung, um den Menschen von dem unmittelbaren Kontakt mit den Siliziumscheiben fernzuhalten. Die Reinheitsanforderung veranschaulicht ein Größenvergleich: Denkt man sich eine Siliziumscheibe (Wafer) auf die Größe von 40 Fußballfeldern vergrößert, muß ein Fehler, der keine Störung bewirken soll, kleiner als ein Weizenkorn sein.

- Die Wirtschaftlichkeit der extrem teureren IC-Fertigungen erfordert eine möglichst effiziente Nutzung der Geräte: Für einen Arbeitsplatz müssen 3 bis 4 Mio. DM investiert werden. Leistungsfähigkeit und Zuverlässigkeit der Geräte spielen dabei eine zentrale Rolle.

#### Die nationale Bedeutung von MEGA

Der Weg der Mikroelektronik war von Anfang an mitbestimmt durch nationale Bedeutung und Interessen. War es in den sechziger Jahren in den USA die Raumfahrt, die die Entwicklung der Mikroelektronik bestimmte, so ist der Erfolg der Mikroelektronik in Japan während der siebziger Jahre begründet durch das nationale Interesse und durch die gemeinsame nationale Anstrengung. In gleicher Weise ist das Erringen einer führenden Position in der Mikroelektronik für die deutsche und europäische Volkswirtschaft mit ihrem Anspruch auf Wettbewerbsfähigkeit in modernsten Techniken eine nationale Schlüsselaufgabe. Dies wird unterstrichen durch das europäische Mikroelektronik-Förderprogramm ESPRIT, durch das Submicron-Projekt der deutschen Bundesregierung und, darin enthalten, die mit Philips betriebene und binational geförderte Entwicklung der 4-Mbit-Technologie. Die Bewältigung dieser Herausforderung ist eine gemeinsame Aufgabe von Hochschulen, Instituten und der Industrie. Dabei müssen sich die wissenschaftlichen Programme nahtlos an die Industrieprogramme anfügen können, damit eine effektive Zusammenarbeit und ein Ergebnistransfer möglich ist. Mit dem MEGA-Projekt ist die Zielsetzung der Industrie so weit gesteckt, daß die Wissenschaft daran orientiert ein anspruchsvolles Programm entwickeln kann, das in Zukunft wiederum die Voraussetzung für weitere Industrieprogramme liefert, um den nationalen Erfolg langfristig abzusichern. Damit hat nun auch die Bundesrepublik Deutschland ein Szenario, das im Anspruch vergleichbar ist mit ähnlichen Programmen in den USA und Japan.



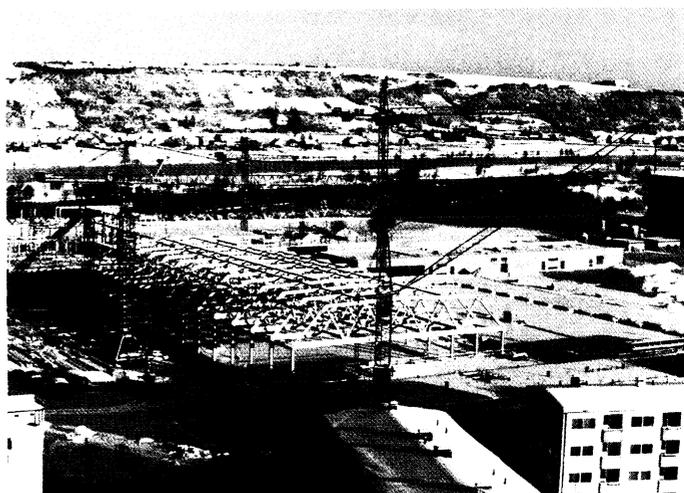
## REGENSBURG:

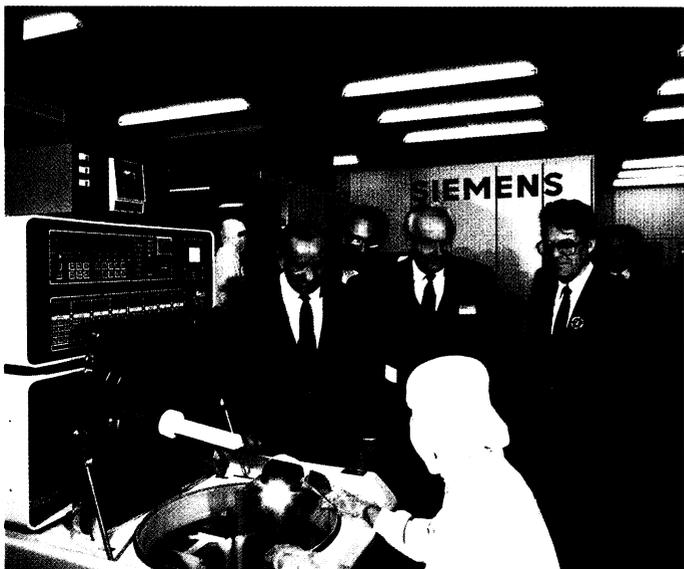
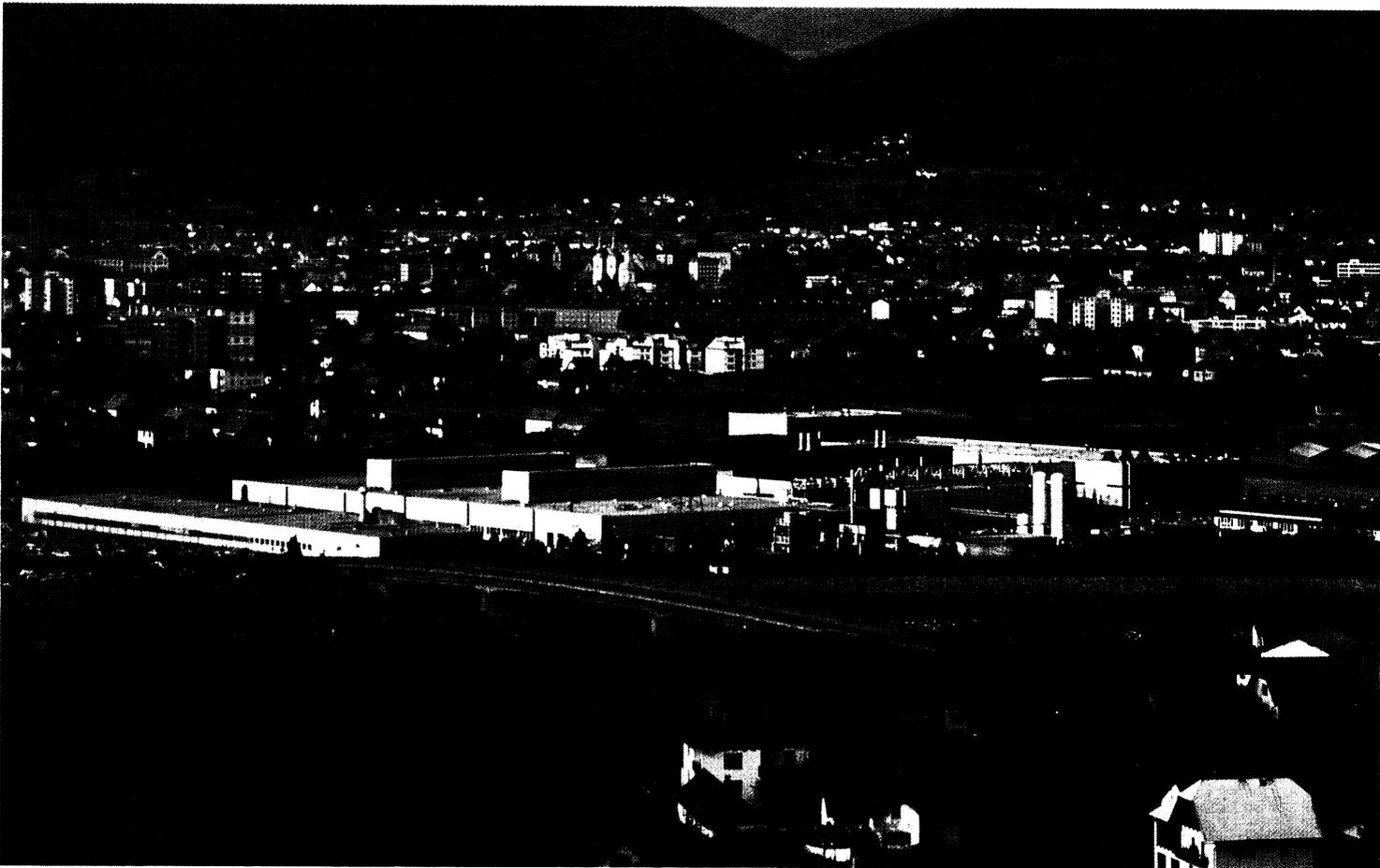
# Mitten im Bau

Fast gleichzeitig mit dem 25jährigen Jubiläum des Bauelementewerks Regensburg wurde hier im Oktober 1984 der Grundstein zu dem Werk gelegt, in dem ab 1987 der 1-Mbit-Speicher gefertigt werden wird.

Der hohe Integrationsgrad des 1-Mbit-Chips mit Strukturabständen von nur  $1 \mu\text{m}$  zwingt zum Bau von Reinräumen: In jedem Kubikmeter Luft dürfen nur noch höchstens 40 Partikel von maximal  $0,5 \mu\text{m}$  Durchmesser enthalten sein.

Im Bild unten: Dr. Franz, Leiter des Unternehmensbereichs Bauelemente, hinter ihm Bayerns Wirtschaftsminister Dr. Jaumann und Siemens-Aufsichtsratsvorsitzender Dr. Plettner bei der Grundsteinlegung.





**ÖSTERREICH:**

# Villach II fertig

Bei der Einweihung des neuen Halbleiterwerks Villach II (rechts im Bild oben) im November 1984 durch den österreichischen Bundeskanzler Sinowatz bezeichnete der Vorstandsvorsitzende der Siemens AG, Dr. Karl-Heinz Kaske, Villach als die modernste Fertigungsstätte Europas für integrierte Schaltungen, die gleichrangig mit den modernsten Fertigungsstätten der Welt ist. Im Bild unten: Dr. Sinowatz (links) beim Werksrundgang mit Dr. Kaske (rechts daneben). Mit dem 256-Kbit-Speicher, den Siemens als erster europäischer Hersteller hier fertigt, ist ein wesentlicher Schritt zur Verringerung des technologischen Abstands Europas gegenüber den USA und Japan getan.

Werner Luschnig  
Werner Meister

## Ultraschneller DA-Umsetzer SDA 8005

Wesentlicher Bestandteil der digitalen Signalverarbeitung sind die Schnittstellen zum analogen Umfeld. In Anpassung an immer schneller werdende Signalprozessoren steigt zwangsläufig der Bedarf an DA-Umsetzern mit kurzen Einschwingzeiten. Anfänglich konnten meist nur teure Hybrid-Wandler diesen steigenden Anforderungen gerecht werden. Heute stehen bipolare Höchstgeschwindigkeits-Technologien zur Verfügung, die zusammen mit einer ausgeklügelten Schaltungstechnik es ermöglichen, schnelle hochauflösende monolithische Wandlerbausteine preisgünstig anzubieten.

Der DA-Umsetzer SDA 8005 wird in einer oxidisierten bipolaren Technologie (Bild 1) hergestellt, wie sie vorzugsweise für höchstintegrierte, superschnelle Schaltungen der Daten- und Nachrichtentechnik Verwendung findet. Sie eignet sich aber ebenso hervorragend für schnelle analoge Schaltungen. Ohne diese Technologie im Zusammenspiel mit einer hochentwickelten Schaltungstechnik wären die Kenndaten des im folgenden beschriebenen Umsetzers SDA 8005 nicht zu erzielen.

Der Umsetzer hat eine Auflösung von 8 bit, ein ECL-Eingangsregister, einen Deglitch-Steuereingang, und er benötigt nur eine Versorgungsspannung von  $-5,2$  V. Bild 2 zeigt sein Blockschaltbild.

Am Wandlereingang werden die parallelen 8-bit-Daten in die Eingangsregister übernommen, wenn am Strobe-Eingang Low-Pegel liegt. Auch wenn der Strobe-Eingang nicht beschaltet ist oder bei dauerndem Anliegen eines Low-Pegels am Strobe-Eingang, kann das Eingangsregister bei Bedarf durch-

geschaltet werden. Die Dateneingänge sind ECL-kompatibel.

Vom Ausgangsstromschalter werden die binär gewichteten Ströme auf die beiden komplementären Ausgänge verteilt. Die gewichteten Ströme werden mittels interner Stromquellen, die einen Referenzstrom zur Ansteuerung benötigen, erzeugt. Eine externe Stromquelle mit Widerstand dient zum Erzeugen dieses Referenzstromes, der so vom Anwender den Anforderungen optimal angepaßt werden kann. Der  $I_{ref}$ -Eingang wird vom internen Operationsverstärker über den Referenzstrom auf das Massepotential geregelt. In den meisten Schaltungen werden sowohl für die Versorgungsspannung als auch für die Masseführung je zwei Anschlüsse vorgesehen. Dies soll verhindern, daß der Analogteil an einer

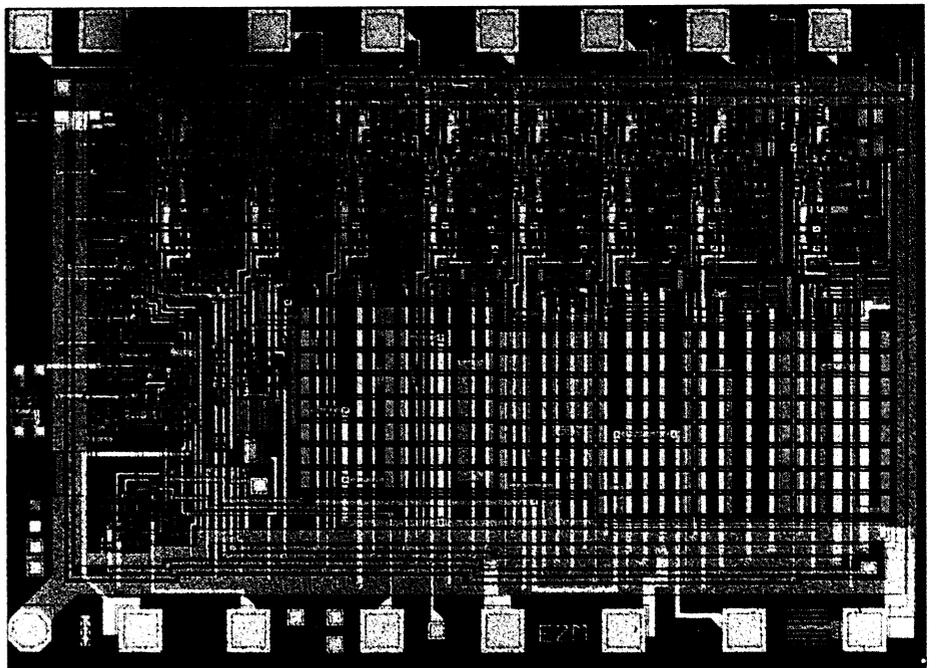


Bild 1 Chip des DA-Umsetzers SDA 8005

Dipl.-Ing. Werner Luschnig,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Entwicklung integrierte Schaltungen,  
Villach, Österreich

Dipl.-Ing. Werner Meister,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Vertrieb integrierte Schaltungen,  
München

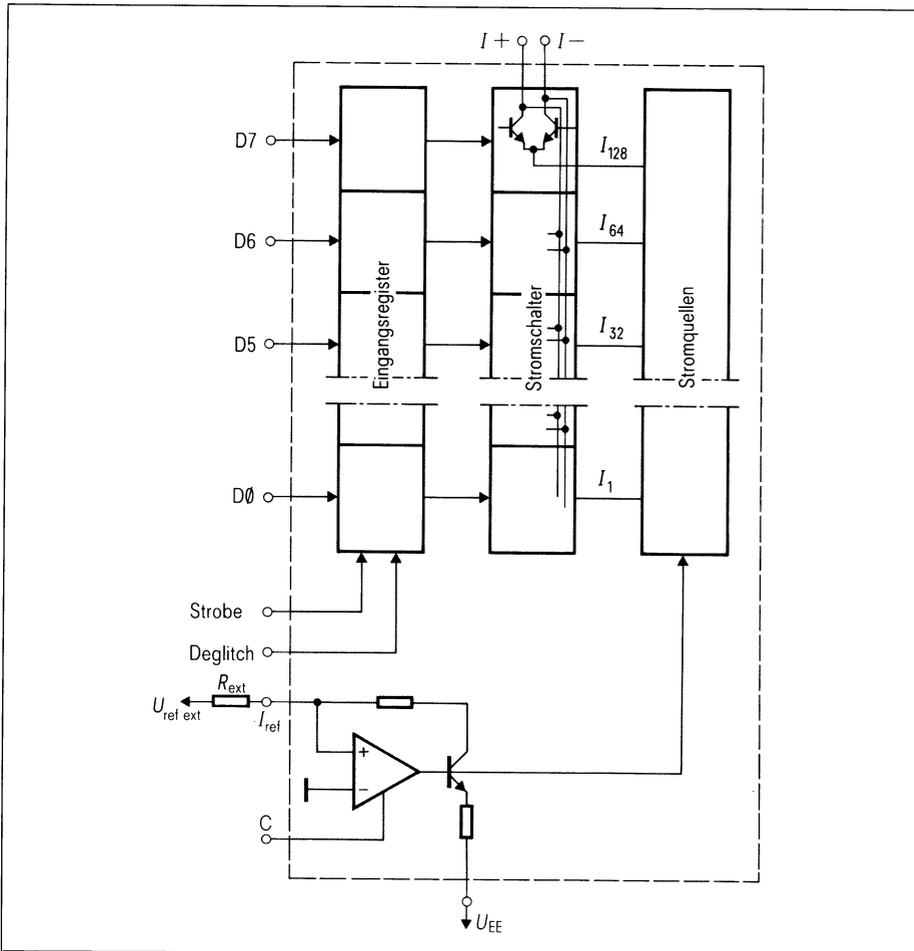


Bild 2 Blockschaltbild des DA-Wandlers SDA 8005

vom Digitalteil »verschmutzten« Versorgungsspannung betrieben werden muß. Anders beim SDA 8005: ein externer Kondensator zur Stabilisierung des Operationsverstärkers verhindert zusammen mit zusätzlichen internen Schaltungsmaßnahmen das Übersprechen von Versorgungsspannungsspitzen auf die Ausgangsströme. Zusätzliche Spannungsspitzen werden durch die Bonddrahtinduktivitäten beim Schalten der Dateneingangs-Emitterfolger erzeugt. Dieser Effekt wird weitgehend durch internes Umleiten der Stromspitzen unterdrückt. Die Eingangskapazität des Umsetzers bildet in Verbindung mit einem ohmschen Spannungsteiler (1,5 und 6,3 kΩ gegen -2 V) ein RC-Filter. Dieses verringert sowohl den Hub als auch die Steilheit der ECL-Strobe-Impulse. Das kleine noch verbleibende Übersprechen kann durch geschicktes Timing von Strobe- und Dateneingang in das Einschwingintervall verlagert werden. Diese schaltungstechnischen Raffines-

sen ersparen somit zusätzliche Versorgungsanschlüsse, so daß für den DA-Wandler ein 16-Pin-Gehäuse ausreicht. Die Zeit, die der Ausgangsstrom von der fallenden Strobe-Flanke bis zum letzten Eintritt in das zugelassene Fehlerfenster von  $\pm 1/2$  LSB benötigt, ist als Einschwingzeit definiert. Jedem digitalen Eingangswort entspricht ein definierter analoger Ausgangswert. Von Ausgangswert zu Ausgangswert sind die Höhe der Stromänderung am Ausgang und die Anzahl der daran beteiligten Umschalter und somit die Einschwingzeiten unterschiedlich. Die dynamischen Eigenschaften eines DA-Wandlers werden unter anderem durch die größtmögliche auftretende Einschwingzeit bestimmt. Beim SDA 8005 beträgt sie für die »Full-Scale-Umschaltung« typisch 7 ns (Bild 3). In [1] ist eine Meßmethode mit schnellen Komparatoren, die zu verlässlichen Ergebnissen führt, beschrieben. Bild 4 zeigt die Meßschaltung.

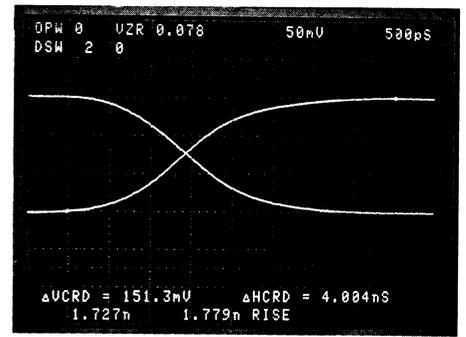


Bild 3 Einschwingvorgang bei Full-Scale-Umschaltung

Asynchrones Umschalten der Ausgangsstufen, ungleiche Verzögerung beim Ein- und Ausschalten sowie Einstreuung der Schaltimpulse über die parasitären Kapazitäten der Ausgangstransistoren sind drei Fehlerquellen, die transiente Spannungsspitzen am Ausgang verursachen. Diese transienten Spannungsspitzen werden Glitches genannt. Gegen diese Effekte sind beim SDA 8005 mehrere Maßnahmen getroffen worden. Eingangsregister und Strobe synchronisieren die ankommenden Daten. Die Stufenströme und die Transistoren sind sowohl in der Ausgangsstufe als auch in der Ansteuerlogik für die signifikantesten Stu-

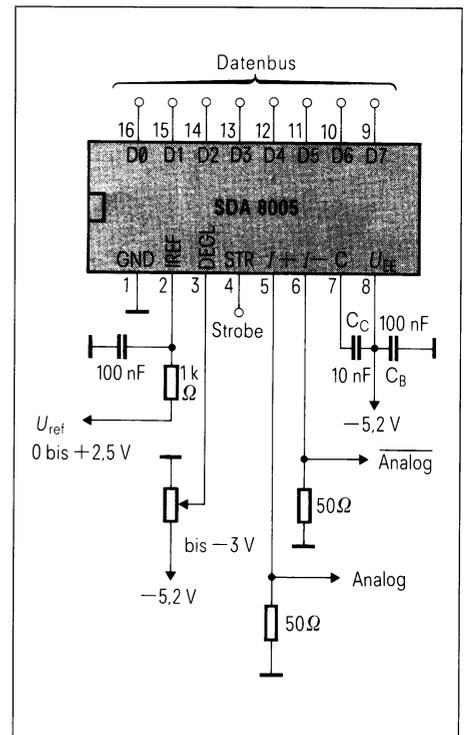


Bild 4 Schaltung für die Messung der Betriebseigenschaften des SDA 8005

fen binär gewichtet. Damit erfolgt ein Ausgleich der unterschiedlichen Schaltverzögerungen zwischen Eingangsregister und Ausgangsstufen. Mit dem Deglitch-Eingang kann man die Verzögerungen beim Ausschalten denen beim Einschalten anpassen. Bei der Umschaltung zwischen 10000000 und 01111111 tritt der »Worst-Case-Glitch« auf. In diesem Fall hat der Baustein mit einem »Full-Scale-Hub« von 1 V Glitch-Flächen von nur 80 pVs (Bild 5).

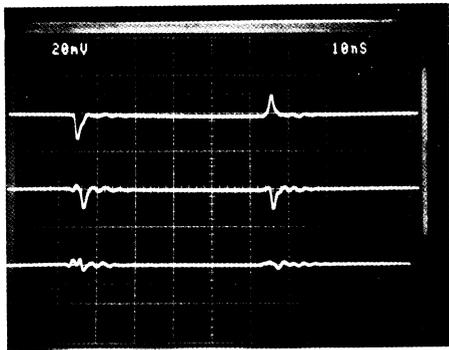


Bild 5 Glitchverhalten Full-Scale-Strom = 20 mA (mit 20-dB-Ab-schwächer gemessen)  $\triangleq$  1 V Spannungssprung  
oben: ohne Latch und ohne Deglitch,  
Mitte: mit Latch aber ohne Deglitch,  
unten: mit Latch und Deglitch

Der ultraschnelle 8-bit-DA-Umsetzer SDA 8005 eignet sich für Anwendungen im Höchstgeschwindigkeitsbereich der digitalen Signalverarbeitung wie Video-Studioteknik, TV-Kameras, Radarverstärker, Signalgeneratoren, Spektrumanalysatoren, Speicheroszilloskope und ähnliche Anwendungen.

#### Schrifttum

- [1] Kester, W. A.: Test Setup Judge Speed of Ultrafast 8-bit DACs. Electronic Design, May 14, 1981 Seite 207 bis 210

Peter Freundel  
Elemer Dobray

## FREDFET, ein neuer Leistungs-MOSFET mit schneller Inversdiode

Die Entwicklung eines Leistungs-MOSFET mit schnell abschaltender Inversdiode brachte die Lösung von zwei Problemen, die bisher den Einsatz von Leistungs-MOSFET in Brückenschaltungen beeinträchtigt haben: hohe Kommutierungsverluste und die  $du/dt$ -Empfindlichkeit. Beides wird durch die langen Sperrverzugszeiten der integrierten Inversdiode verursacht und kann nur durch zusätzliche Schutzbeschaltungen vermieden werden. Bei dem neuen FREDFET mit schneller Inversdiode sind derartige Schutzbeschaltungen überflüssig.

Zunächst bot es sich an, in Brückenschaltungen die integrierte Inversdiode der Leistungs-MOSFET auch als Freilaufdiode zu verwenden. Es zeigte sich jedoch sehr bald, daß die langen Sperrverzugszeiten der Inversdiode nicht zum schnellen Schaltverhalten der MOSFET passen. Dies ist nicht nachteilig bei Schaltungen, in denen diese Diode nicht verwendet wird, z.B. in einfachen Chopperschaltungen wie DC/DC-Wandlern und Sperrwandlern. In allen Brücken- und Halbbrückenschaltungen liegt es jedoch nahe, die Inversdiode des MOSFET als Freilaufdiode zu verwenden. In dieser

Funktion der Diode treten hohe Kommutierungsverluste auf. Außerdem ist dabei der MOSFET gegen höhere  $du/dt$ -Belastungen empfindlich. Es wurde viel Arbeit investiert, um Schutzbeschaltungen zu entwickeln, die diese Schwierigkeiten beseitigen. Diese Schaltungen sind nicht nur teuer und voluminös, sie verhindern auch nicht die Verluste sondern verlagern sie nur vom MOSFET in die Schutzbeschaltung.

Dem Wunsch nach einem MOSFET mit einer schnell abschaltenden, integrierten Inversdiode kann nun entsprochen werden. Die Diode des neuen MOSFET zeigt eine Sperrverzugsladung, die nur etwa ein Zehntel der konventioneller MOSFET beträgt. Zusätzlich konnte die  $du/dt$ -Empfindlichkeit wesentlich verringert werden. Der neue MOSFET ermöglicht einen Einsatz in Brückenschaltungen ohne aufwendige Schutzbeschaltungen.

#### Die konventionelle Inversdiode

Die Inversdiode eines MOSFET ist durch die Struktur des MOSFET bedingt. Sie kann im Rahmen der zulässigen Verlustleistung des Transistors belastet werden. Einige Gesichtspunkte müssen bei ihrer Anwendung jedoch

Dr.-Ing. Peter Freundel,  
Elemer Dobray,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Entwicklung Leistungshalbleiter,  
München

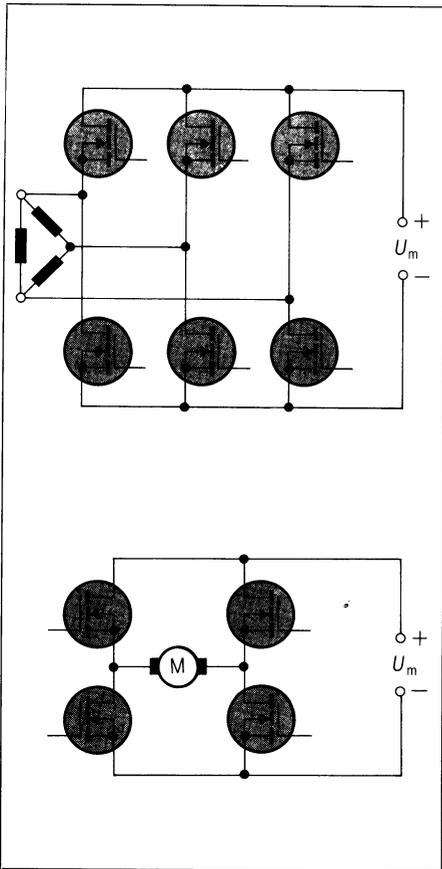


Bild 1 Typische Voll- und Halbbrückenschaltungen

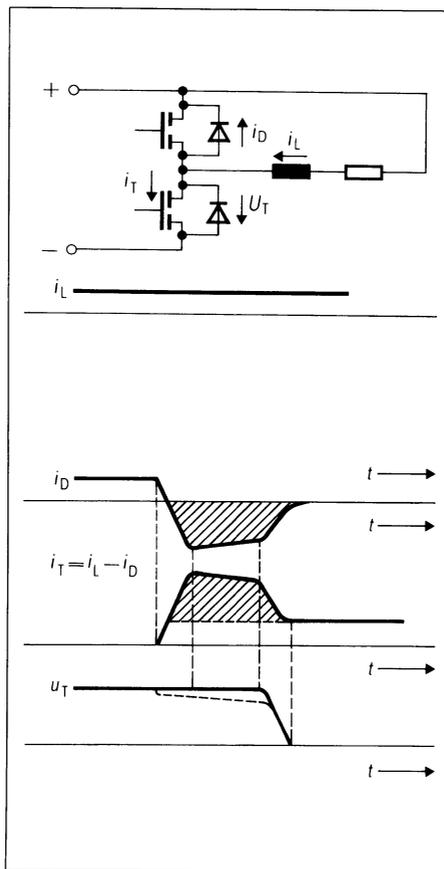


Bild 2 Entstehung der Einschaltverluste in Brückenschaltungen mit Freilaufbetrieb

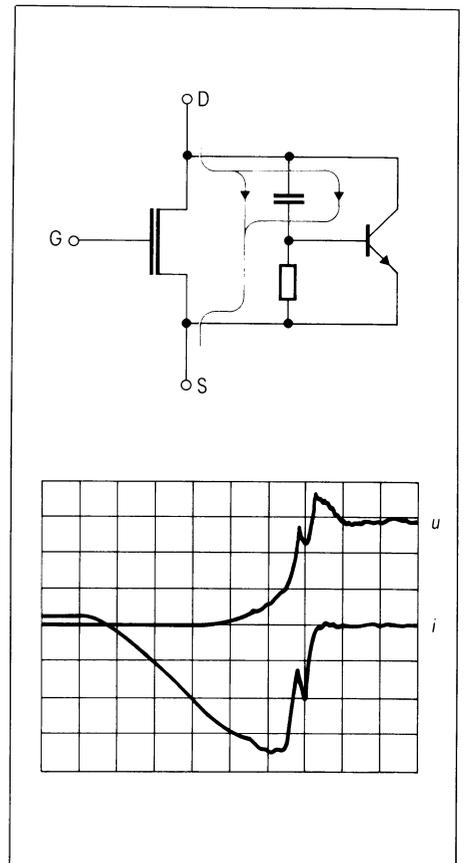


Bild 3 Der  $du/dt$ -Effekt des MOSFET, verursacht durch den parasitären npn-Transistor

berücksichtigt werden. Die typischen Brücken- und Halbbrückenschaltungen von **Bild 1** lassen sich alle in einer Ersatzschaltung darstellen. Sie verdeutlicht am besten die Vorgänge beim Schalten eines Transistorpaares. Dies gilt sowohl für eine dreiphasige Wechselrichterschaltung, wie auch für einen Vier-Quadranten-Gleichstromsteller. **Bild 2** gibt die Ersatzschaltung und den kritischen Moment in der Schaltphase wieder. Im Anfangszustand fließt der Laststrom  $i_L$  als Freilaufstrom über die Inversdiode des oberen Transistors. Wenn nun der untere Transistor eingeschaltet wird, liegt an ihm die volle Gleichspannung. Zusätzlich führt dieser Transistor während der gesamten Sperrverzugszeit der Inversdiode des oberen Transistors den kommutierenden Laststrom und dazu addiert den Sperrverzugsstrom. Der Sperrverzugsstrom kann sehr hohe Werte annehmen. Es entstehen deshalb sehr große Schaltverluste im unteren Transistor. Je länger die Sperrverzugszeit der Inversdiode ist, desto höher sind diese Verluste. Da die Sperrverzugszeiten

der Inversdioden mit der Sperrspannung der MOSFET ansteigen, bilden die Kommutierungsverluste für MOSFET ab etwa 500 V Sperrspannung ein großes Problem. Die Ausschaltverluste des Transistors sind von untergeordneter Bedeutung. Als weiteres gravierendes Hindernis für die Verwendung der Inversdiode kommt das  $du/dt$ -Problem hinzu. **Bild 3** zeigt als Ersatzschaltbild den in jeder Leistungs-MOSFET-Struktur enthaltenen parasitären bipolaren Transistor. Zusätzlich sind Strom- und Spannungsverlauf, oszillographiert am oberen Transistor von **Bild 2**, während der Sperrverzugszeit der Inversdiode angegeben. Der Sperrverzugsstrom der Diode fließt im Ersatzschaltbild entlang dem eingezeichneten Weg. Es ist nur eine Frage der Größe dieses Stromes und der Größe des Basiswiderstandes des parasitären bipolaren Transistors, wann dieser leitend wird und die MOSFET-Struktur kurzschließt. Die Größe des Widerstandes ist durch das Transistordesign gegeben. Sie wird vom Transistorhersteller so niedrig wie

möglich gehalten. Die Höhe des Sperrverzugsstroms ist durch die Höhe des Freilaufstromes, die Höhe der Sperrschichttemperatur und die Steilheit  $du/dt$ , mit der die Drain-Source-Spannung ansteigt, gegeben. Wegen der letzteren Eigenschaft spricht man vom  $du/dt$ -Effekt.

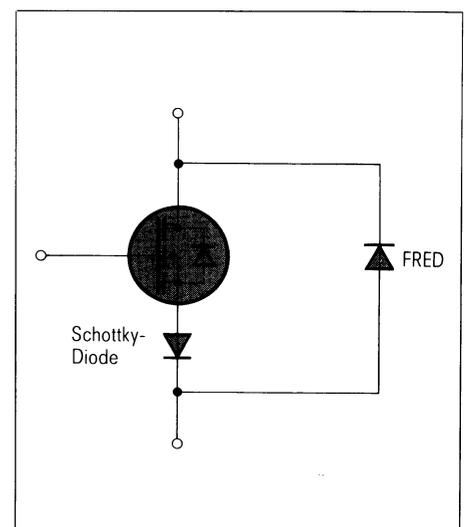


Bild 4 Sperren der Inversdiode des MOSFET

Im Oszillogramm des Bildes 3 ist deutlich zu erkennen, daß dem normalen Sperrverzugs-Stromverlauf  $i$  zwei Spitzen überlagert sind. Im ansteigenden Verlauf der Drain-Source-Spannung  $u$  erkennt man an gleicher Stelle je einen Einbruch.

Hier liegt das Einschalten einer solchen parasitären Transistorstruktur gleich zweimal vor. Dieses Einschalten geschieht nur auf einer sehr kleinen, eng begrenzten Stelle des Chips. Damit führen bereits sehr kleine Energien zur Zerstörung des Transistors. Dieser Mechanismus kann zu Transistorausfällen erst nach einigen Stunden, ja sogar Tagen Betriebszeit führen. Ihn zu vermeiden ist deshalb besonders wichtig.

Da diese Probleme seit längerem bekannt sind, wurden bereits Abhilfemaßnahmen entwickelt. Die einfachste (jedoch am wenigsten elegante Methode) ist, die Inversdiode eines MOSFET außer Funktion zu setzen. **Bild 4** zeigt, wie dies erreicht wird: Eine Schottky-Diode, in Reihe zum MOSFET, blockiert den Stromfluß in Rückwärtsrichtung durch den MOSFET und leitet den Freilaufstrom über eine antiparallele externe Diode. Diese antiparallele Diode muß eine sehr kurze Sperrverzugszeit und die gleiche Spannungsfestigkeit wie der MOSFET haben. Eine schnell abschaltende Epitaxial-Diode, genannt FRED (fast recovery epitaxial diode), wird hier verwendet. Die Di-

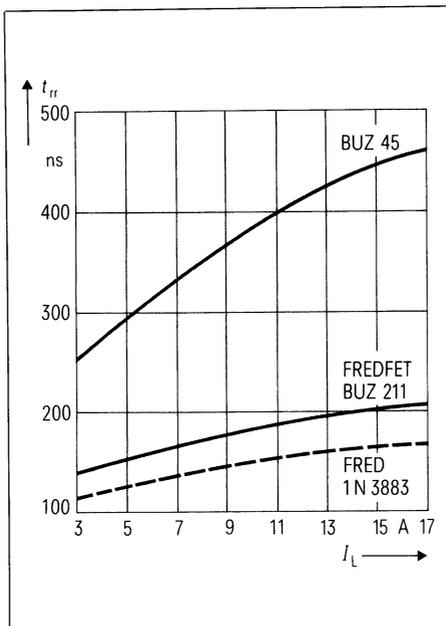


Bild 6 Sperrverzugszeiten  $t_{rr}$  in Abhängigkeit vom Laststrommittelwert  $I_L$

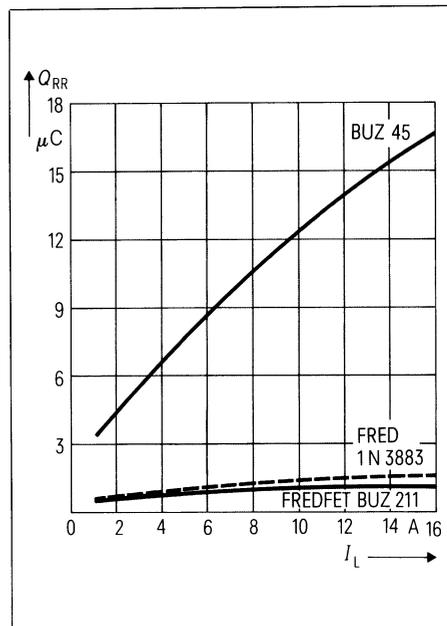


Bild 7 Sperrverzugsladung  $Q_{rr}$  in Abhängigkeit vom Laststrommittelwert  $I_L$

ode in Reihe zum MOSFET muß lediglich die Spannungsüberhöhung während des Einschaltens der FRED sperren. Deshalb kann hier eine Schottky-Diode verwendet werden. Billigere und elegantere Methoden sind im **Bild 5** dargestellt. Es handelt sich hier um den Leistungsteil eines realisierten 4-Quadranten-Gleichstromstellers. Drei Arten Entlastungsschaltungen wurden dabei verwirklicht. Die Einschaltentlastung, bestehend aus ei-

ner kleinen Drossel und einem Freilaufzweig, reduziert die Einschaltverluste an den Transistoren. Die RC-Glieder parallel zu den MOSFET bewirken eine Verlangsamung des Drain-Source-Spannungsanstiegs. Dadurch werden die Ausschaltverluste in den Transistoren reduziert. Auch ein gewisser Schutz gegen den  $du/dt$ -Effekt ist hierdurch gegeben. Eine Hilfsspannungsquelle mit einer Diode in Reihe bringt die eigentliche  $du/dt$ -Entlastung. Die Funktion dieser Entlastungsschaltungen ist in [7] beschrieben.

Alle diese Entlastungsschaltungen bewirken, daß die Verluste vom Bauelement in die Beschaltung verlagert werden. Sie sind obendrein teuer und beanspruchen einen nicht zu vernachlässigenden Raum. Die einzige bekannte Methode, den MOSFET direkt zu beeinflussen, um geringere Schaltverluste zu erhalten, ist das überlappende Ansteuern der Transistoren. Dabei wird während der Sperrverzugszeit der Inversdiode gleichzeitig der MOSFET-Kanal leitend gesteuert. Dies bewirkt eine wesentliche Verkürzung der Sperrverzugszeit und damit auch eine wesentliche Reduzierung der Verluste. Das  $du/dt$ -Verhalten wird hierdurch leider nicht beeinflusst. Dieses Verfahren ist ebenfalls ausführlich in der Literatur beschrieben worden [6].

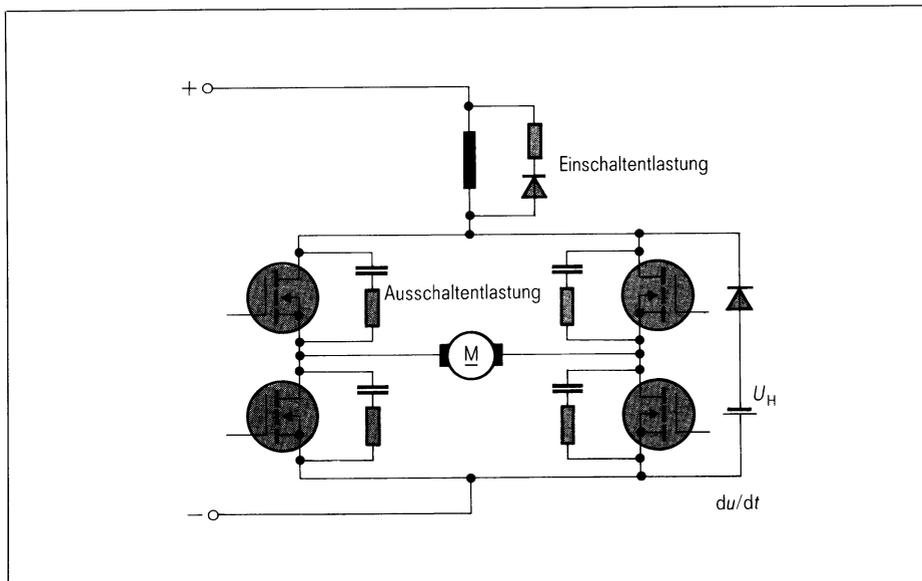


Bild 5 MOSFET-Entlastungsschaltungen in einem Vier-Quadranten-Steller

## Der FREDFET

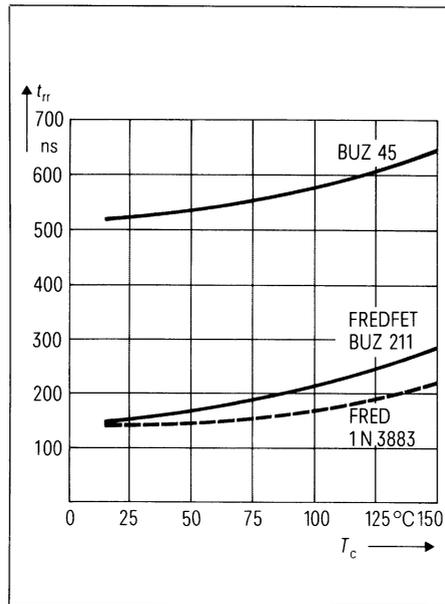
Es liegt auf der Hand, nach Möglichkeiten zu suchen, durch eine Weiterentwicklung des MOSFET die Schaltverluste und das  $du/dt$ -Verhalten vom Bauelement her in den Griff zu bekommen. Die Entwicklung auf diesem Gebiet hat nun einen MOSFET mit einer schnell abschaltenden Inversdiode geschaffen, FREDFET genannt (Fast Recovery Epitaxial Diode Field Effect Transistor). Im folgenden werden die Eigenschaften dieses Transistors und seiner Inversdiode näher beschrieben. Je schneller die Inversdiode abschaltet, desto niedriger sind die Schaltverluste im Transistor einer Brückenschaltung.

**Bild 6** zeigt die typische Abhängigkeit der Sperrverzugszeit  $t_{rr}$  vom Laststrom  $I_L$  eines Transistors mit schneller Inversdiode. Zum Vergleich wurden die Kurven eines konventionellen MOSFET, BUZ 45, mit normaler Inversdiode und einer schnell abschaltenden Diode 1 N 3883 eingetragen. Die Kurven wurden in einer Schaltung entsprechend Bild 2 bei einer Spannung von 100 V aufgenommen und demonstrieren deutlich die Verkürzung der Sperrverzugszeiten des FREDFET (BUZ 211) gegenüber dem konventionellen BUZ 45. Mit der Diode 1 N 3883 lassen sich noch etwas günstigere Resultate erzielen.

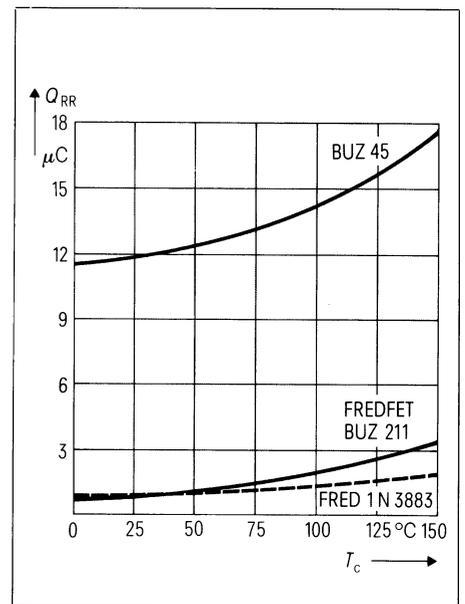
Wichtiger für die Schaltungsdimensionierung ist jedoch die Sperrverzugsladung. **Bild 7** zeigt die Sperrverzugsladung  $Q_{rr}$ , abhängig vom Laststrom  $I_L$ , unter gleichen Bedingungen gemessen wie die Werte im Bild 6. Man sieht, daß der FREDFET die Werte der schnellen Diode 1 N 3883 erreicht und weit geringere Ladungen aufweist als der normale BUZ 45.

Im **Bild 8** ist die Sperrverzugszeit  $t_{rr}$ , abhängig von der Gehäusetemperatur  $T_c$ , aufgetragen. Gemessen wurde bei einem Laststrom von 10 A unter sonst gleichen Bedingungen wie bei der Ermittlung der Kurven von Bild 6. Es sind keine auffälligen Unterschiede im Temperaturkoeffizienten zwischen dem FREDFET und dem normalen BUZ 45 erkennbar.

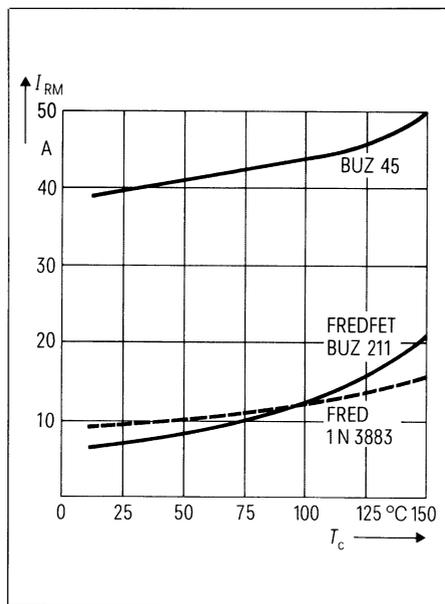
Die Sperrverzugsladung  $Q_{rr}$ , abhängig von der Gehäusetemperatur  $T_c$ , ist im **Bild 9** aufgetragen. Die Kurven wur-



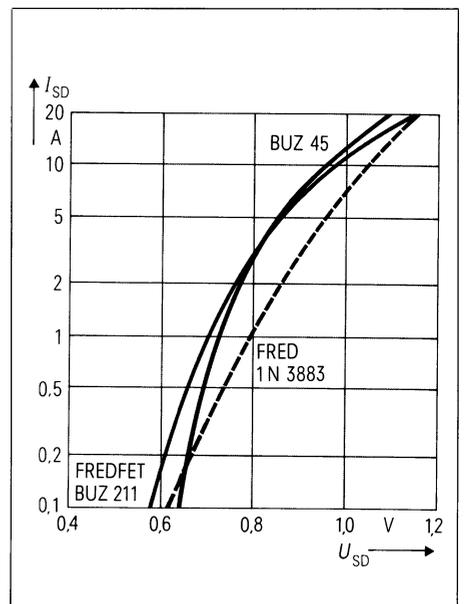
**Bild 8** Vergleich der Sperrverzugszeit  $t_{rr}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_c$  bei einem Laststrom von 10 A



**Bild 9** Sperrverzugsladung  $Q_{rr}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_c$  bei einem Laststrom von 10 A



**Bild 10** Scheitelwert des Sperrverzugsstromes  $I_{RM}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_c$  bei einem Laststrom von 10 A



**Bild 11** Durchlasskennlinien der Inversdioden bei  $T_c = 25^\circ\text{C}$

den in der Schaltung entsprechend Bild 2 bei einem Laststrom von 10 A aufgenommen. Der Unterschied zwischen dem FREDFET und dem konventionellen MOSFET BUZ 45 ist markant.

**Bild 10** gibt die Abhängigkeit des Scheitelwerts des Sperrverzugsstromes  $I_{RM}$  von der Gehäusetemperatur  $T_c$  wieder. Die Kurven wurden unter den gleichen Bedingungen wie vorher, bei

10 A, jedoch  $150^\circ\text{C}$  Gehäusetemperatur ermittelt. Der konventionelle MOSFET BUZ 45 erzeugt bei 10 A Laststrom Spitzenströme von 50 A. Bedingt durch die niedrigere Sperrverzögerungsladung, reduziert der FREDFET diese Spitzenströme auf 20 A.

Ein Vergleich der Durchlasskennlinien der Inversdioden des FREDFET und des normalen BUZ 45 im **Bild 11** läßt

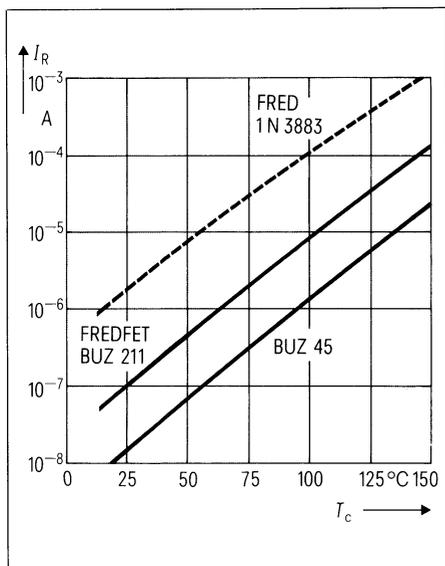


Bild 12 Sperrströme  $I_R$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_c$  bei  $U_{DS} = 300$  V

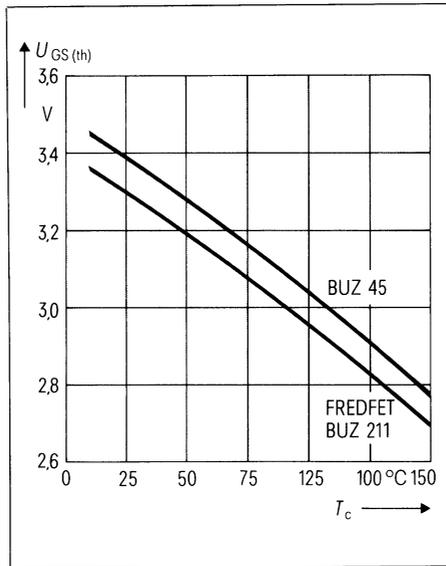


Bild 13 Gate-Source-Schwellenspannung  $U_{GS(th)}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_c$  bei  $I_D = 10$  mA und  $U_{GS} = U_{DS}$

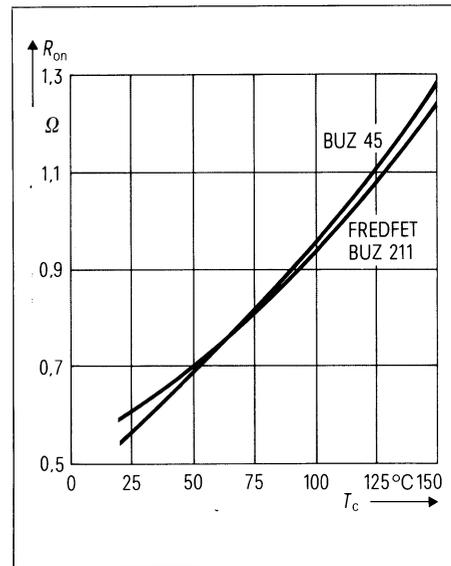


Bild 14 Durchlaßwiderstand  $R_{on}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur bei  $I_D = 5$  A

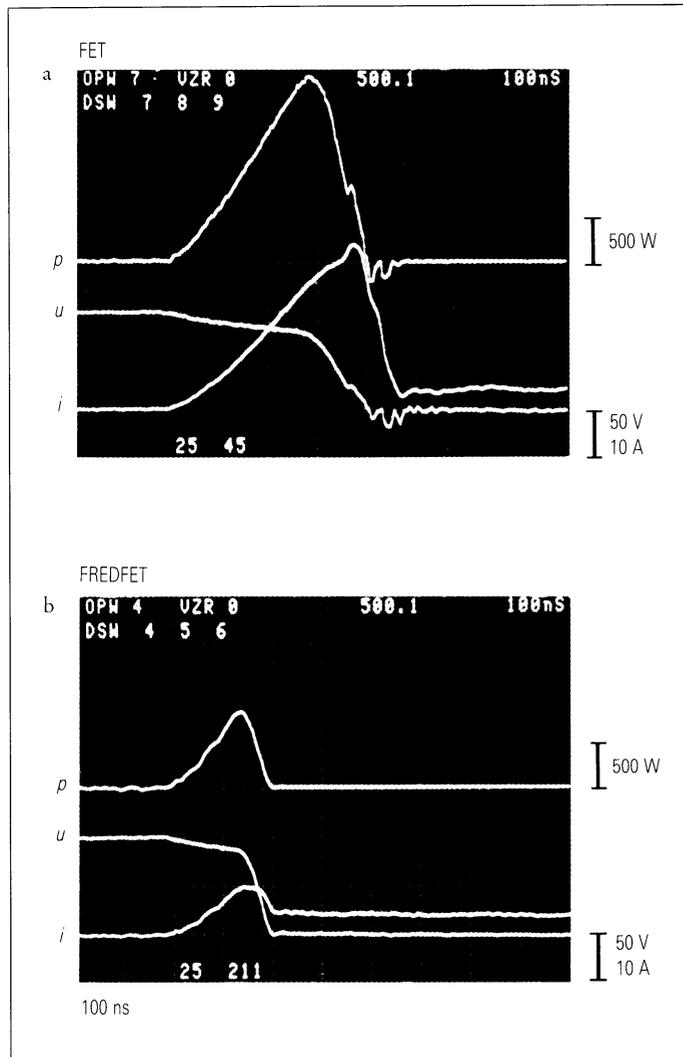


Bild 15 Einschaltverluste bei der Gehäusetemperatur 25 °C  
a konventioneller MOSFET BUZ 45  
b FREDFET, Schaltung wie im Bild 2

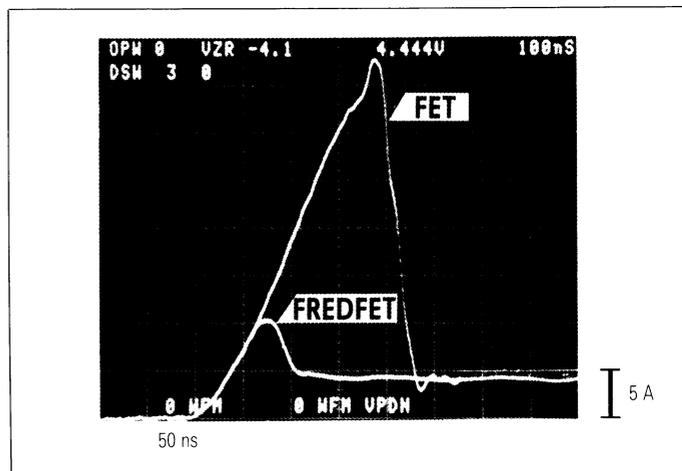


Bild 16 Vergleich der Sperrverzugsströme aus Bild 15, Gehäusetemperatur 25 °C

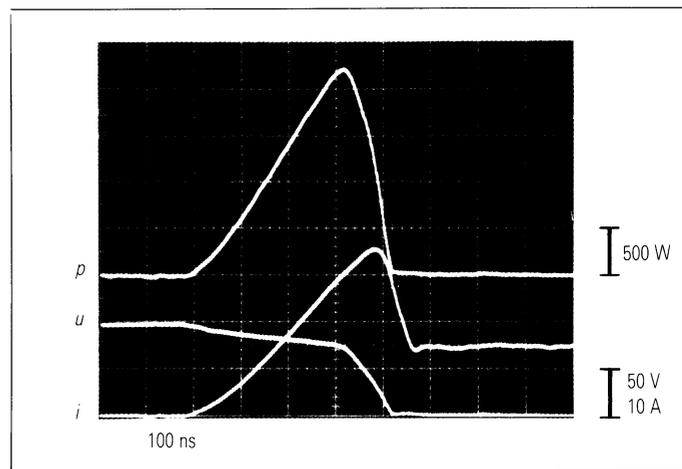


Bild 17 Einschaltverhalten des FREDFET bei Belastung außerhalb des sicheren Arbeitsbereiches:  
 $I_L = 15$  A,  $T_c = 125$  °C

keinen nennenswerten Unterschied erkennen. Auch im Vergleich zur schnellen Diode 1 N 3883 schneiden die MOSFET-Dioden gut ab. Eine merkbare Erhöhung der Durchlaßverluste während der Freilaufphase ist also nicht gegeben.

Als Folge der Neudimensionierung des MOSFET im Hinblick auf eine schnell schaltende Diode wurde ein weiterer Transistorparameter beeinflusst: sein Sperrstrom. Im **Bild 12** sind die Sperrströme, abhängig von der Ersatz-Sperrschichttemperatur, aufgetragen. Man erkennt, daß durch die neue Dimensionierung der Sperrstrom um etwa eine Zehnerpotenz angehoben wurde. Für Bauelemente der Leistungselektronik spielen Sperrströme im Milliamperbereich jedoch keine Rolle.

Im **Bild 13** ist der Verlauf der Gate-Schwellenspannung  $U_{GS(th)}$  in Abhängigkeit von der Ersatz-Sperrschichttemperatur wiedergegeben. Auch hier liegt kein wesentlicher Unterschied zwischen dem konventionellen MOSFET und dem mit schneller Inversdiode vor.

**Bild 14** zeigt den wohl kritischsten Parameter eines Leistungs-MOSFET, den Durchlaßwiderstand  $R_{on}$ . Er ist als Funktion der Gehäusetemperatur  $T_c$  aufgetragen. Auch hier ist innerhalb des Betriebstemperaturbereiches kein nennenswerter Unterschied festzustellen. Die Maßnahmen, die ein schnelleres Ausschalten der Inversdiode bewirkt haben, führten somit nicht zu einer Beeinflussung des Durchlaßwiderstandes des MOSFET.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß im Falle des FREDFET ohne negativen Einfluß auf die übrigen Parameter des MOSFET ein schnelleres Schaltverhalten der integrierten Inversdiode erreicht werden konnte.

## Versuchsergebnisse

Der neue MOSFET wurde in der Halbbrückenschaltung entsprechend **Bild 2** erprobt, wobei keinerlei Entlastungsschaltung verwendet wurde. Nachfolgend werden die Ergebnisse kurz im Vergleich zum konventionellen BUZ 45 wiedergegeben. Das Oszillogramm im **Bild 15a** zeigt unten den Strom- und Spannungsverlauf

während des Einschaltens des unteren Transistors von **Bild 2**. Der obere Vorgang stellt den Leistungsverlauf dar. Die Verläufe gelten für den konventionellen BUZ 45.

Hier ist bereits deutlich der  $du/dt$ -Effekt zu erkennen. Der dem Laststrom überlagerte Rückstrom der Diode des oberen Transistors ist überhöht. Noch deutlicher ist dies in dem nochmaligen Ansteigen des Leistungspulses zu sehen. Dieser Betriebszustand zerstört auf Dauer den MOSFET. Die Versorgungsspannung beträgt 100 V und der Laststrommittelwert lediglich 4 A. Diese 4 A rufen eine dem Laststrom überlagerte Dioden-Rückstromspitze von 30 A hervor. Setzt man unter gleichen Bedingungen den neuen MOSFET mit schnell schaltender Inversdiode ein, so erhält man die Vorgänge, wie sie im Oszillogramm von **Bild 15b** dargestellt sind. Die Dioden-Rückstromspitze beträgt nur 16 A. Der  $du/dt$ -Effekt tritt nicht auf. Der Schaltvorgang als ganzes ist deutlich kürzer. Die Schaltverlustleistung ist ebenfalls viel kleiner, sowohl als Momentanwert, wie auch als Integral.

Um den Unterschied im Rückstromverlauf zu verdeutlichen, wurde im **Bild 16** der Sperrverzugs-Stromverlauf des konventionellen BUZ 45 und des FREDFET übereinander oszillographiert. Der Vorteil des FREDFET ist hier deutlich demonstriert.

Die Belastbarkeitsgrenze des FREDFET ist neben der Sperrschichttemperatur, die durch die Kühlbedingungen beeinflusst werden kann, durch das Einsetzen des  $du/dt$ -Effektes gegeben. Um diese Einsatzgrenze zu finden, wurde in der verwendeten Schaltung der Laststrommittelwert gesteigert. **Bild 17** zeigt Strom-, Spannungs- und Leistungsverlauf bei 15 A Laststrom.

Die Gehäusetemperatur des FREDFET betrug 125 °C. Die Kurven zeigen kein Anzeichen eines  $du/dt$ -Effektes. Nach Datenblatt beträgt der höchstzulässige Drain-Strom dieses FREDFET (BUZ 211) 4 A, bei 125 °C Gehäusetemperatur. Die Kurven wurden in einer Schaltung ohne Entlastungsnetzwerke aufgenommen. Es ist damit offensichtlich, daß der  $du/dt$ -Effekt beim FREDFET, innerhalb des zulässigen Betriebsbereiches nicht auftritt.

## Schlußbemerkung

Leistungs-MOSFET mit schnell abschaltenden Inversdioden ermöglichen kostengünstigere und verlustärmere Brücken- und Halbbrückenschaltungen. Entlastungsschaltungen zum Schutz der MOSFET vor zu hohen Schaltverlusten und vor dem  $du/dt$ -Effekt werden nicht mehr benötigt.

Die diesem Bericht zugrundeliegenden Arbeiten wurden mit Mitteln des Bundesministeriums für Forschung und Technologie im Rahmen des Technologieprogrammes gefördert. Die Verantwortung für den Inhalt liegt jedoch allein beim Autor.

## Schrifttum

- [1] Freundel, P.; Tihanyi, J.: A Novel MOS Power Transistor SIPMOS. Technical Digest Eurocon, Stuttgart 1980, Seite 741 bis 744
- [2] Hebenstreit, E.: Driving the SIPMOS Field-Effect Transistor as a fast Power Switch. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. 9 (1980), Springer-Verlag Berlin, Seite 200 bis 201
- [3] Tihanyi, J.: A Qualitative Study of the DC Performance of SIPMOS-Transistors. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. 9 (1980), Springer-Verlag Berlin, Seite 181 bis 189
- [4] Hebenstreit, E.: Switching Stages with Reverse Voltage up to 1000 V Implemented with SIPMOS FETs. Proceedings of International Motorcon '81
- [5] Freundel, P.: Aspects for Using Power MOSFETs in Motor Control Circuits. Proceedings of International Motorcon '81, Chicago
- [6] Freundel, P.: Power MOSFETs or Bipolar Power Transistors for Converter Circuits? Proceedings of International Semiconductor Power Converter Conference, Orlando 1982, IEEE/IAS
- [7] Hebenstreit, E.: Overcoming the  $dv/dt$  Problem in Power MOSFET Switching Stages During Commutation. Proceedings of the fifth International Power Conversion Conference 1982, Geneva
- [8] Dobray, E.; Freundel, P.: A New Power-MOSFET with a Fast-Recovery Internal Inverse Diode: The FREDFET. Proceedings of the Drives/Motors/Controls, Brighton 1984

Josef Binder  
Klaus Becker  
Günter Ehrler

# Silizium-Drucksensoren für den Bereich 2 kPa bis 40 MPa

Teil 1: Ein Chip für jeden Druckbereich

In vielen Bereichen der industriellen Meßtechnik werden heute die zum Steuern, Regeln und Überwachen technischer Prozesse erforderlichen Informationen von Mikrocomputern verarbeitet [1]. Als ein Bauelement, dessen Signale kompatibel für Mikrocomputer sind, kommt in dem weiten Gebiet der Druckmesser der piezoresistive Silizium-Drucksensor immer mehr zur Anwendung. Er formt die nichtelektrische Größe Druck in ein analoges elektrisches Signal um.

Siemens bietet eine breite Palette von Drucksensoren auf piezoresistiver Basis an. Sie eignen sich für Absolut-, Relativ- und Differenzdruckmessung bei Niederdruck (2, 4, 10 kPa), Mittel- und Hochdruck (25, 50, 200, 400, 1000 kPa) und Hochdruck (6, 16, 40 MPa). Große Genauigkeit der Messung und hohe Empfindlichkeit konnten durch computergestütztes Design erzielt werden. Der Einsatzbereich dieser Sensoren reicht von Hydraulikanwendungen (>10 MPa) über Barometeranwendungen (100 kPa) bis zu Füllstandsmessungen geringer Pegelhöhe oder Messungen geringfügiger Luftdruckschwankungen (<10 kPa).

## Prinzip des Drucksensors

Der prinzipielle Aufbau eines Drucksensors ist in **Bild 1** dargestellt. Sein Kernstück ist eine Siliziummembran, in der durch Ionenimplantation Widerstandsbahnen erzeugt sind. Wird auf die Membran ein Druck ausgeübt und biegt sie sich durch, so führt dies zu Widerstandsänderungen nach dem piezoresistiven Effekt [2, 3, 4]. Forderungen, die an die Qualität des Sensors

gestellt werden, bestimmen das Design sowie die Technologie und die Aufbauart des Chips [5].

Mit Hilfe computergestützten Designs kann eine hohe Empfindlichkeit bei geringer Linearitätsabweichung und vorgegebener Überlastsicherheit realisiert werden. Durch die Technologie werden die Streuungen der Nullpunktspannung, der Empfindlichkeit und deren Temperaturabhängigkeit sowie die Stabilität des Sensors entscheidend bestimmt. Weitere vom gewünschten Idealverhalten abweichende Effekte wie Langzeitdrift, Druck- und Temperaturhysteresen sowie eine gute Dichtigkeit werden hauptsächlich durch die Montageart beeinflusst.

Die typische Kennlinie eines Drucksensors ist in **Bild 2** wiedergegeben. Das Nutzsignal, dessen Größe vom Sensordesign abhängt, beträgt bei einer Temperatur von 25 °C typisch 70 mV (Versorgungsspannung 5 V). Während die meisten Störgrößen in Summe unter 1% vom Endwert gehalten werden können, verbleiben die Nullpunktspannung, die Empfindlichkeitsstreuung sowie deren Temperaturkoeffizienten. Diese müssen bei Bedarf mit Hilfe einer externen Beschaltung abgeglichen werden [6]. In **Tabelle 1** sind die Definitionen der wichtigsten Kenndaten eines Drucksensors zusammengefaßt.

## Design der Drucksensoren

Die Umsetzung der physikalischen Größe Druck in ein elektrisches Signal geschieht durch definiert positionierte, druckempfindliche Widerstände auf einer dünnen Siliziummembran. Diese Membran wird durch Dünnsätzen hergestellt und kann die Form eines Kreises, eines langgezogenen Rechtecks oder eines Quadrats haben.

Prinzipiell könnte bei vorgegebenem Nenndruckbereich eine Membran so dimensioniert werden, daß sie knapp unter der Bruchgrenze und somit äußerst empfindlich arbeitet. Nach

$$E \sim \left(\frac{r}{d}\right)^2$$

$E$  Druckempfindlichkeit,  
 $r$  Membranradius,  
 $d$  Membrandicke,

müßten bei möglichst kleiner Membrandicke die Abmessungen der Membran möglichst groß sein.

Dem steht der überproportionale Anstieg des Linearitätsfehlers der Sensorkennlinie mit steigender Empfindlichkeit entgegen.

Da der Linearitätsfehler eine elektronisch schwer kompensierbare Größe ist, muß er bereits am Sensorbauelement auf  $\leq 0,2\%$  v.E. (vom Endwert) begrenzt werden. Damit ist über die Korrelation  $L_F = f(E)$  ( $L_F$  Linearitätsfehler in %) das Verhältnis  $\frac{r}{d}$  festgelegt.

Typische Werte von Membranradius und -dicke eines 0,1-MPa-Sensors bei einer Chipgröße von 4 mm  $\times$  4 mm sind  $r = 1,5$  mm und  $d = 25$   $\mu$ m.

Für hohe Anforderungen im professionellen Bereich, vor allem für extrem kleine oder große Drücke, ist computergestütztes Design nach der Methode

Dipl.-Phys. Dr. rer. nat. Josef Binder,  
Dipl.-Ing. (FH) Klaus Becker,  
Dipl.-Phys. Günter Ehrler,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Entwicklung Siliziumsensoren, München

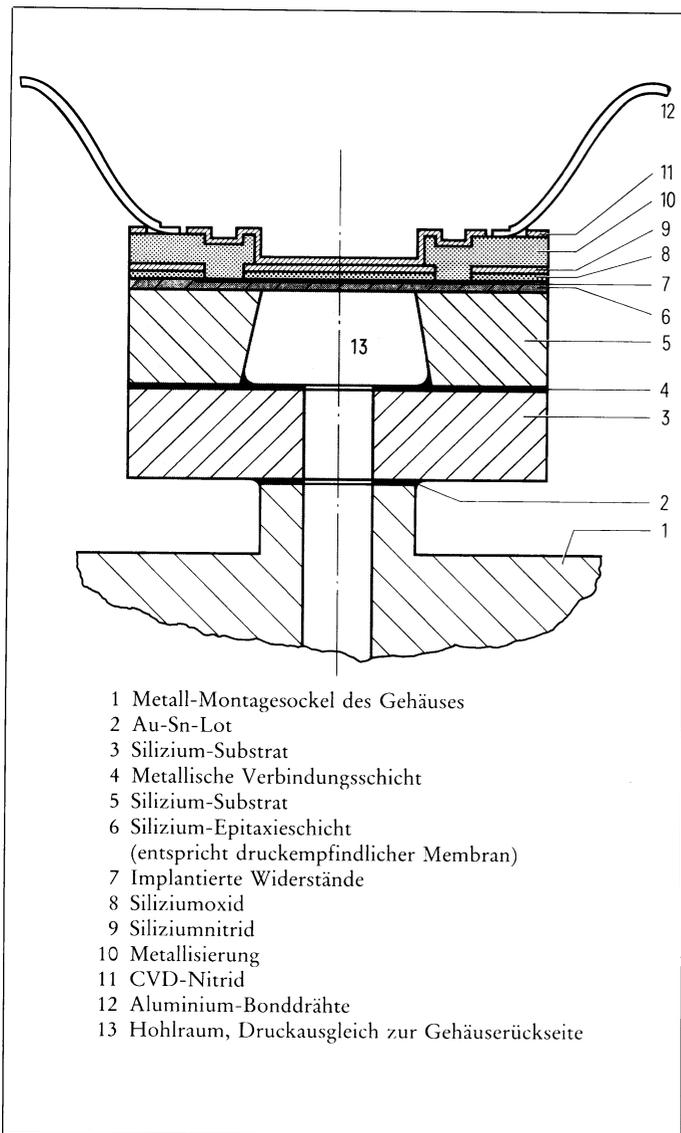


Bild 1 Prinzipieller Aufbau eines piezoresistiven Drucksensors

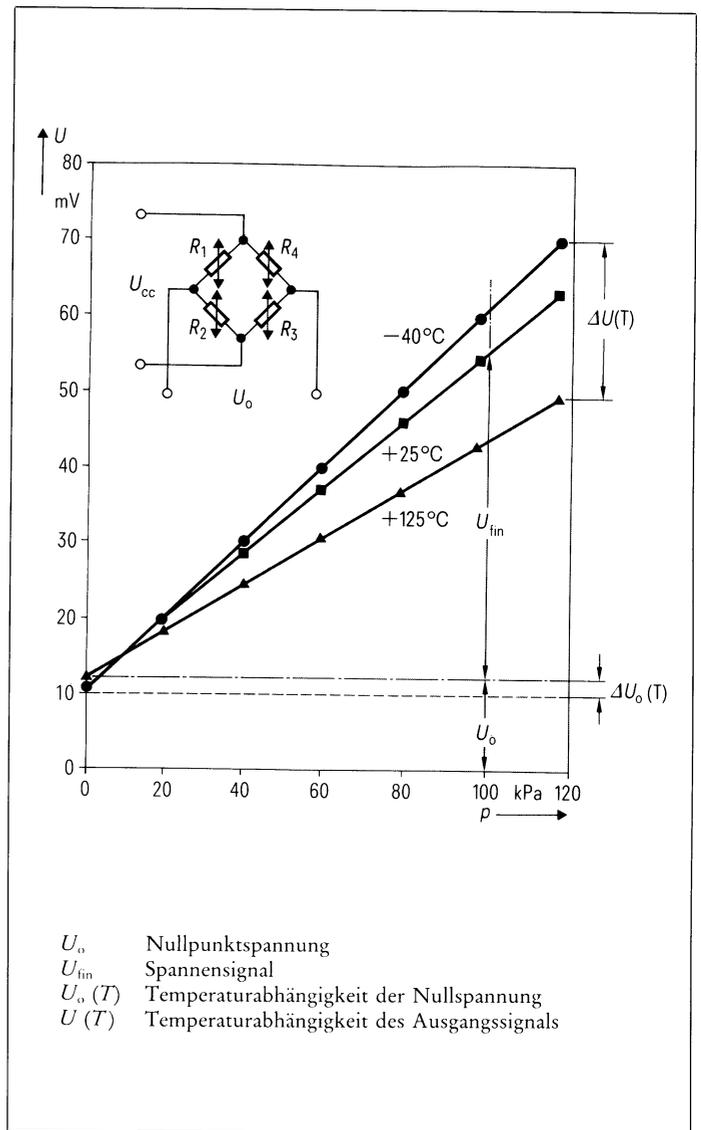


Bild 2 Typische Kennlinie (Ausgangssignal  $U$ , Druck  $p$ ) eines piezoresistiven Drucksensors (Versorgungsspannung  $U_{cc} = 5\text{ V}$ ). Die drei Kurven zeigen den Verlauf bei unterschiedlichen Temperaturen

der finiten Elemente erforderlich. Bei der Berechnung der relativen Widerstandsänderung erfolgt in diesem Fall eine Integration der mechanischen Spannung  $\sigma$  entlang der Widerstandsbahn. Es werden sowohl Terme höherer Ordnung der mechanischen Dehnung  $\epsilon$  als Funktion des Druckes als auch die Nichtlinearität des piezoresistiven Effektes miteinbezogen.

Da Sensorchips verschiedener Designs unterschiedlich auf Vorspannungen reagieren, die durch die Montage der Chips in ein Gehäuse hervorgerufen werden, müssen Widerstandsdesign und Membranform (rechteckig oder kreisförmig) auf die Art des Einbaus abgestimmt werden.

### Niederdruckbereich (2 kPa bis 10 kPa)

Unterhalb 20 kPa lassen sich mit kreisförmigen Membranen nur noch Ausgangssignale von höchstens 5 mV/V erreichen, wenn der Linearitätsfehler 0,2% nicht übersteigen soll. Eine Möglichkeit, das Ausgangssignal bei vorgegebenem Linearitätsfehler zu erhöhen, ist durch den Übergang von einer Kreismembran auf eine Ringmembran gegeben. Durch Verkleinerung der biegsamen Fläche wird die Durchbiegung des Ringes und damit die mechanische Nichtlinearität herabgesetzt. Hierdurch konnten für den Niederdruckbereich Sensoren realisiert werden, die ein um den Faktor 2 bis 3

größeres Ausgangssignal als entsprechende Sensoren mit Kreismembran aufweisen. Bei einer Speisespannung von 5 V liefern die 2-, 4- und 10-kPa-Sensoren ein Ausgangssignal von 30, 40 sowie 60 mV.

Bild 3 zeigt den Siliziumchip eines 2-kPa-Sensors (KPY31R) von 8 mm Kantenlänge und 400  $\mu\text{m}$  Dicke. Vier piezoresistive Widerstandsbrücken sind auf einer Ringmembran angeordnet. Als Beispiel isotrop geätzter Membranen ist in Bild 3 unten ein Ausschnitt aus einer ringförmigen Membran eines Niederdrucksensors wiedergegeben. Die Lage der vier Piezowiderstände zu der geätzten Membran (in Durchlicht fotografiert) ist deutlich zu erkennen.

**Mitteldruckbereich**  
(25 kPa bis 1000 kPa)

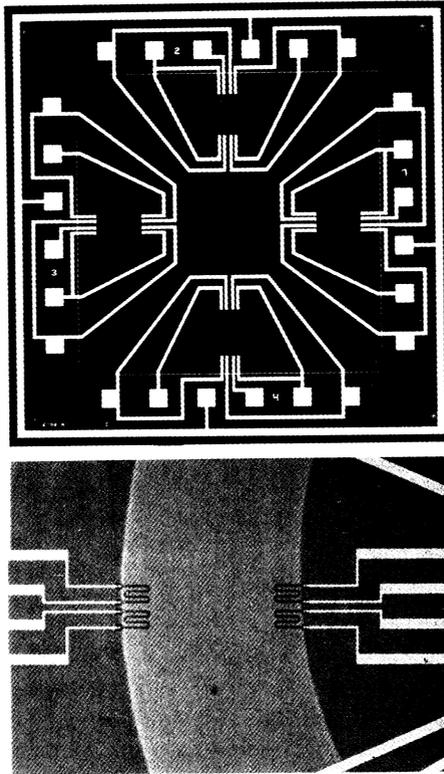
Mitteldrucksensoren bestehen aus Chips mit einer Kantenlänge von 4 mm und einer isotrop geätzten Kreismembran von 20 bis 40 µm Dicke. Auf dieser Kreismembran sind vier Piezowiderstände radial angeordnet. Für diesen Druckbereich wurde die kristallographische (111)-Ebene wegen der im Vergleich zu anderen Ebenen höheren Bruchfestigkeit gewählt. Auf dieser Ebene sind nur kreissymmetrische Membranen realisierbar. Diese sind jedoch der Symmetrie des in Bild 1 dargestellten Gehäusesockels optimal angepaßt.

**Bild 4 oben** zeigt das Chipdesign eines 1000-kPa-Sensors. In **Bild 4 unten** ist ein Senkrechtschliff einer isotrop geätzten Membran mit der typischen Form der Membranböschung dargestellt. Diese Mitteldrucksensoren, die in den Bereichen 25, 50, 200, 400 und 1000 kPa erhältlich sind, weisen Spannungssignale von 30, 40, 65, 100 sowie 120 mV (bei 5 V Speisespannung) auf.

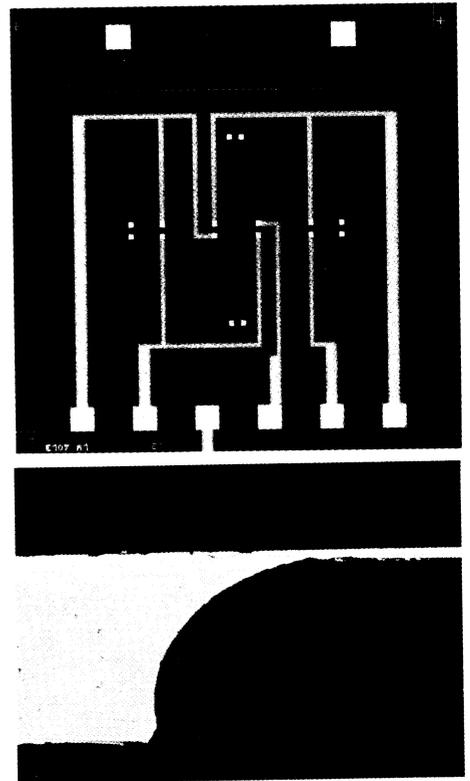
**Hochdruckbereich**  
(6 MPa bis 40 MPa)

Für den Hochdruckbereich wurde die kristallographische (100)-Ebene mit kreisförmig geätzter Membran gewählt. Die Membrandicken liegen hier zwischen 300 und 350 µm. Bei hohen Drücken sind die realen Biegespannungen nicht auf den Membranbereich beschränkt, sondern reichen weit in den verdickten Randbereich hinein. Bei einer (111)-Ebene hätte dies eine Nichtlinearität von mehr als 1% zur Folge. Verwendet man am Membranrand angeordnete radiale bzw. tangentielle Widerstände, so können jeweils gleiche Druckempfindlichkeiten unterschiedlichen Vorzeichens der Einzelwiderstände erzielt werden. Damit sind Spannungssignale von 200 mV und ein Linearitätsfehler ≤0,2% zu erreichen.

**Bild 5** zeigt einen in ein kundenspezifisches Gehäuse eingebauten Hochdrucksensorchip (5 mm Kantenlänge). Auf die Bodenplatte ist ein Temperatursensorchip (KTY 10) geklebt, der für die Temperaturkompensation des Ausgangssignals vorgesehen ist. In **Tabelle 2** sind die wichtigsten Eigenschaften und elektrischen Kenndaten der Siemens-Drucksensoren zu-

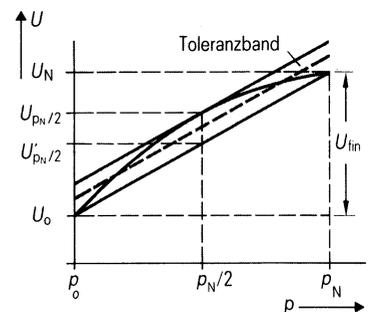


**Bild 3** Chip eines 2-kPa-Sensors (KPY31R), Kantenlänge 8 mm.  
oben: Vorderseite eines Ringmembranchips mit vier aktiven Widerstandsbrücken  
unten: Ausschnitt aus einer Ringmembran (im Durchlicht fotografiert)



**Bild 4** Chip eines 1000-kPa-Sensors Kantenlänge 4 mm.  
oben: Vorderseite eines Kreismembranchips, unten: Senkrechtschliff einer isotrop geätzten Membran mit der typischen Form der Membranböschung

1. Ausgangssignal  $U$ :  $U = U(p, T)$   
Nullpunktspannung  $U_o = U(p_o)$   
Ausgangsspannung b. Nenndruck  $U_N = U(p_N)$
2. Empfindlichkeit  $e$ : 
$$e = \frac{U_N - U_o}{(p_N - p_o) U_{cc}} \quad \frac{\text{mV}}{\text{V} \cdot 10^5 \text{ Pa}}$$
3. Spannungssignal  $U_{fin}$ :  $U_{fin} = U_N - U_o$  (bei  $U_{cc} = 5 \text{ V}$  und  $p = p_N$ ) mV  
oder  $U_{fin} = e \cdot (p_N - p_o) \cdot U_{cc}$
4. Temperaturkoeffizient der Nullpunktspannung  $TK_{U_o}$ :  $(T_o = 25^\circ\text{C}, T = 125^\circ\text{C})$   
$$TK_{U_o} = \left( \frac{U_o(T) - U_o(T_o)}{U_{fin}(T_o)} \cdot \frac{1}{T - T_o} \right) \times 100 \frac{\%}{\text{K}}$$
5. Temperaturkoeffizient des Spannungssignals  $TK_{U_{fin}}$ : 
$$TK_{U_{fin}} = \left( \frac{U_{fin}(T) - U_{fin}(T_o)}{U_{fin}(T_o)} \cdot \frac{1}{T - T_o} \right) \times 100 \frac{\%}{\text{K}}$$
6. Linearitätsfehler  $L_F$ : 
$$L_F = \pm \frac{1}{2} \left( \frac{U_{p_N/2} - U'_{p_N/2}}{U_{fin}} \right) \times 100\%$$
  
mit  $U'_p = \frac{U_N - U_o}{p_N - p_o} \cdot p + U_o$  bzw.  $U'_p = U_{cc} \cdot e \cdot p + U_o$



**Tabelle 1** Definition der wichtigsten Kenndaten eines Silizium-Drucksensors

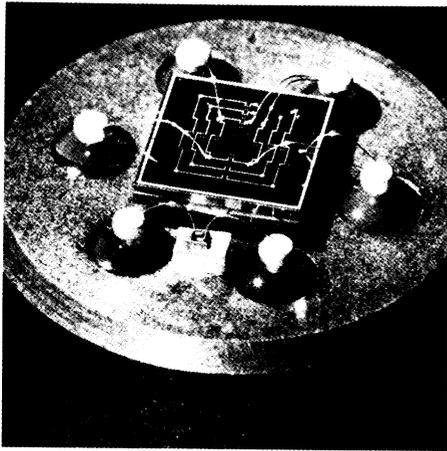


Bild 5 40-MPA-Hochdrucksensorchip (Kantenlänge 5 mm), auf Bodenplatte montiert. Miteingebaut ist ein Temperatursensorchip KTY 10

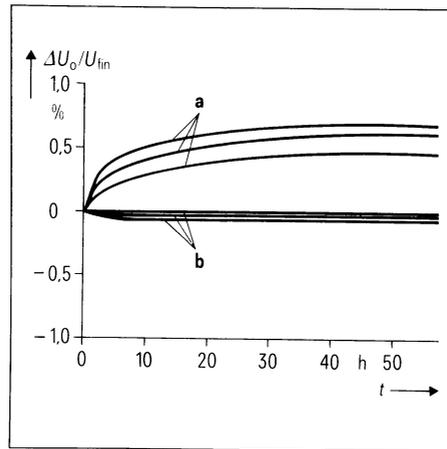


Bild 6 Drift der Nullpunktspannung  $U_0$  eines 1000-kPa-Sensors bei 125 °C und einer Sperrspannung von 15 V zwischen implantierten Widerständen und Substrat. a ohne Aluminiumabdeckung, b mit Aluminiumabdeckung

sammengefaßt. Zum Vergleich sind die Eigenschaften alternativer Druckaufnehmer wie Metalldehnungsmeßstreifen, kapazitive Aufnehmer oder Sensoren auf Keramikbasis aufgeführt.

### Stabilität

Eine zeitliche Drift des Ausgangssignals wird vor allem durch eine Driftbewegung von  $Na^+$ -Ionen im Oxid hervorgerufen. Damit verbunden ist eine Veränderung der Verarmungszone zwischen p-leitendem Piezowiderstand und n-leitendem Substrat.

Alle Siemens-Drucksensoren sind zur Oberflächenpassivierung mit einer implantierten Channelstopperschicht versehen. Langzeitstabilitätsuntersuchungen wurden in Form von Temperaturzyklen (-60 bis +150 °C, 1000 Zyklen), Temperaturlagerungen (bei 150 °C, 5000 h) und Temperaturstreslagerung (150 °C und Sperrspannung zwischen Piezowiderstand und Siliziumsubstrat von 15 V, 5000 h) durchgeführt. Im Rahmen dieser Qualitätsprüfung konnte eine Stabilität des Ausgangssignals von  $\leq 0,5\%$  (vom Endwert pro Jahr) festgelegt werden.

Eine Abschirmung in Form einer metallisch leitenden Abdeckschicht auf der Chipoberfläche kann, sofern sie auf gleichem Potential wie das Substrat liegt, die Drift der  $Na^+$ -Ionen verhindern.

Bild 6a zeigt die zeitliche Drift des Offset während einer Temperaturlagerung bei 125 °C. Zwischen Piezowiderstand und Substrat liegt eine Sperrspannung von 15 V an. Grobe Instabilitäten aufgrund von Channelbildung an der Grenzfläche zwischen Oxid und Siliziumoberfläche wurden durch Einführung eines Channelstoppers unterbunden.

Bild 6b zeigt die Offset-Drift von Sensoren mit einer 1 µm dicken Abdeckschicht aus Aluminium. Diese Schicht ist auf einer isolierenden 800 nm dicken Siliziumnitridschicht aufgebracht und mit dem Siliziumsubstrat leitend verbunden. Damit wird die Drift um etwa eine Größenordnung verringert. Absolut ist die Drift auf  $<100 \mu V$  begrenzt.

Im nächsten Heft wird über Montage-technik, Medienverträglichkeit, Temperaturkompensation und Anwendungsgebiete piezoresistiver Drucksensoren berichtet.

Druckbereiche		0 bis 10 kPa 0 bis 100 kPa 0 bis 1000 kPa 0 bis 10000 kPa
Überlastfaktor	Bereich bis	10 kPa: 10 100 kPa: 5 1000 kPa: 3 10000 kPa: 2,5
Gaugefaktor		100
Spannensignal (5 V Speisespannung)	Bereich bis	10 kPa: 50 mV 100 kPa: 100 mV 1000 kPa: 120 mV 10000 kPa: 200 mV
Linearitätsfehler (%)		$\leq \pm 0,2$
Nullpunktspannung		$\leq \pm 5,0 \text{ mV/V}$
Betriebstemperaturbereich		-40 bis +125 °C
Temperaturkoeffizient Nullpunktspanne		$< \pm 0,02\% \text{ v. E./K}$ $-0,15 \text{ bis } -0,2\%/\text{K}$
Temperaturhysterese		$< \pm 0,2\% \text{ v. E.}$
Langzeitstabilität		$< \pm 0,5\% \text{ v. E./a}$

Tabelle 2 Kenndaten piezoresistiver Drucksensoren der KPY-Serie

### Schrifttum

- [1] Hesse, J.: Fachberichte Messen, Steuern, Regeln. Interkama-Kongreß 1983, Herausgegeben von M. Syrbe und M. Thoma
- [2] Zerbst, M.: Piezoeffekt in Halbleitern. Festkörperprobleme II, F. Vieweg, Braunschweig 1963, Seite 188 bis 202
- [3] Kanda, Y.: A Graphical Representation of the Piezoresistance Coefficients in Silicon. IEEE Transaction on Electron Devices 29, No. 1, Jan. 1982, Seite 64 bis 70
- [4] Tufte, O. N.; Chapman, P. W.; Long, D.: Silicon Diffused-Element Piezoresistive Diaphragms. Journal of Appl. Physics 33, No. 11, 3322 (1962)
- [5] Binder, J.; Ehrler, G.; Wetzel, K.: Mikroelektronik - Kraft- und Drucksensoren - BMFT-Forschungsbericht T 83-100 (1983)
- [6] Ehrler, G.; Nagy, G.: Drucksachen. Elektronikpraxis 18 (1983) Heft 9, Seite 30 bis 33

Harald Pieschel  
Terence Roberts

# Steckverbinder für gemischte Kontaktbestückung nach DIN 41612

Die innovative Entwicklung auf dem Gebiet der Elektronik trägt mit zur konsequenten Weiterentwicklung der dafür benötigten Steckverbinder für gedruckte Schaltungen bei. Mit maximal 96 Kontakten, nach indirektem Steckprinzip, entstand Ende der 60er Jahre eine Steckverbinderfamilie im Rastermaß von 2,54 mm, die inzwischen in DIN 41612, VG 95324, IEC 603-2 und BS 9525F001 genormt wurde.

Diese umfangreiche Steckverbinderfamilie, von der heute jährlich Millionen von Kontaktdurchgängen hergestellt werden, wird universell in allen Gebieten der Elektrotechnik und Elektronik, von der Energieversorgung bis zur Raumfahrt, erfolgreich eingesetzt.

Für die vielseitigen Anwendungsfälle sind unterschiedliche elektrische Anforderungen an die Steckverbinder zu stellen. So wurden Messer- und Federleisten festgelegt, die neben fest eingebauten Signalkontakten auswechselbare Sonderkontakte aufnehmen können (Bild 1). Im Teil 8 der Norm DIN 41612 (Entwurf Mai 1984) werden diese Steckverbinder für gemischte Kontaktbestückung beschrieben. Der Bauform wurde der Buchstabe M zugeordnet [1].

## Anwendungsbereich und Einbaumerkmale

Der Anwendungsbereich der Steckverbinder sieht deren Einsatz für gedruckte Schaltungen nach dem Prinzip des indirekten Steckens vor. Sie alle haben gleiche Einbaumerkmale, genormt nach DIN 41612, das Rastermaß beträgt 2,54 mm. Bei den Steckverbinder-

den der Bauform M ist die Messerleiste als freier Steckverbinder der Leiterplatte zugeordnet. Die Federleiste wird im Gerät oder in Trägerleiterplatten bei gedruckter Rückplattenverdrahtung angeschraubt oder angenietet. Das kleinstmögliche Teilungsmaß zwischen den Baugruppen beträgt 12,7 mm. Einbau- und Steckbedingungen erfüllen auch mit eingesetzten Sonderkontakten die Bedingungen nach DIN 41612, Teil 1. Das bedeutet u. a. sichere Kontaktgabe innerhalb eines Steckbereichs von 12,4 bis 14,2 mm, Abfangung eines Versatzes von  $\pm 1$  mm in Längs- und Querrichtung und eine Schräglage von  $\pm 4^\circ$  in Längs- bzw.  $\pm 2^\circ$  in Querrichtung beim Steckvorgang (Bild 2).

Im Isolierkörper der Messer- und Federleisten sind die Kontaktnordnungen in zwei Bereiche eingeteilt. Mittig liegen die fest eingebauten NF-Signalkontakte; zu beiden Seiten davon können in vorgesehene Aufnahmelöcher Hochstrom-, HF- oder LWL-Sonderkontakte eingerastet werden. Ein Sonderkontakt benötigt den Platz von neun NF-Signalkontakten. Daraus ergibt sich ein Mittelpunktsabstand der Sonderkontakte von 7,62 mm (Bild 3).

Der Isolierkörper der Messerleiste ist mit einem Schutzkragen versehen, der

- eine Beschädigung der Kontaktmesser verhindert,

- für vorzentriertes Zusammenstecken der Messer- und Federleisten sorgt,
- durch eine entsprechende Kontur seitenrichtiges Stecken mit der Federleiste gewährleistet.

Der Isolierkörper der Federleiste besteht aus zwei Teilen und bildet eine geschlossene Kammer zur Aufnahme der Feder- und Sonderkontakte.

In Tabelle 1 sind Kontaktnordnungen in Messer- und Federleisten dargestellt, wie sie in DIN 41612, Teil 8, aufgenommen bzw. durch Weiterentwicklungen nach genannter DIN-Norm festgelegt sind.

Auf den Isolierkörpern sind Kennzeichnungen der Kontaktreihen a, b, c und die Kontaktkennzeichnung in den Reihen 1 bis 32 aufgebracht. Die Isolierkörper bestehen aus thermoplastischem Kunststoff, glasfaserverstärkt, Farbe kieselgrau nach RAL 7032.

Bei den NF-Signalkontakten haben die Messerkontakte steckseitig einen quadratischen Querschnitt. Anschlüsse für Löt- und Wickeltechnik sowie auch für freie Verdrahtung (Lötösen für Drahtdurchmesser von max. 0,3 mm) sind vorgesehen.

Die Federkontakte, als Gabelkontakte ausgeführt, werden in der Einzelkammer zentrisch zur Stecköffnung geführt. Anschlußausführungen gibt es, wie bei den Messerleisten, für Löt- und Wickeltechnik und für freie Verdrahtung.

Die Kontakte haben auf der Steckseite eine Palladium-Hartgold- oder Hartgoldoberfläche über einer Nickelschicht; auf der Anschlußseite sind sie verzinnt. Die Edelmetalloberflächen sind für die Anforderungsstufen 1 und

Harald Pieschel und Terence Roberts,  
Siemens AG, Bereich Nachrichten-  
und Sicherungstechnik,  
Vertrieb Komponenten, München

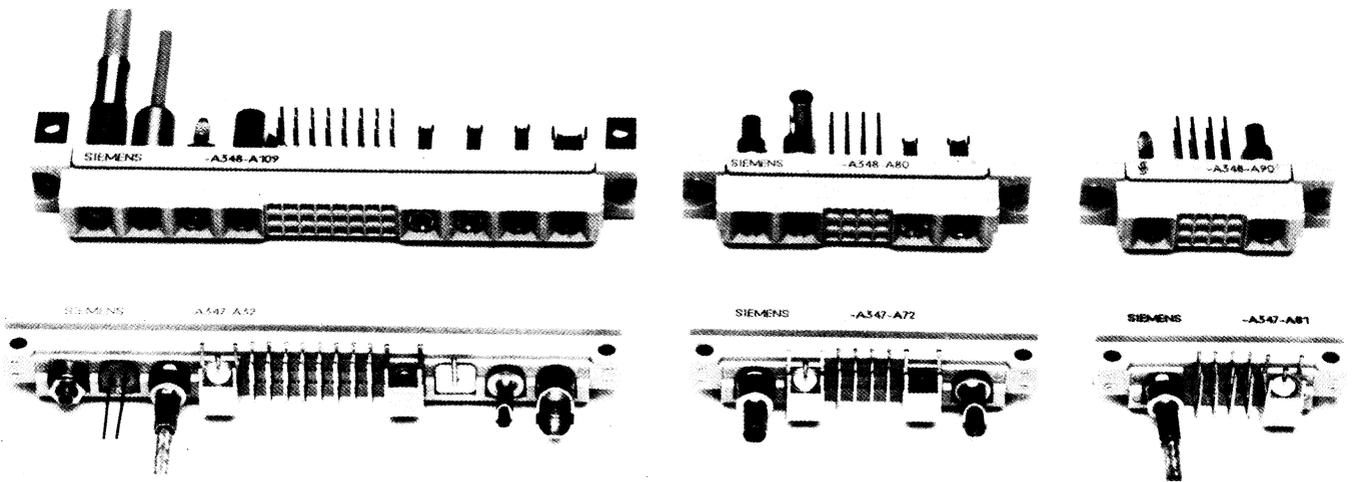


Bild 1 Steckverbinderfamilie für gemischte Kontaktbestückung (von links: 1/1-, 1/2- und 1/3-Leiste)

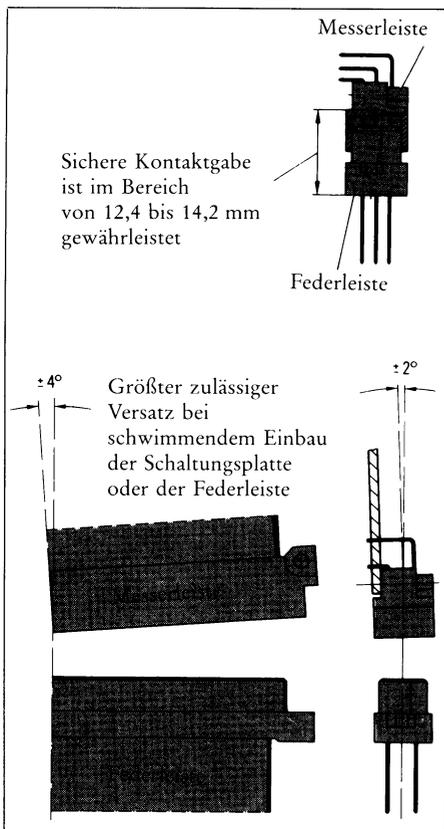


Bild 2 Steckbedingungen nach DIN 41612, Teil 1

2 nach DIN 41612, Teil 5, Punkt 6.3.3 und VG 95324 ausgelegt.

Innerhalb des Bereichs der NF-Signalkontakte können die Isolierkörper (mit Messer- bzw. Federkontakten) teilbestückt als **Sonderbauformen** festgelegt werden. Es besteht auch die Möglichkeit, 1 mm voreilende NF-Messer-Signalkontakte einzusetzen. Bei diesen Kontakten sind besondere Einbaube-

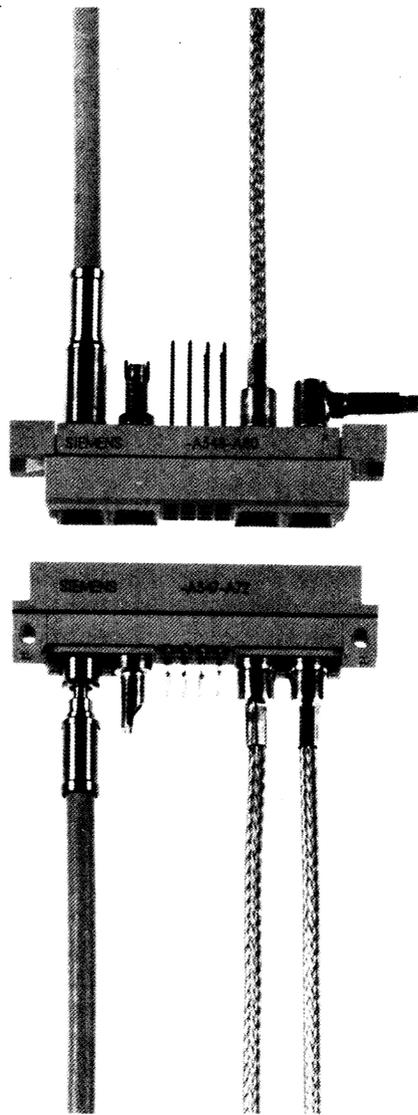


Bild 3 Neben fest eingebauten Signalkontakten (Mitte) können auswechselbare Sonderkontakte angebracht werden, z. B. linke Seite LWL-Steckverbinder und daneben Sonderkontakt für hohe Ströme; rechte Seite zwei verschiedene Koaxial-Steckverbinder

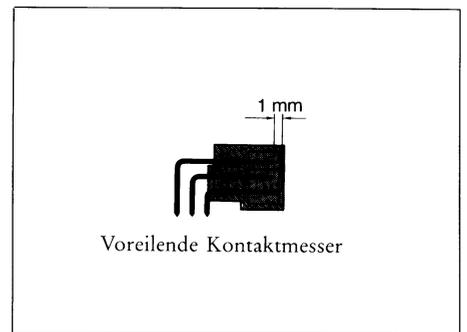


Bild 4 Messerleiste mit voreilenden Kontaktmessern

dingungen gegenüber DIN 41612 zu beachten (Bild 4).

Wie erwähnt, werden für besondere Anwendungsfälle neben den NF-Signalkontakten Sonderkontakte für höhere Ströme, Koaxialkontakte oder Steckverbinder der Lichtwellenleitertechnik eingesetzt. Beiblatt 1 zur Norm DIN 41612, Teil 8, Entwurf Mai 1984, gibt eine Übersicht anwendbarer Sonderkontakte für die Bauform M.

Im einzelnen handelt es sich um:

- **HF-Sonderkontakte** der Serie 1,0/2,3 mit einem Wellenwiderstand von 50 bzw. 75 Ω nach DIN 41626, Teil 2, 3. Vorlage vom Oktober 1984. Diese Steckverbindung besteht aus einem Gehäusekupppler (Buchsenteil) und einem Gehäusestecker (Steckerteil). Der Messerleiste ist der Gehäusekupppler, der Federleiste der Gehäusestecker zugeordnet. Während an den Gehäusesteckern nur Koaxialkabel angeschlossen werden können, gibt es bei den Gehäusekuppplern zusätzlich eine Ausführung zum Einlöten in Leiterplatten.

Bauform bzw. Kurzbauf orm		Anschlußbelegung, Rastermaß 2,54 mm Messerleiste: auf die Lötseite gesehen Federleiste: auf die Bauteileseite gesehen Symbole: • Kontakt ○ unbestückte Aufnahmelöcher für Sonderkontakte	
		Bauform DIN 41612 Kurzbauf orm 1/2 Kurzbauf orm 1/3	
			Polzahl der Signal- und Sonderkontakte
M			78 + max. 2 SK
			60 + max. 4 SK
			42 + max. 6 SK
M/2			24 + max. 8 SK
			30 + max. 2 SK
			12 + max. 4 SK
M/3			12 + max. 2 SK

Tabelle 1 Kontaktanordnungen in Messer- und Federleisten nach DIN 41612, Teil 8

Die Kabelverbindung wird durch Löten der Innenleiter und Crimpen der Außenleiter hergestellt.

• **Hochstromverbinder** für einen Nennstrom von 10, 20 oder 40 A. Diese Steckverbindung besteht aus einem Stecker und einer Buchse. Der Stecker ist der Messerleiste, die Buchse der Federleiste zugeordnet. Stecker wie Buchse haben Anschlüsse für Drähte bzw. Leitungen. Außerdem ist eine Steckerausführung für das Einlöten in Leiterplatten festgelegt. Einen solchen Stecker gibt es auch mit voreilem Kontakt. Dafür wird eine gesonderte Buchse als Gegenstück benötigt. Die Voreilung beträgt etwa 3,15 mm.

**Bild 5** zeigt nach DIN 41612, Teil 8 Beiblatt 1 (Entwurf Mai 1984), die Maßkette zwischen dem Isolierkörper und dem Sonderkontakt.

• **LWL-Steckereinsätze** zur Informationsübertragung, wenn die Lichtwellenleiter-Übertragungstechnik (deren Komponenten) in die Aufbausysteme und Standardeinschübe einzubeziehen sind (Ausführungen und Bestellbezeichnungen der LWL-Komponenten nach Produktschrift mit der Bestell-Nr. A23999-A525-A994-\*04).

Alle Sonderkontakte können ohne Hilfsmittel eingesetzt werden. Die Sonderkontakte und deren Anschlüsse liegen im Zollraster und haben im Isolierkörper Radialspiel zur Vermeidung mechanischer Spannungen beim

Zusammenstecken. Eingebaute Sonderkontakte müssen nach der Verkabelung frei beweglich sein. Infolge von Kabelzug schräggestellte Steckverbinder sind durch eine Kabelabfangung gerade zu richten.

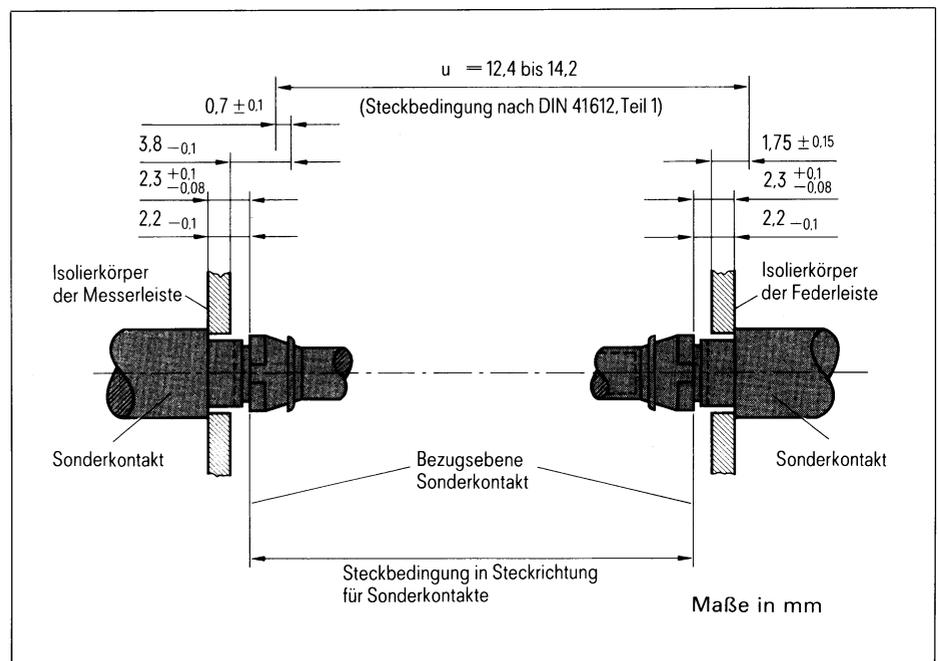


Bild 5 Maßkette zwischen Isolierkörper und Sonderkontakt

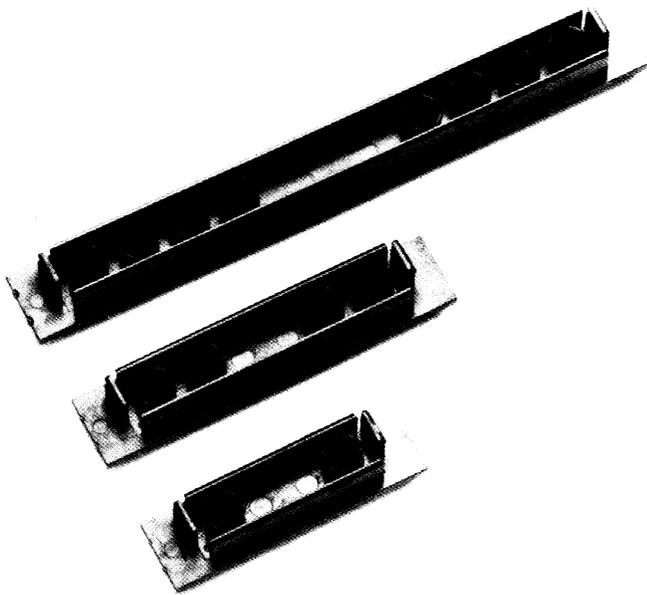


Bild 6 Einstelllehren für Messerleiste, die auch als Schutzkappen dienen

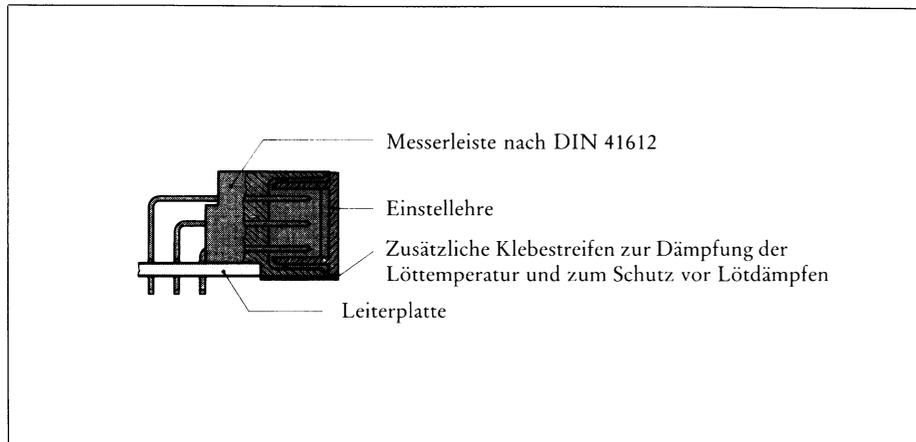


Bild 7 Schnittdarstellung einer Messerleiste mit aufgesteckter Einstellehre

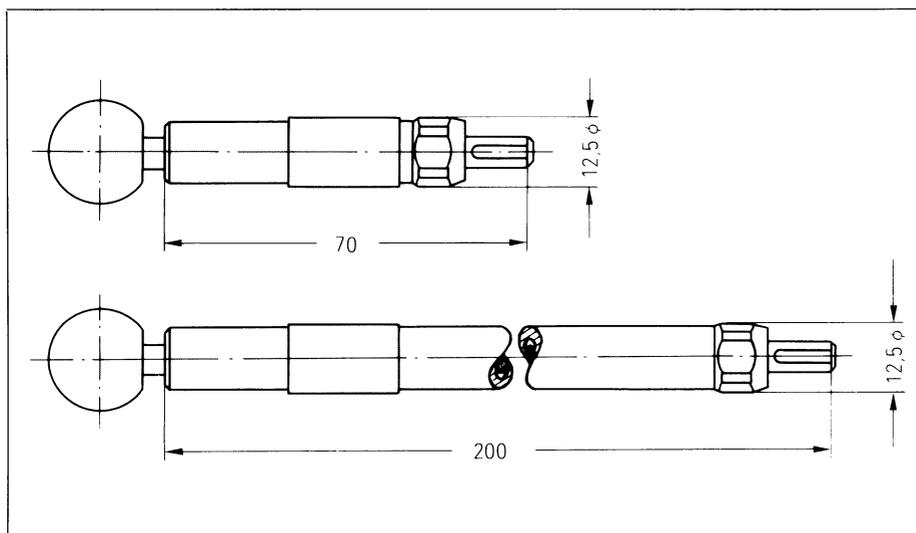


Bild 8 Ausdrückwerkzeug zum Lösen der Sonderkontakte

Sonderkontakte zum Einlöten in Leiterplatten müssen mittels einer Einstelllehre oder eines entsprechenden Adapters vorzentriert eingelötet werden.

### Zubehör

Einstelllehren übernehmen auch den Schutz der Messerkontakte

- bei Transporten (wenn die Messerleisten bereits der Verpackung entnommen wurden),
- bei der Montage,
- vor Verschmutzung (z. B. bei Lagerung von Ersatzbaugruppen),
- bei Lötvorgängen (Abdecken der Kontaktzone gegen Lötdämpfe und Flußmittel; eventuell zusätzlich durch Klebestreifen abdichten).

Die Einstelllehren halten sich durch Klemmen im Schutzkragen der Messerleiste. Sie können mehrmals verwendet, müssen jedoch nach jedem Lötvorgang gründlich gewaschen werden (Bild 6 und 7).

Baugruppen mit empfindlichen und hochwertigen Bauelementen können durch eine **Codierung** vor falschem Zusammenstecken mit einer nicht zugehörigen Baugruppe geschützt werden. Bei der Verwendung dieser losen Codierung können maximal 126 Codierungsmöglichkeiten genutzt werden; das minimale Teilungsmaß zwischen den Baugruppen beträgt 17,5 mm.

Das Lösen der Sonderkontakte geschieht mit einem Ausdrückwerkzeug, das gleichzeitig die Sonderkontakte aus dem Isolierkörper entriegelt und rückseitig entfernt (Bild 8).

Für die Verbindung des HF-Sonderkontaktes mit dem Koaxialkabel werden **Crimpwerkzeuge** benötigt, das sind eine Quetschzange und zugehörige Quetschbacken [2].

### Schrifttum

- [1] Datenbuch 1984/85, Elektromechanische Bauteile für elektronische Geräte, Siemens AG. Bestell-Nr. A23999-A310-A997-\*04.
- [2] Datenbuch 1985/86, Steckverbinder für HF-Technik, Siemens AG. Bestell-Nr. A23999-A521-A996-\*04

Brad Hall

# Leistungs-MOSFET erfolgreich parallelschalten

**Leistungs-MOSFET stehen in dem Ruf, daß sie sich sehr einfach parallelschalten lassen. Sicher ist, daß ihre Parallelschaltung einfacher ist als die bipolarer Transistoren. Das liegt an einer Reihe von Besonderheiten der MOS-Technologie. Ist man mit ihnen vertraut, so wird man ihre Vorteile nutzen und spezifische Schwierigkeiten vermeiden können.**

Für die Parallelschaltung von MOSFET sind vor allem die folgenden Vorteile bedeutsam:

- kein zweiter Durchbruch, was nützlich ist, falls die gepulsten Ströme der parallelgeschalteten Transistoren ungleich sind,
  - ein positiver Temperaturkoeffizient, der die Stromteilung im eingeschwungenen Zustand verbessert,
  - geringer Bedarf an Steuerleistung.
- Eines der häufigen Probleme, die bei der Parallelschaltung von MOSFET auftreten, besteht in den parasitären Schwingungen, die durch das Parallelschalten nicht entkoppelter Gates verursacht werden. Solche Schwingungen können die Leistungsfähigkeit einer Schaltung beeinträchtigen oder die MOSFET sogar beschädigen. Wird ein Widerstand bzw. eine Ferritperle mit jedem Gate in Serie geschaltet, so entsteht eine Bedämpfung in dem komplexen *RLC*-Steuerleitungskreis, die die Schwingungen auf ein Mindestmaß verringert oder sie sogar vollkommen beseitigt.

Ein weiteres Problem zeigt sich in Form schaltungsbedingter Spannungs-

spitzen. Sie werden durch die extrem hohe Schaltgeschwindigkeit der MOSFET sowie durch die immer vorhandenen Streuinduktivitäten verursacht.

Ein erster Schritt zur Verringerung der Spannungsspitzen besteht darin, dafür zu sorgen, daß die MOSFET nur so schnell schalten, wie dies unbedingt notwendig ist. Die Schaltung soll außerdem so ausgelegt werden, daß alle Verbindungsleitungen minimale Induktivitäten aufweisen.

Bestehen die Probleme weiterhin, so muß die Schaltung so modifiziert werden, daß die Leistungstransistoren selbst eventuelle Spannungssprünge begrenzen, die die Bausteine zerstören könnten. Wegen dieser aktiven Rolle des MOSFET, der sowohl Strom schaltet als auch Spannungssprünge unterdrückt, bezeichnet man eine derartige Modifizierung als dynamische Klemmschaltung.

## Fehlen eines zweiten Durchbruchs

Da sie keinen zweiten Durchbruch aufweisen, können MOSFET im Vergleich zu bipolaren Transistoren größeren Impulsströmen standhalten. Die Erzielung einer symmetrischen Impulsstromaufteilung wird somit weniger kritisch. Die maximale Sperrschichttemperatur stellt den einzigen Faktor dar, der den Drainstrom eines Leistungs-MOSFET begrenzt. Eine

Stromreduktion, wie sie bei höheren Spannungen für bipolare Transistoren häufig angewandt wird, ist bei MOSFET, unabhängig von der Betriebsspannung, nicht erforderlich. Solange die maximale Sperrschichttemperatur  $T_{Jmax}$  unter  $150^\circ\text{C}$  gehalten wird, ist der Nennwert des gepulsten Drainstroms weit höher als der höchstzulässige Wert für den Drain-Gleichstrom  $I_D$ .

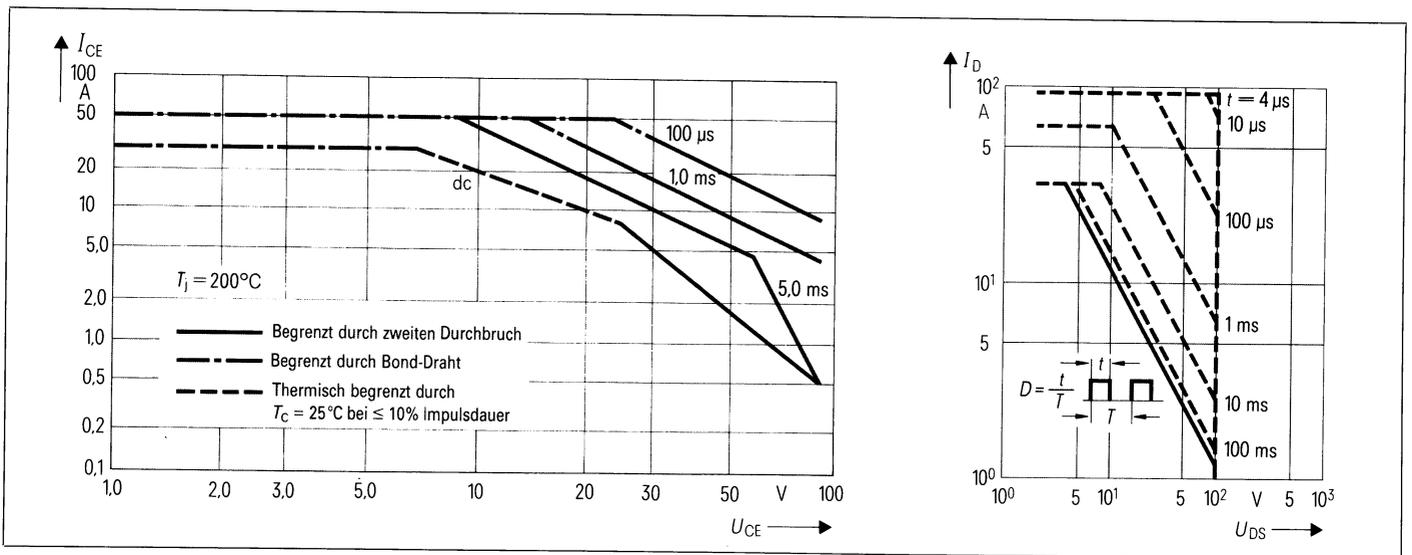
Anhand der folgenden Gleichung kann man den vorhandenen gepulsten Drainstrom  $I_{Dpuls}$  bei vorgegebenen Werten für Gehäusetemperatur  $T_c$ , Drain-Source-Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  und transienten Wärmewiderstand  $R_{thJC(trans)}$  berechnen:

$$I_{Dpuls} = \sqrt{\frac{T_{Jmax} - T_c}{2 [R_{DS(on)} \text{ (bei } 25^\circ\text{C)}] \cdot R_{thJC(trans)}}$$

Zusätzlich geben die meisten Datenbücher einen maximalen Wert für den gepulsten Drainstrom ( $I_{Dpuls}$  oder  $I_{DM}$ ) an, der in der Regel drei- bis viermal höher als der Drain-Gleichstrom  $I_D$  liegt. Bei Betrieb des MOSFET mit gepulsten Drainströmen, die größer sind als der zulässige Drain-Gleichstrom, ist darauf zu achten, daß die Gate-Source-Steuerspannung groß genug ist, um zu verhindern, daß der MOSFET im aktiven Kennlinienfeld arbeitet. Dies würde zu übermäßiger Erwärmung des Bausteins führen.

**Bild 1** verdeutlicht die höheren Impulsstromwerte des MOSFET gegenüber dem bipolaren Transistor. Die entsprechenden Maximalwerte betragen beim bipolaren Transistor 30 A, 100 V und 200 W bzw. beim MOSFET 32 A, 100 V und 125 W. Der maximale gepulste Kollektorstrom beträgt bei einer Impulsbreite von  $100 \mu\text{s}$  und maximaler Spannung nur 9 A für

Brad Hall, Siemens Components Inc.  
Colorado, Components Division,  
Broomfield, Colorado, USA



**Bild 1** Kurven des sicheren Arbeitsbereichs (SOA) links: bipolarer Transistor (30 A, 100 V, 200 W), rechts: SIPMOS-Transistor BUZ 24 (32 A, 100 V, 125 W). Der MOSFET weist einen  $I_{Dpuls}$  von 23 A bei 100 V und einer Impulsbreite von 100 µs auf, während der bipolare Transistor ebenfalls bei 100 V und einer Impulsbreite von 100 µs infolge des zweiten Durchbruchs einen  $I_{CM}$ -Wert von nur 9 A zuläßt

einen bipolaren 30-A-Transistor, jedoch 23 A im Fall des 32-A-MOSFET. Wegen des Fehlens eines zweiten Durchbruchs ist der MOSFET in der Lage, 23 A bei Nennspannung zu bewältigen, während der bipolare Transistor unter sonst gleichen Bedingungen mit nur 9 A belastbar ist. Infolge dieses Unterschieds wird die beim bipolaren Bauelement erforderliche höhere Nennleistung nicht ausgenutzt.

### MOSFET-Fehlanpassung

Die Einschaltzeit ist ein wesentlicher Faktor, der bei der Parallelschaltung von Leistungs-MOSFET zu berücksichtigen ist. Schaltet sich einer der parallelbetriebenen Bausteine früher als die anderen ein, bzw. später als die anderen aus, so springt der gepulste Drainstrom des betroffenen Bausteins kurzzeitig auf einen höheren Wert als der entsprechende Strom der anderen Bausteine.

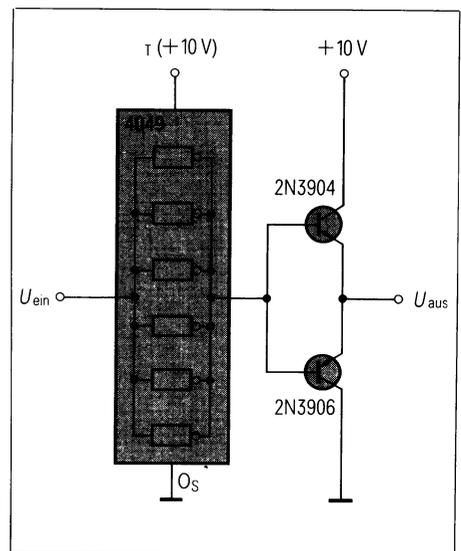
Dieser Zeitunterschied wird durch eine Ungleichheit der entsprechenden Parameter, wie etwa Schwellenspannung und Steilheit der parallelgeschalteten Bausteine, verursacht. Im eingeschwungenen Zustand teilt sich der Strom meist recht gleichmäßig auf, da der positive Temperaturkoeffizient den Strom zwischen Bausteinen ungleichen Einschaltwiderstands  $R_{DS(on)}$  regelt (siehe »Positiver Temperaturkoeffizient«).

Wird infolge einer Ungleichheit der MOSFET-Parameter die Temperatur  $T_{jmax}$  eines Bausteins während der Ein- bzw. Ausschaltzeit überschritten, so muß die Schaltung entsprechend modifiziert werden, damit solche Einschwingerscheinungen auf ein Mindestmaß verringert oder unterdrückt werden. Die Lösung liegt in einer Verkürzung der Anstiegs- und Abfallzeit der Gate-Steuerspannung. Damit wird die Zeit reduziert, während der der schnellste MOSFET allein leitet und somit die volle Last führt.

Am einfachsten lassen sich die Anstiegs- und Abfallzeiten durch eine Verringerung des dynamischen Widerstands der Gate-Steuerschaltung verkürzen. **Bild 2** zeigt eine einfache, niederohmige Steuerschaltung. Auch wenn eine solche Steuerschaltung die von der Werteungleichheit stammenden Probleme nicht ganz beseitigt, so ermöglicht der sehr hohe gepulste Strom des MOSFET eine relativ einfache Parallelschaltung dieser Bausteine, die sich auf jeden Fall leichter als mit bipolaren Transistoren gestaltet. Infolge des Fehlens eines zweiten Durchbruchs hat der Entwickler einen größeren Spielraum, da der MOSFET bei vergleichbarem Gleichstrom-Nennwert mit einem größeren gepulsten Strom als der bipolare Transistor belastbar ist.

### Positiver Temperaturkoeffizient

Der positive Temperaturkoeffizient der Leistungs-MOSFET ist ein bekannter Vorteil der MOSFET-Technologie. Auf ihm basiert die Möglichkeit zur Parallelschaltung von MOSFET. Der typische Widerstand eines SIPMOS®-Transistors verdoppelt sich bei einer Erhöhung der Sperrschichttemperatur von 25 auf etwa 130 °C. Werden mehrere MOSFET parallel betrieben, und führen sie infolge geringer



**Bild 2** Niederohmige Steuerschaltung zur Verkürzung der Ein- und Ausschaltzeiten

Widerstandsunterschiede verschiedene Ströme, so muß der Baustein mit dem niedrigsten Widerstand einen größeren Strom als irgendein anderer Baustein führen. Dadurch ergibt sich eine höhere Wärmeerzeugung, die einen Temperaturanstieg und damit wiederum einen größeren Widerstand verursacht, so daß der über den heißeren Baustein fließende Strom verringert wird. Dieser Prozeß regelt sich selbst. Die Erfahrung hat gezeigt, daß keine zusätzlichen Maßnahmen zur Stromaufteilung erforderlich sind. Somit können die herkömmlichen Stromaufteilungswiderstände entfallen, wie sie bei bipolaren Transistoren angewandt werden. Durch den Verzicht auf solche Stabilisierungswiderstände werden nicht nur die Bauelementezahl reduziert, sondern auch der Spannungsabfall und die Verlustleistung im Lastkreis geringer gehalten.

Innerhalb eines einzelnen Transistors arbeiten Tausende parallelgeschalteter Zellen nach dem gleichen Prinzip. Führt irgendeine Zelle auf dem Chip einen größeren Strom als die benachbarten Zellen, so erhöht sich der Widerstand dieser Zelle beinahe augenblicklich. Dadurch wird der Strom reduziert und der Widerstand auf einen Wert gesenkt, bei der die Stromaufteilung unter den einzelnen Zellen wieder praktisch gleichmäßig ist. Um die Stromaufteilung zu verbessern, mag es zweckmäßig erscheinen, parallelgeschaltete Bausteine auf getrennte Kühlkörper zu plazieren, damit bei Temperaturunterschieden zwischen zwei Bausteinen ein besserer Ausgleich erzielt wird. Dies ist jedoch wegen der Komplexität und der Kosten getrennter Kühlkörper keine optimale Lösung. Trotz des positiven Temperaturkoeffizienten der Leistungs-MOSFET ist es schaltungstechnisch vorteilhaft, einen Parallelschaltungsfaktor von 0,9 bis 0,8 bei der Berechnung des Nenngleichstroms anzuwenden. Sollen beispielsweise drei MOSFET mit einem Nenngleichstrom von jeweils 24 A parallelgeschaltet werden, so betrüge der Gleichstrom in Parallelschaltung  $3 \times 24 \times 0,8 \text{ A} = 58 \text{ A}$ . Durch diese Verfahrungsweise kann einigermaßen sichergestellt werden, daß keiner der Bausteine, sogar bei einem nicht einwandfreien Wärmeausgleich, übermäßig beansprucht wird.

### Minimale Gate-Steuerleistung

Bei der Verwendung bipolarer Transistoren muß der Entwickler den Leistungsverbrauch und damit die erzeugte Verlustwärme der Basis-Steuerschaltung berücksichtigen. Dies entfällt bei der Schaltungsentwicklung mit Leistungs-MOSFET, da die erforderliche Gate-Steuerleistung sehr gering ist. Das Gate des MOSFET erscheint für die Gate-Steuerschaltung als Kondensator. Seine Kapazität besteht aus der Gate-Source-Kapazität parallel mit der Gate-Drain- bzw. Miller-Kapazität. Der MOSFET wird durch das Aufladen dieser parallelen Kapazitäten über den Widerstand der Gate-Steuerschaltung eingeschaltet. Folglich verringern sich die Schaltzeiten des MOSFET mit einer Verringerung des Widerstands der Steuerschaltung. Da die Steuerschaltung einen Kondensator sieht, liefert sie Strom an das Gate und erzeugt daher beim Aufladen bzw. Entladen der Gate-Kapazität nur kurzzeitig Verlustleistung.

### Parasitäre Gate-Schwingungen

Werden die Gates der Leistungs-MOSFET ohne Entkopplung parallelgeschaltet, können parasitäre Schwingungen an den Gates auftreten. Diese Schwingungen entstehen dann, wenn die Gate-Steuerspannung den Wert der Einsatzspannung erreicht (Bild 3 oben). In vielen Fällen überschreitet die Amplitude der Schwingungen den maximalen Wert der Gate-Source-Spannung

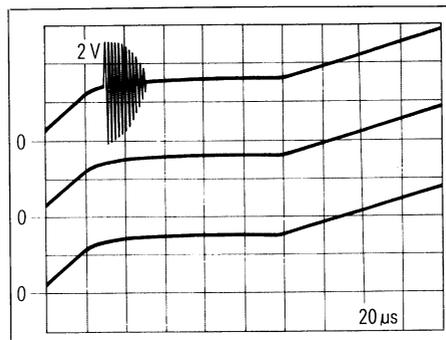


Bild 3 Verlauf der Gate-Source-Spannung beim Einschalten des MOSFET. Oben: Parasitäre Schwingungen beim Erreichen der Einsatzspannung am Gate eines parallelgeschalteten MOSFET. Mitte: 10-Ω-Widerstände mit den Gates in Serie geschaltet. Unten: Ferritperlen in den Gateleitungen. In der Mitte und unten sind die Schwingungen unterdrückt

(± 20 V), so daß die Bausteine zerstört werden.

Die Schwingungen werden durch die sehr hohe Steilheit der MOSFET verursacht. Der Schwingkreis besteht aus den parasitären Kapazitäten und Induktivitäten sowohl der Schaltung als auch der Transistoren selbst. Bild 4 veranschaulicht die Auswirkung der im Bild 3 dargestellten Gate-Schwingungen auf die Drain-Source-Spannung zweier parallelgeschalteter MOSFET. Man sieht, daß die Schwingungen um etwa 180° phasenverschoben zwischen den Drains der beiden MOSFET auftreten. Die MOSFET selbst sind damit wesentliche Komponenten des Schwingkreises. Der Amplitudenunterschied rührt von der Steilheitsdifferenz der beiden Bausteine her.

Der Schwingkreis weist einen sehr hohen Q-Wert auf, wobei Q das Verhältnis der Kreisreaktanz ( $X_L$  bzw.  $X_C$ ) zum Kreiswiderstand  $R$  ist ( $Q = X_C/R$ ). Die Amplitude der Schwingungsspannung beträgt Qmal die angelegte Spannung. Bei einem Kreis hohen Q-Wertes ist die Amplitude der Schwingungsspannung folglich sehr hoch.

Dieses Problem läßt sich sehr leicht dadurch lösen, daß man den Widerstand des Kreises erhöht und den Q-Wert auf einen vernachlässigbaren Betrag verringert, z. B. durch Beschalten des Gate eines jeden parallelgeschalteten MOSFET mit einem Serienwiderstand zwischen 4,7 und 200 Ω (siehe Bild 3 Mitte). Als weitere Lösung kann man eine kleine Ferritdrossel mit dem Gate in Serie schalten. Dabei werden

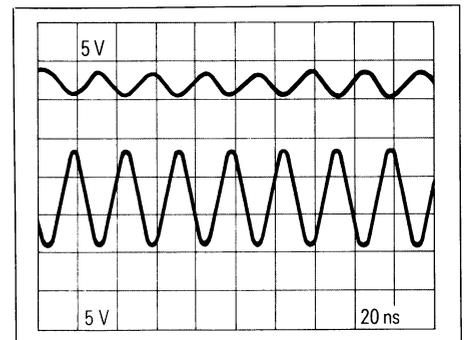


Bild 4 Das Oszillogramm zeigt die Wirkung der Gate-Schwingungen (Bild 3 oben) auf die Drain-Source-Spannung zweier parallelgeschalteter MOSFET. Die Schwingungen sind um etwa 180° phasenverschoben

die parasitären Schwingungen durch die Entkopplung von Transistor und parasitären Induktivitäten unterbunden (**Bild 3 unten**).

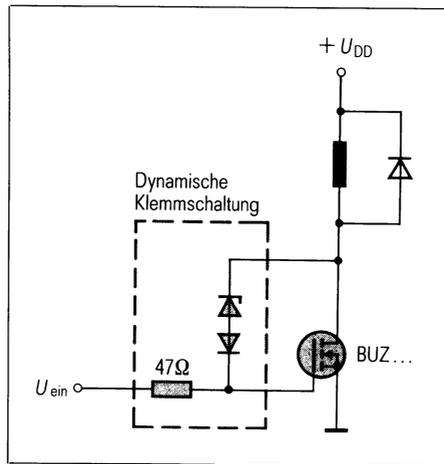
Um während der Laborphase einer Entwicklung das Gate zu schützen, empfiehlt es sich, eine Z-Diode mit etwa 16 bis 18 V Durchbruchspannung zwischen Gate und Source eines MOSFET zu schalten. Damit wird das Gate gegen unregelmäßig einsetzende Überspannungen geschützt. Werden niederohmige Gate-Steuerschaltungen verwendet, so können die Z-Dioden in der Endausführung meistens entfallen.

### Schaltungsinduzierte Spannungsspitzen

Als unvermeidbare Folge der Unterbrechung des Stromflusses über eine induktive Last werden sehr häufig Spannungen induziert. Besonders Streuinduktivitäten führen dabei zu unerwarteten Spannungsspitzen, die wiederum den Ausfall von Bauelementen verursachen können.

Gemäß der Beziehung  $U = -L di/dt$  sind es drei Größen, über die diese Spannungsspitzen beeinflusst werden können. Die eine ist die Zeit, die zur Reduzierung des Stromflusses erforderlich ist. Infolge der extrem hohen Schaltgeschwindigkeit der MOSFET kann diese Zeitdauer im Gegensatz zu bipolaren Transistoren sehr kurz sein, so daß die erzeugte Spannung entsprechend hoch ist. Der zu schaltende Strom ist eine weitere Größe. Beim dritten Parameter handelt es sich um die vorhandenen Induktivitäten, wobei vor allem die durch Schaltungsanlegung und Leitungslängen verursachten Streuinduktivitäten besonders kritisch sind.

Um den zeitlichen Anteil der Stromsteilheit  $di/dt$  zu verringern, läßt sich die Schaltgeschwindigkeit eines MOSFET reduzieren. Es ist in der Tat empfehlenswert, MOSFET nur so schnell schalten zu lassen, wie dies erforderlich ist. Ein anderer Gesichtspunkt liegt darin, daß, wie bei der Parallelschaltung erwähnt, die Aufteilung des gepulsten Stroms unter den MOSFET um so günstiger ist, je schneller sie schalten. Obwohl die Spannungsspitzen also durch einen langsameren Betrieb verringert werden, ist dies nicht unbedingt die beste



**Bild 5** Prinzip der dynamischen Klemmschaltung: Z-Diode und herkömmliche Diode gegensinnig gepolt. Der Gate-Serienwiderstand entkoppelt die Klemmschaltung gegenüber der Ansteuerschaltung

Lösung für das Parallelschalten von MOSFET.

Streuinduktivitäten sind grundsätzlich nicht zu vermeiden. Sie sollten jedoch so niedrig wie nur möglich gehalten werden. Eine sorgfältige Auslegung der Platine kann sehr wirkungsvoll sein, z.B. bei zweiseitig kupferkassierten Platinen, deren eine Seite als Masse dient. Die Verbindungen zwischen diesem Masseanschluß für die Schaltungselemente und den Masseanschlüssen der Stromversorgung und der Steuerung sollten möglichst kurz sein.

Andererseits kann man auch einen dreimal dickeren Kupferbelag verwenden, als für den maximalen Strom notwendig ist. Eine weitere wirksame Möglichkeit zur Unterdrückung der Induktivitäten ist, die Leiterbahnen möglichst kurz und breit zu gestalten. Schaltungstechnisch ist es immer günstig, die Verbindungen mit der Platine, besonders diejenigen, die Laststrom führen, so kurz und dick wie möglich auszulegen.

### Dynamische Klemmschaltung

Die sogenannte dynamische Klemmschaltung ist eine weitere Methode zur Unterdrückung von Spannungsspitzen. Hierbei unterdrückt jeder MOSFET die eigenen Spannungsspitzen mit Hilfe einer Gegenkopplung, d.h., ein Anteil der transienten Energie wird an das Gate bzw. die Gates der MOSFET zurückgeführt. Dies erfordert zusätz-

lich eine Kleinsignal-Z-Diode (5 W), eine Universal-Diode sowie einen Gate-Serienwiderstand (**Bild 5**).

Überschreitet eine positive Drain-Source-Spannung am MOSFET den Durchbruchspannungswert der Z-Diode, wird die dynamische Klemmschaltung aktiviert. Der Z-Diodenstrom lädt die Gate-Kapazität auf, bis die Gate-Spannung ihren Schwellenwert erreicht hat. Somit schaltet der MOSFET ein und führt die transiente Energie an Masse. Das Gate wird durch den Serienwiderstand gegen die Steuerschaltung entkoppelt. Der MOSFET klemmt den Sprung am Z-Spannungspiegel und schützt sich somit selbst. Im **Bild 6** dienen 10-Ω-Widerstände zum Schutz der MOSFET gegen parasitäre Gate-Schwingungen. Die Oszillogramme (**Bilder 7, 8, 9** und **10**) zeigen die an den MOSFET erscheinenden Spannungen (**Bilder 7** und **8** ohne, **Bilder 9** und **10** mit dynamischer Klemmschaltung). Im **Bild 10** ist zusätzlich ein ungepolteter 5-µF-Kondensator (»Snubber«) eingesetzt worden.

Die obere Kurve im **Bild 7** stellt die Gate-Source-Steuerspannung dar, während an der unteren Kurve der Drain-Source-Spannungssprung 200 V erreicht, obwohl  $U_{DD}$  nur 125 V beträgt. Diese Spannungsspitze rührt von der Source-Streuinduktivität her. Schaltet sich der MOSFET aus, wird der Strom über diese Streuinduktivität unterbrochen. Die resultierende Rücklaufspannung steuert die Source des MOSFET an (negativ bezogen auf Masse), was zu einer positiven Erhöhung der Drain-Source- sowie der Gate-Source-Spannung führt. Zur Verringerung der Source-Induktivität wird die Drahtlänge zwischen der Source und Masse verkürzt und die Drahtdicke vergrößert.

Aus **Bild 8** wird ersichtlich, daß infolge dieser Verringerung der Source-Induktivität die Spannung  $U_{DD}$  sich auf 175 V erhöhen läßt, ehe eine Spannungsspitze von 200 V erscheint.

**Bild 9** zeigt die Wirkung der dynamischen Klemmschaltung, bei der die 200-V-Spannungsspitze des Bildes 8 nun auf <190 V geklemmt wird. Die Gate-Source-Spannung im **Bild 9** wird für die Dauer des Spannungssprungs oberhalb des Schwellenwertes gehalten, d.h., der MOSFET schützt sich selbst.

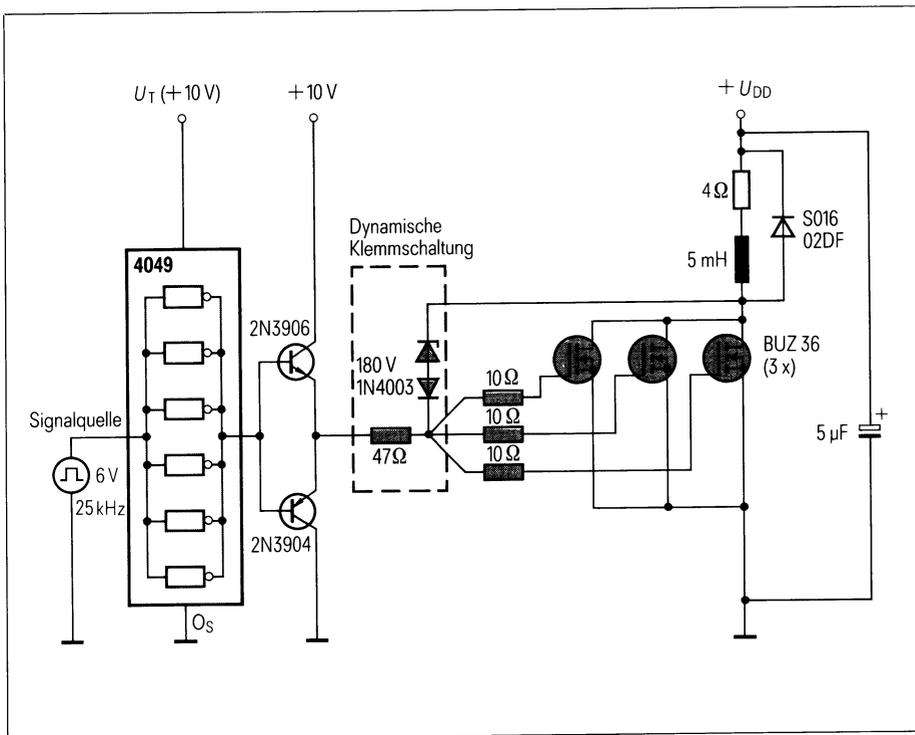


Bild 6 Parallelschaltung von MOSFET mit Last- und Steuerkreisen sowie dynamischer Klemmschaltung

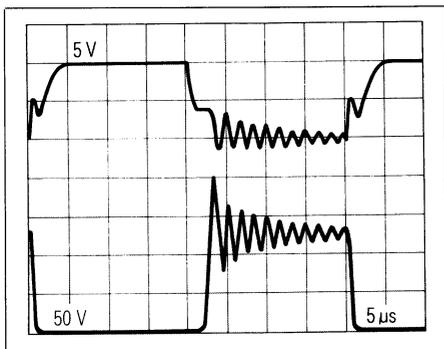


Bild 7 Oszillogramm der Gate-Spannung (oben) sowie der Drain-Source-Spannung (unten) ohne die dynamische Klemmschaltung. Bei  $U_{DD} = 125\text{ V}$  erreicht der Spannungssprung  $200\text{ V}$

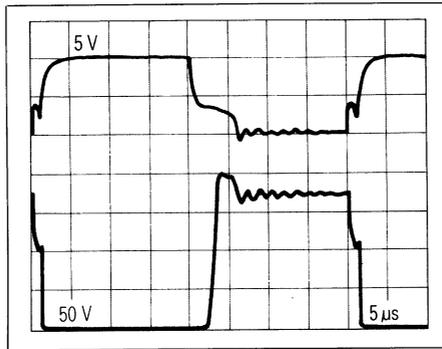


Bild 8 Nach Reduzierung der Source-Induktivität gegenüber Bild 7 läßt sich eine Spannung  $U_{DD}$  von nunmehr  $175\text{ V}$  (vorher  $125\text{ V}$ ) anlegen, bevor der Spannungssprung  $200\text{ V}$  erreicht

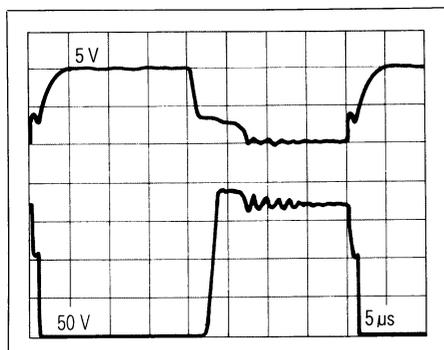


Bild 9 Durch Einsatz der dynamischen Klemmschaltung wird der  $200\text{-V}$ -Spannungssprung nach Bild 8 auf  $<190\text{ V}$  geklemmt

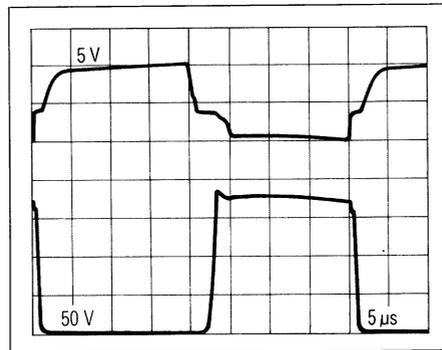


Bild 10 Reduzierung der Spannungsspitzen durch einen ungeladenen Kondensator ( $5\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ )

In diesem Beispiel kommt eine  $180\text{-V}$ -Z-Diode zum Einsatz. Die Durchbruchspannung dieser Diode wurde mit  $186\text{ V}$  bei einem Spitzenstrom von  $50\text{ mA}$ , d. h. dem Spitzenstrom bei der Aktivierung der dynamischen Klemmschaltung, gemessen. Da es sich hier um einen kontrollierten Laborversuch handelte, ließ sich eine  $180\text{-V}$ -Z-Diode zum Schutz der  $200\text{-V}$ -MOSFET verwenden.

Die empfohlene Z-Spannung für die Diode der dynamischen Klemmschaltung ist durch

$U_Z$  (Worst-case)  $< (U_{(BR)DSS} - U_{GS(th)})$  gegeben. Z-Dioden lassen sich gegebenenfalls zur Erhöhung der Gesamtspannung in Serie schalten.

Durch die dynamische Klemmschaltung werden die MOSFET gezwungen, den Drainstrom bei einer der  $U_{(BR)DSS}$  nahen Spannung zu führen, so daß eine erhebliche Verlustleistung auftritt. Folglich eignet sich die dynamische Klemmschaltung nur dazu, Spannungssprünge zu klemmen. Es wird daher als zusätzliche Schutzmaßnahme empfohlen, die dynamische Klemmschaltung parallel mit einer herkömmlichen Klemmschaltung einzusetzen. Ermöglicht dieser zusätzliche Schutz den Einsatz eines MOSFET geringerer Spannung, so ist die dynamische Klemmschaltung besonders kosteneffektiv.

Bild 10 zeigt die Wirkung eines ungeladenen Kondensators von  $5\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ , der der Stromversorgung zugeschaltet ist. Er unterdrückt den Einfluß der Streuinduktivität besonders wirksam. Ein solcher Kondensator ist jedoch kostspielig und außerdem bei Anwendung der dynamischen Klemmschaltung kaum erforderlich.

### Schlußbemerkung

Obwohl sich die Parallelschaltung von MOSFET nicht so einfach gestaltet, wie man bei ihrer ersten Markteinführung vor etwa zehn Jahren dachte, sind die Schwierigkeiten durchaus beherrschbar. Die vorgeschlagenen Lösungen, besonders die dynamische Klemmschaltung, können die Arbeit des Schaltungsentwicklers viel einfacher gestalten. Berücksichtigt man die Vorteile des MOSFET-Einsatzes, so wird deutlich, daß das Parallelschalten von MOSFET eine besonders lohnende Aufgabe ist.

# SITAC – ein neuer, mikrocomputerkompatibler AC-Schalter mit galvanischer Trennung

Mit dem neuen AC-Schalter **SITAC** (**SITAC** = **Siemens Isolated Triac AC switch**) in SIPMOS®-Technologie wurde ein Bauelement geschaffen, das als problemloses, rückwirkungsfreies Bindeglied zwischen Mikroelektronik (z. B. Mikroprozessorsteuerung) und Leistungselektronik, d. h. an Netzspannung betriebenen Verbrauchern, dient. Für die Infrarot-Lumineszenzdiode im Eingangsteuerkreis reicht ein Diodenstrom von nur 2 mA aus, um kleine Leistungen bis 66 W direkt am 220-V-Netz zu schalten. Darüber hinaus sind alle handelsüblichen Triacs und Thyristoren mit einem Zündstrombedarf bis zu 300 mA sicher zu zünden. In allen Anwendungsfällen, in denen eine galvanische Trennung vom Netz gefordert wird, ist deshalb der SITAC als Ersatz von Schaltungen mit Optokopplern herkömmlicher Bauart vorteilhaft, da auf der Netzseite weder Hilfsspannung noch Treibertransistor erforderlich sind. Der SITAC im DIP-6-Kunststoffgehäuse ist sowohl **mit** als auch **ohne Nullspannungsschalter** (mit: **BRT 22**; ohne: **BRT 11, BRT 12**) erhältlich. Mit Nullspannungsschalter wird der SITAC für Wechselstromschalter und Drehstromschalter eingesetzt. Ohne Nullspannungsschalter findet er bei Stellern und netzgeführten Stromrichtern Anwendung.

Besonders hervorzuheben ist die hohe kritische Strom- und Spannungssteilheit des SITAC von  $di/dt_{cr} = 10 \text{ A}/\mu\text{s}$  sowie  $du/dt_{cr} = 10000 \text{ V}/\mu\text{s}$ . R-C-Beschaltungen am Triac sind daher überflüssig.

## Prinzipfunktion des SITAC als Wechselstromschalter

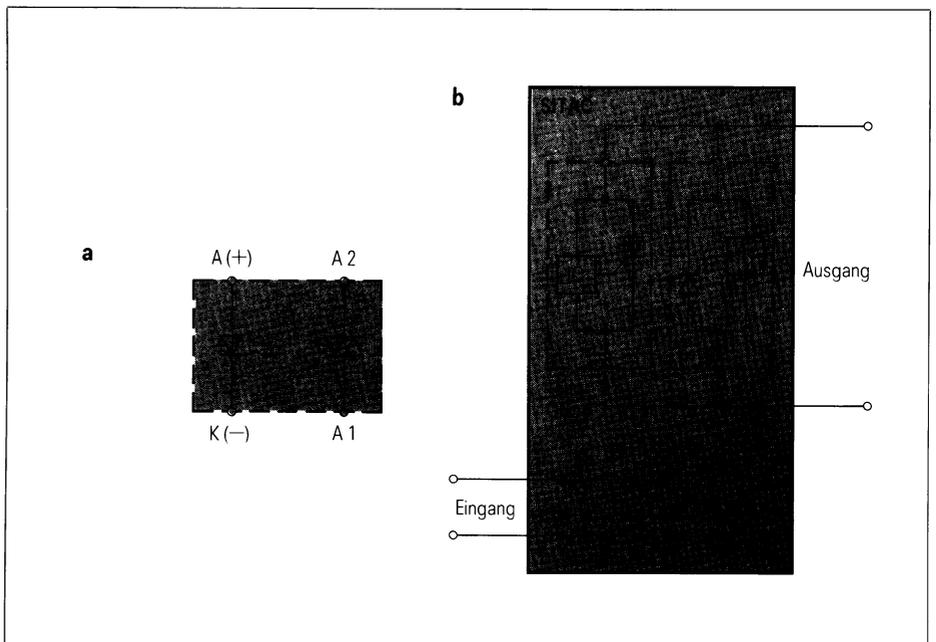
Der SITAC setzt sich im Prinzip (**Bild 1 a**) aus bekannten Bauelementen wie GaAs-Infrarotdiode (IRED) auf der Ansteuerseite und Fotoempfänger sowie Triac auf der Lastseite zusammen. Der Steuerkreis ist damit galvanisch vom Leistungskreis getrennt, d. h. es ergibt sich die Funktion eines mit Infrarot-

strahlung zündbaren Wechselstromschalters. Beim Betrieb als einfacher Wechselstromschalter sorgt der monolithisch integrierte Nullspannungsschalter für ein störspannungsarmes Schalten im Netznulldurchgang (**BRT 22**).

Die hohe zulässige Spannungssteilheit von 10 kV je  $\mu\text{s}$  kann nur erreicht werden, weil der optogezündete SIPMOS-Triac aus zwei antiparallelschalteten lateralen Thyristoren besteht. Aus dem **Bild 1 b** ist ersichtlich, daß der SITAC aus drei Chips hergestellt ist, und zwar aus zwei Leistungschips und einer IRED, die zusammen in einem DIP-6-Gehäuse untergebracht sind.

## Vergleich mit anderen Ansteuermethoden

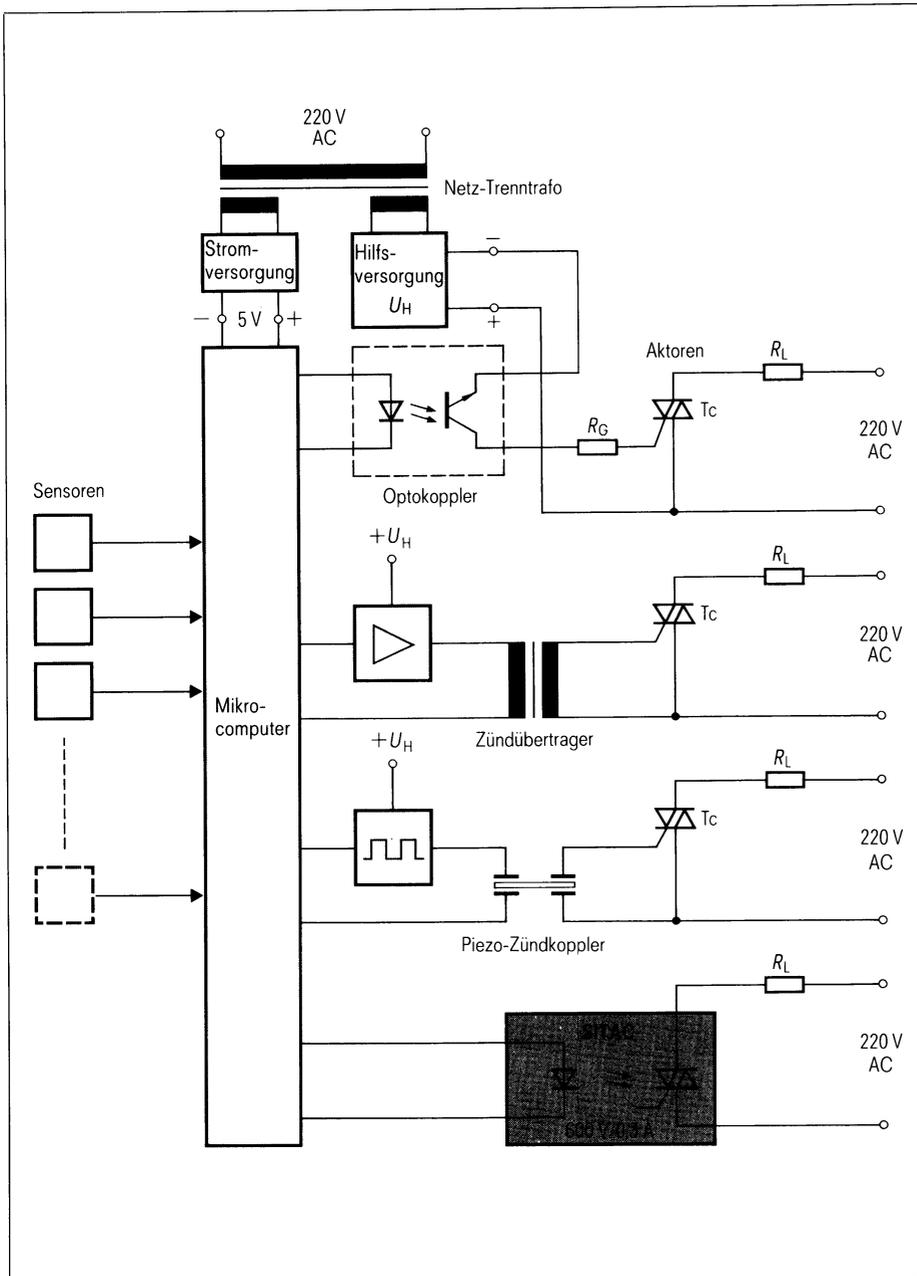
**Bild 2** zeigt im Vergleich, welcher zusätzliche Aufwand bei anderen Ansteuermethoden mit Optokoppler, Zündtrafo oder Piezo-Zündkoppler getrieben werden muß. Der SITAC (im Bild 2 unten) ist im Vergleich die wirtschaftlichste Lösung. Die direkte Mikrocomputeransteuerung von Leistungsbau-elementen ist deshalb so einfach möglich, weil neben einer ausreichenden Ansteuerempfindlichkeit der SITAC auch den passenden Logikpegel hat (MC-Ausgang aktiv = L-Signal, d. h. IRED erhält Strom und SITAC schaltet ein).



**Bild 1 Innerer Aufbau des SITAC**

**a** Prinzipschaltung der Infrarot-Lumineszenzdiode im Eingangskreis und des optogekoppelten Triacs im Ausgangskreis

**b** Funktionsaufteilung der drei im Inneren befindlichen Chips. Der IRED-Chip ist von den beiden anderen Chips galvanisch getrennt. Die beiden Chips des Ausgangskreises enthalten jeweils einen Thyristor mit der entsprechenden Ansteuerlektronik, d. h. Fotoempfänger, Verstärkerschaltungen und Nullpunktschalter (**BRT 22**). Die beiden Einzelthyristoren erfüllen in Antiparallelschaltung die Triacfunktion des Ausgangs



**Bild 2** Verschiedene Interfaceschaltungen zwischen Mikro- und Leistungselektronik  
Gegenüber den bekannten Ansteuermethoden mit galvanischer Trennung ist der  
Baulementaufwand bei Einsatz des SITAC (untere Schaltung) deutlich am geringsten

### Einsatz des SITAC zwischen Mikrocomputer und Wechselstromlast (220 V AC/66 W)

**Bild 3 a** zeigt ein MC-Interface mit herkömmlichen Bauelementen. In **Bild 3 b** ist eine Schaltung mit dem SITAC zu sehen.

Bedingt durch die Möglichkeit, an der Lastseite steile Spannungsflanken ( $du/dt_{cr} = 10000 \text{ V}/\mu\text{s}$ ) zuzulassen, kann die RC-Schutzbeschaltung weggelassen werden. Der Schaltungsvergleich zeigt einen erheblich verringerten Bauelementeaufwand.

### Halbleiterschalter als Ersatz für mechanischen Schalter

In Wechselstromanlagen bzw. Drehstromanlagen mit großen Strömen oder hoher Schalthäufigkeit bietet ein Wechselstromschalter bzw. Drehstromschalter mit Thyristoren in Antiparallelschaltung gegenüber einem mechanischen Schalter oder einem Leistungsschutz viele Vorteile:

- keine beweglichen Teile, damit wartungs- und verschleißfrei (kein Lichtbogen beim Ein- bzw. Ausschalten),
- bequem fernsteuerbar,
- rasches, geräuschloses Schaltspiel.

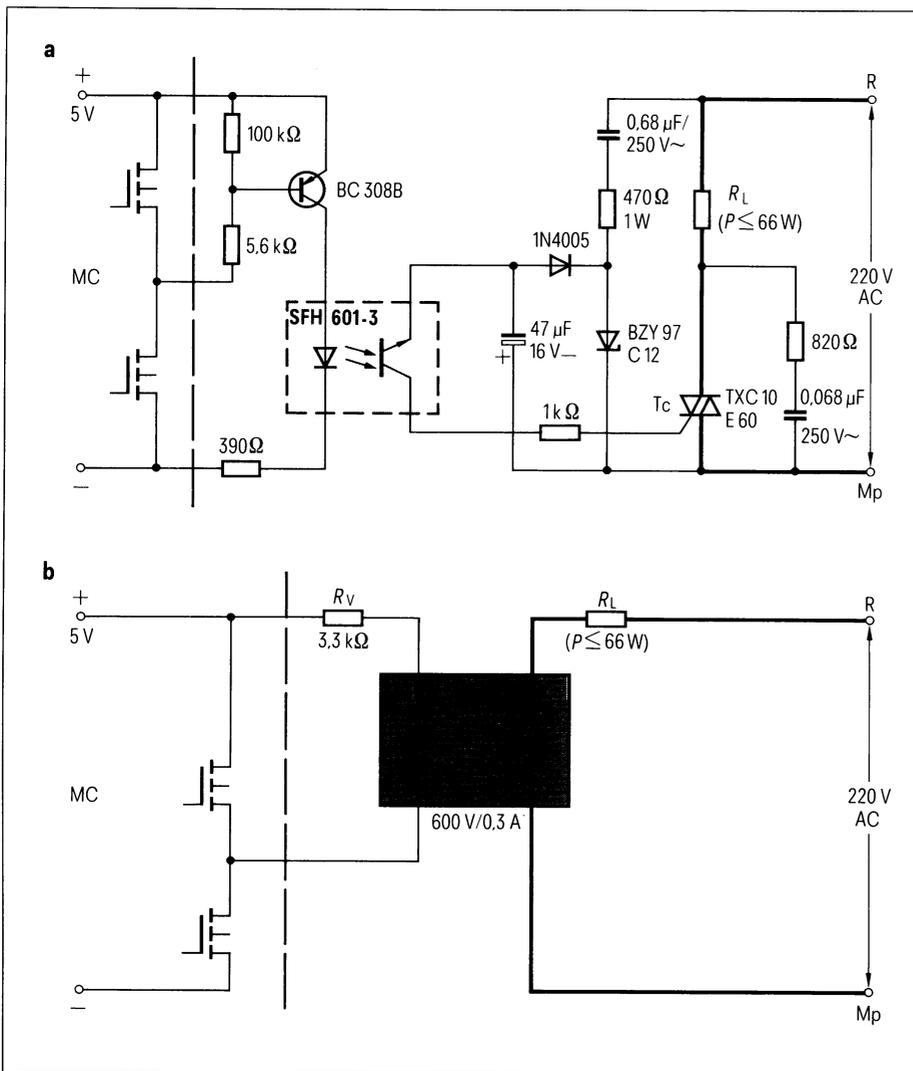
### SITAC als Treibermodul für leistungsstarke Thyristoren

In diesem Fall soll mit dem SITAC nicht der Netzverbraucher direkt geschaltet werden, sondern der SITAC dient als Treiberbaustein bzw. Thyristoransteuerbaustein für leistungsstarke Thyristoren in Wechselstromschaltern oder Drehstromschaltern. Mit einem SITAC und einem Thyristormodul **THYODUL**® kann ein Wechselstromschalter aufgebaut werden. **Drei** SITAC und drei Thyristormodule ergeben einen Wechselstromschalter (W1) und Drehstromschalter (W3) werden zum Schalten und Steuern von Netzwechselstromverbrauchern von 5 bis 69 kW eingesetzt.

### Wechselstromschalter mit Thyristoren

Der Wechselstromschalter steuert die Thyristoren in der Weise, daß die Last stets im Augenblick des Nulldurchgangs der Netzspannung geschaltet wird. Bei dieser Betriebsweise ist der Thyristor während der ganzen Wechselspannungshalbwelle leitend. Der leitende Zustand kann nur für die Dauer einer oder mehrerer ganzer Wechselspannungshalbwellen aufgehoben werden. Um die Thyristoren beim Nulldurchgang der Wechselspannung leitend zu machen, werden die Thyristoren jeweils beim Nulldurchgang der Wechselspannung gezündet. Da bei dieser Nullspannungszündung der Zündstrom nur kurzzeitig fließt, ist auch die nötige Ansteuerenergie sehr gering. Als Thyristorzündbaustein wird der SITAC mit Nullspannungsschalter BRT 22 im DIP-6-Gehäuse verwendet. Der BRT 22 ist für eine zulässige positive bzw. negative periodische Spitzenspannung von 600 V und einen Grenzeffektivstrom von 0,3 A ausgelegt. Die Isolationsspannung zwischen Steuer- und Lastseite beträgt 5,3 kV DC. Zwischen Last- und Steuerkreis liegt eine Kriechstrecke von 8,2 mm.

Aus **Bild 4** wird das Zusammenspiel zwischen dem SITAC und dem vollgesteuerten Netzmodul **THYODUL MTT 40A 06N** deutlich. Beim Anlegen einer 5-V-Gleichspannung an den Steuerkreis des SITAC zündet der Triac. Die Zündverzögerungszeit beträgt bei 10 V Netzspannung etwa 80  $\mu\text{s}$ . Dann erhält der Leistungsthyristor während 40  $\mu\text{s}$  einen Gatestrom von 120 mA, der wiederum (nach insgesamt 120  $\mu\text{s}$ ) den Thyristor durchschaltet und damit die Netzspannung an den Verbraucher schaltet. Mit dem **THYODUL MTT 40A 06N** wird eine Wechselstromlast von 15 kW am 220-V-Netz geschaltet.



Technische Kurzdaten des BRT 22 – SITAC mit Nullpunktschalter

AC-Schalter (Lastkreis)

Spitzensperrens- spannung	$U_{DRM}, U_{RRM}$	600 V
Grenzeffektiv- strom	$I_{TRMS}$	300 mA
Stoßstromgrenz- wert ( $t = 10$ ms; 1 Sinus halb- welle bei 50 Hz)	$I_{TSM}$	3 A
Spannungsteil- heit	$du/dt_{cr}$	10 kV/ $\mu$ s
Stromteilheit	$di/dt_{cr}$	10 A/ $\mu$ s
Max. Verlust- leistung	$P_{tot}$	500 mW

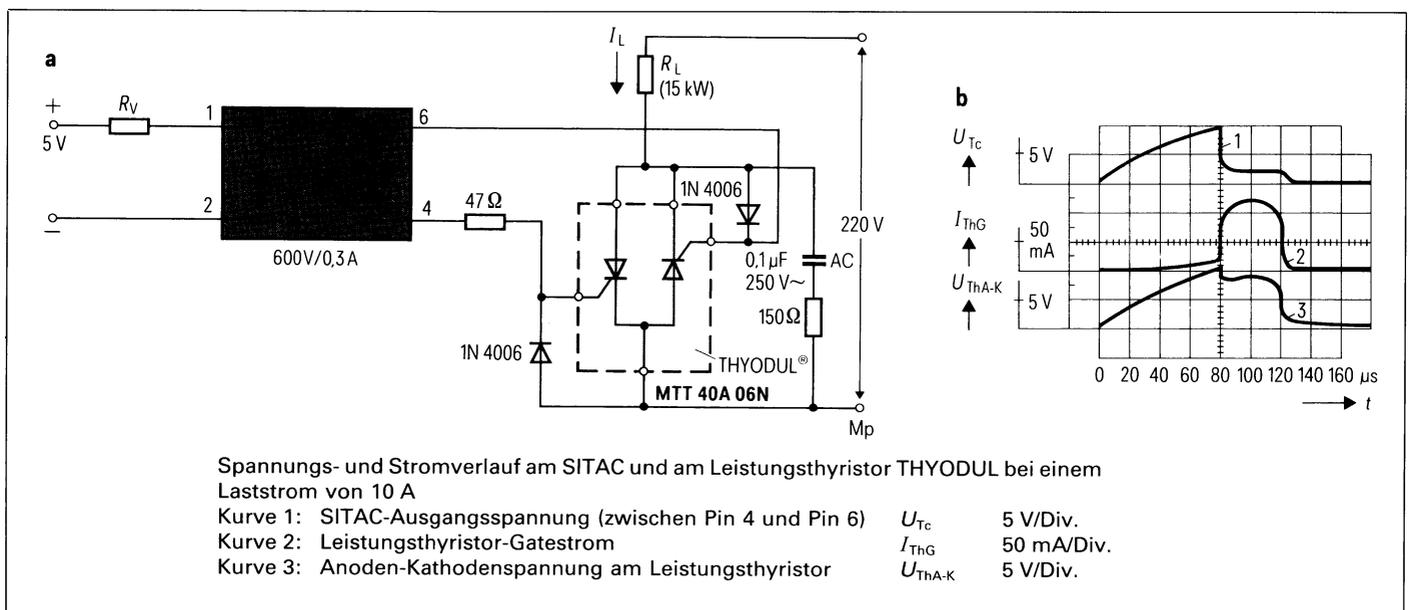
Zündkreis

Zündstrom Typ H, max.		2 mA
Typ M, max.		5 mA
Durchlaßstrom, max.	$I_F$	20 mA
Max. Verlust- leistung	$P_{tot}$	25 mW

Isolationsprüf- spannung	$U_{is}$	5,3 kV
Kriechstrecke zwischen Zünd- und Lastkreis	$s$	8,2 mm

Der SITAC ist auch ohne Nullspannungs-  
schalter erhältlich. Weitere technische  
Daten finden Sie in unserer Rubrik  
»Siemens Bauteile Service« in diesem Heft.

Bild 3 MC-Interfaceschaltung herkömmlicher Art mit Einzelbauelementen und Optokoppler (a), MC-Interfaceschaltung mit SITAC (b)



Spannungs- und Stromverlauf am SITAC und am Leistungsthyristor THYODUL bei einem Laststrom von 10 A

- Kurve 1: SITAC-Ausgangsspannung (zwischen Pin 4 und Pin 6)
- Kurve 2: Leistungsthyristor-Gatestrom
- Kurve 3: Anoden-Kathodenspannung am Leistungsthyristor

- $U_{Tc}$  5 V/Div.
- $I_{ThG}$  50 mA/Div.
- $U_{ThA-K}$  5 V/Div.

Bild 4 Einsatz des SITAC als Treiberbaustein für ein Netzthyristormodul THYODUL MTT 40A 06N (a) sowie Spannungs- und Stromverlauf (b)

## Drehstromschalter mit Thyristoren

Für größere Leistungen ( $>5 \text{ kW}$ ) werden Drehstromschalter verwendet. Drei der vorher beschriebenen einphasigen Wechselstromschalter werden in die Zuleitungen des Netzes eingesetzt. Sie ergeben den in **Bild 5** gezeigten, sechspulsigen Drehstromschalter. Die Wirkungsweise entspricht im Grunde der Wirkungsweise eines Wechselstromschalters. Es wird zwischen zwei

Arten von Drehstromschaltern unterschieden:

**Schaltart A:** Die drei Thyristorpaare sind zwischen Last und Mittelpunkt-leiter  $M_p$  geschaltet.

**Schaltart B:** Die drei Thyristorpaare sind zwischen Last und den Phasenleitern R, S, T geschaltet.

Jede Art hat ihre charakteristischen Anwendungen. Im Prinzip spielt es keine Rolle, wie der Drehstromverbraucher

angeschlossen ist, ob an den Phasen R, S, T oder  $M_p$ -seitig wie in Bild 5. Für die Spannungswerte der Halbleiter (THYODUL und SITAC) spielt es dagegen eine große Rolle, ob der Sternpunkt des Transformators an die Last angeschlossen ist oder nicht. Mit angeschlossenem, belastbarem Sternpunktleiter wirken die drei Wechselstromschalter voneinander unabhängig, und man kommt bei den Thyristoren mit der Span-

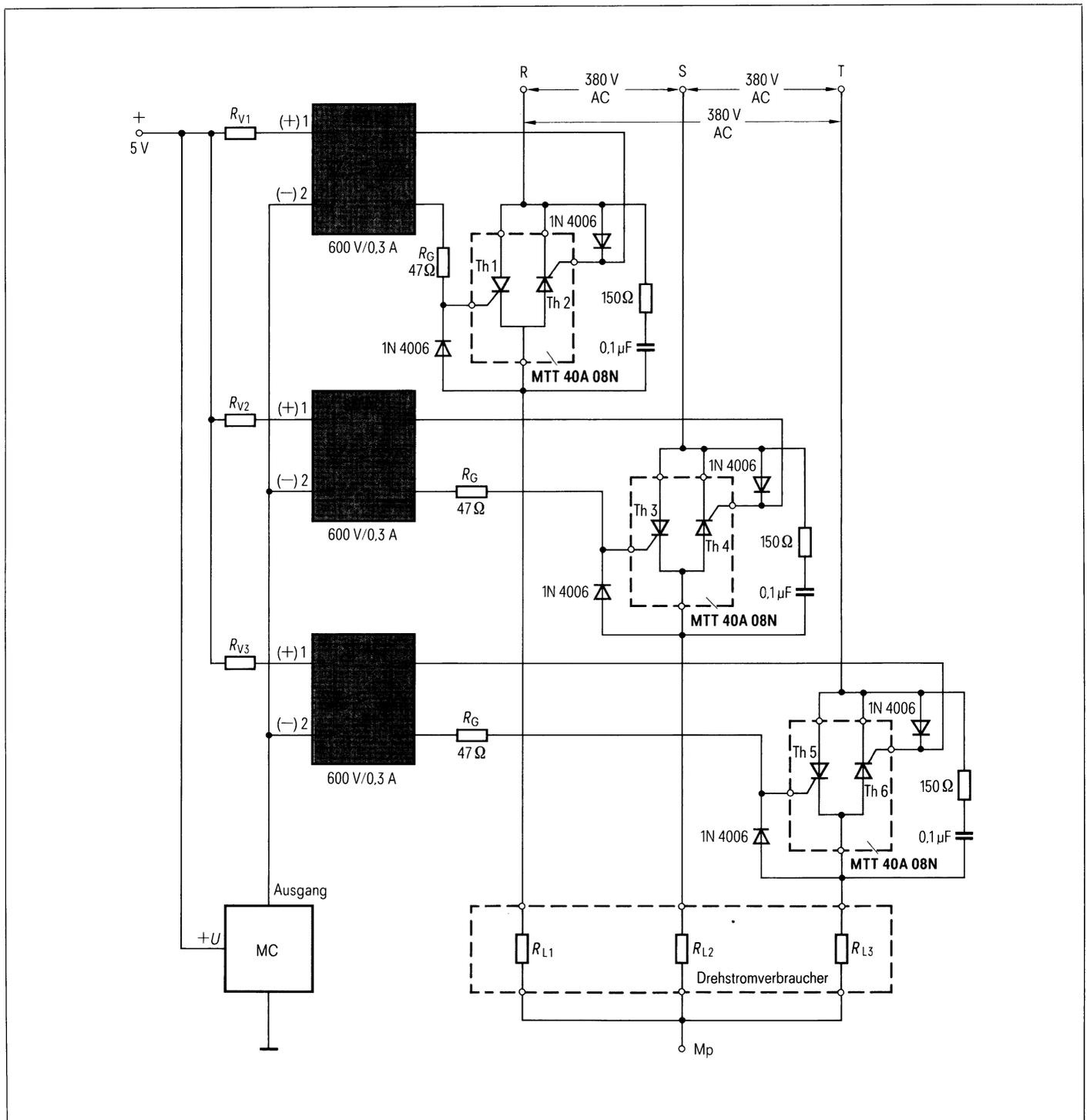
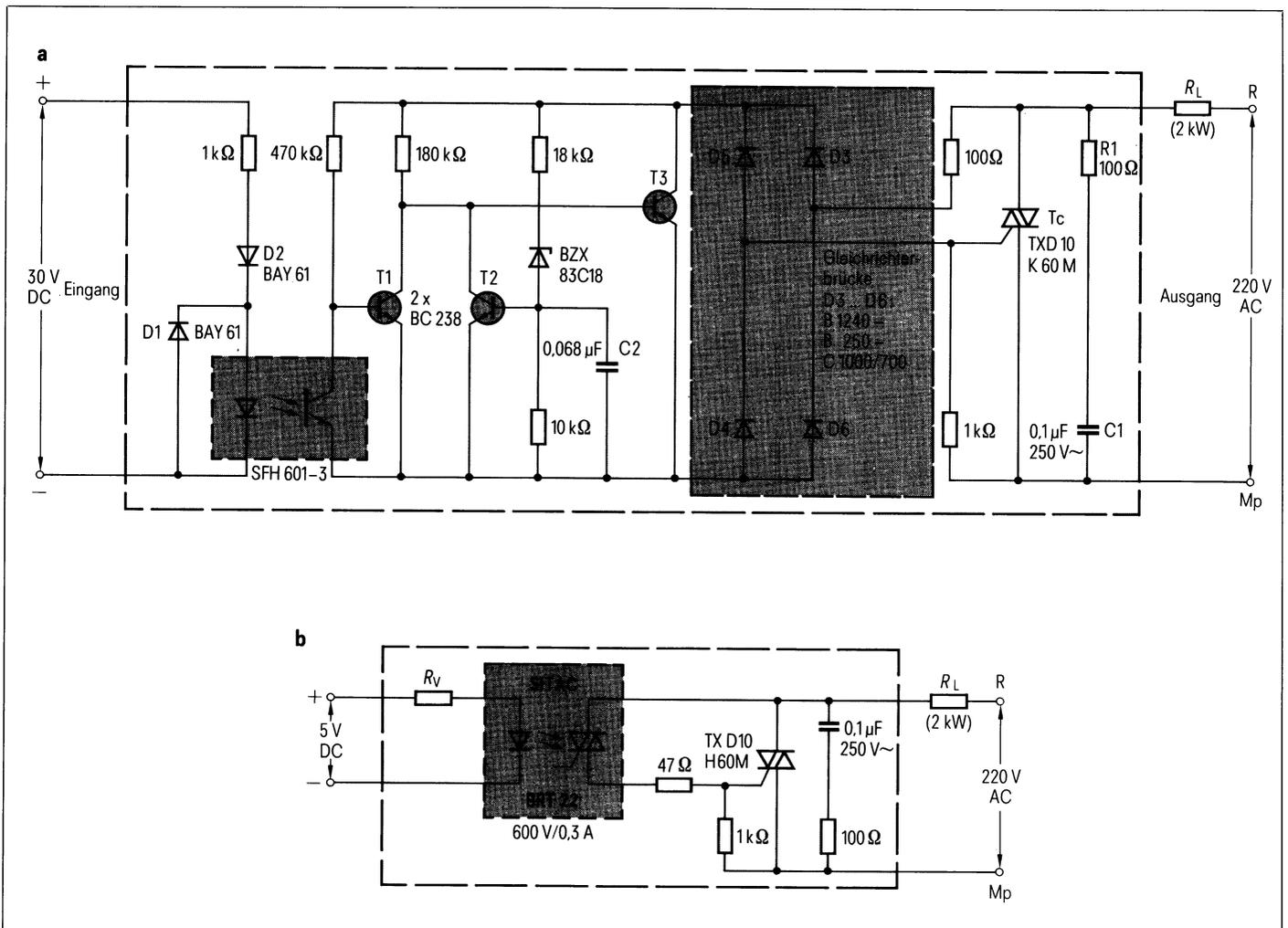


Bild 5 Schaltung eines sechspulsigen Drehstromschalters mit SITAC-Treibern



**Bild 6** Herkömmlicher Aufbau eines Solid State Relais (SSR) mit diskreten Einzelbauelementen (a) und vereinfachter Aufbau eines SSR mit SITAC (b)

nungsklasse 08, d. h.  $U_{RRM}$  bzw.  $U_{DRM}$  von 800 V aus. Mit dem verwendeten THYODUL 3 × MTT 40A 08N kann eine Drehstromleistung von 17 bis 69 kW, je nach Wärmewiderstand des Kühlkörpers, geschaltet werden.

**Elektronisches Lastrelais (Solid State Relay, SSR)**

Ein Haupteinsatzgebiet des SITAC sind die elektronischen Lastrelais mit AC-Ausgang. Diese Halbleiterrelais werden in großen Stückzahlen gefertigt. SSR werden auf dem Markt als Module angeboten. Zur Wärmeableitung der Leistungshalbleiter dient dabei eine Aluminiumplatte, auf der der Triac bzw. die Thyristoren isoliert aufgebracht sind. Diese Metallbodenplatte des SSR ist auch zur Montage auf Kühlflächen, z. B. dem Chassis, vorgesehen. Einpolige SSR werden zum Schalten von Wechselstromverbrauchern eingesetzt und dienen zum unmittelbaren Verbinden

den von elektronischen Logikausgängen und Laststromkreisen. Ausschließlich elektronische Bauelemente übernehmen die Schaltfunktionen. Steuer- und Schaltkreis sind über einen Optokoppler galvanisch getrennt. Die Relais können mit 3 bis 30 V Gleichspannung und mit einer Leistung von wenigen Milliwatt direkt angesteuert werden. Sie schalten vollelektronisch im Nulldurchgang der Schaltwechselspannung ein und schalten beim Unterschreiten des Triac-Haltestroms ab. Auf der Lastseite arbeiten Triacs bzw. Thyristoren bei Schaltwechselspannungen bis 380 V. In dieser Anwendung ersetzt ein SITAC mit Nullspannungsschalter etwa 12 Einzelbauelemente. Weniger Bauelemente ergeben eine kleinere Leiterplatte, weniger Lötunkte und höhere Brauchbarkeitsdauer. **Bild 6a** zeigt ein Halbleiterrelais mit diskreten Bauelementen. Ein Halbleiterrelais mit einem Triac (600 V/10 A) und mit SITAC als Treiberbauelement zeigt **Bild 6b**.

Der SITAC kann sowohl in einem Halbleiterrelais mit DC-Eingang (3 V DC bis 30 V DC) als auch einem Halbleiterrelais mit AC-Eingang (90 V AC bis 250 V AC) eingesetzt werden.

**Schlußbemerkung**

Für Treiberschaltungen zwischen Mikro- und Leistungselektronik am Wechselspannungsnetz ist ein optisch zündbarer Triac, d. h. der SITAC, das ideale Koppellement mit dem geringsten Schaltungsaufwand. Der SITAC im DIP-6-Kunststoffgehäuse als Treiberbauelement für Großthyristoren und für Leistungsmodule (z. B. THYODUL) bringt eine erhebliche Schaltungsvereinfachung sowie eine Kostenreduzierung in den Ansteuerschaltungen mit sich und wird deshalb in der gesamten Leistungselektronik Eingang finden.

Werner Schott

## Bestellinformationen

**Der Siemens Bauteile Service\*** ist der richtige Ansprechpartner für Ihre Bestellungen, gleichgültig ob es sich um Musterstückzahlen für die Erprobung, Schwerpunkttypen aus unserer SBS-Preis- und Lagerliste oder um andere Bauelemente aus unserem Gesamtspektrum handelt. (Anschriften siehe Rückseite von Heft 1/85).

\* Unsere Kunden außerhalb der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) werden von den jeweiligen Siemens-Landesgesellschaften oder -Vertretungen betreut. Ein vollständiges Verzeichnis der Anschriften finden Sie z. B. in den Siemens-Datenbüchern.

**Jetzt ist für Sie die Bestellung noch einfacher geworden:**

- **Unser Vertrieb Bauteile mit 15 Ansprechstellen in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) liegt auch in Ihrer Nähe und nimmt gerne Ihre Wünsche entgegen.**
- **Sofortdisposition im »on-line«-Datenverbund bei allen unseren Lieferquellen.**
- **Direktbestätigung, wenn Sie telefonisch bestellen.**
- **Schwerpunkttypen versandbereit ab Lager.**

Bitte bestellen Sie Ihren **Sofortbedarf** anhand unserer **SBS-Preis- und Lagerliste** · Diese Liste (Bestell-Nr. B9-B3294) sowie weiterführende Informationen können Sie mit der **Antwortkarte** am Hefende bestellen.

Wenden Sie sich auch bei der Bestellung von Schwerpunkttypen direkt an unseren **Vertrieb Bauteile** bei der nächstgelegenen Geschäftsstelle. Die Auslieferung von Schwerpunkttypen erfolgt kurzfristig.

**So können Sie bestellen:**

- mit Siemens-Bestellkarte (liegt jeder SBS-Preis- und Lagerliste bei),
- per Telex bzw. Teletex,
- per Telefon,
- per Telekopierer,
- mit Ihrem firmeneigenen Bestellformular oder
- mit formlosem Schreiben.

Bitte geben Sie bei Bestellungen die Bestellnummer **und** den Bauteiltyp an.

**Schwerpunkttypen sind in diesem Heft mit  gekennzeichnet.**

## Verbesserter Service: Konfektionierung von Leitungen

Die Lieferzeiten für die preiswerte und zuverlässige Bemusterung und Serienfertigung konfektionierter Leitungen konnten durch den Aufbau des neuen Konfektionierungszentrums im Werk Oostkamp wesentlich verkürzt werden. Gemäß dem Bestellschema im Datenbuch 1984/85 »Elektromechanische Bauteile für elektronische Geräte« können

- Schneid-Klemmverbinder für Flachleitungen (s. Seite 3.31) und
- Subminiatur-Steckverbinder SBM 383 mit Schneid-Klemmanschluß (s. Seiten 4.12 und 4.19) konfektioniert werden.

Sollte trotz der Vielzahl der Variationsmöglichkeiten eine zu konfektionierende Leitung nicht in das Bestellschema passen, genügt im allgemeinen die Beifügung einer sinngemäßen Zeichnung mit den erforderlichen Angaben.

### Lieferzeiten:

- Muster bis 5 Stück in etwa 1 Woche nach geklärtem Auftragseingang
  - Serie <200 Stück in etwa 3 Wochen nach geklärtem Auftragseingang
  - Serie >200 Stück in etwa 6 Wochen nach geklärtem Auftragseingang
- Im Falle einer gewünschten Konfektionierung mit äquivalenter Handelsware müssen zunächst Preise und Liefertermine abgesprochen werden.

Richten Sie Ihre Anfrage bitte an die für Sie zuständige Zweigniederlassung, Landesgesellschaft oder Vertretung.

## Die SBS-Preis- und Lagerliste, Ausgabe April 1985

Die neue SBS-Preis- und Lagerliste mit 850 Seiten Daten, Fakten, Bildern, Maßskizzen und Anschlußkennzeichen ist neu erschienen. Sie enthält das ganze universelle Schwerpunkttypenspektrum des Siemens Bauteile Vertriebs – praxisgerecht und griffbereit. Die neue Ausgabe gilt ab 1. 4. 1985 und ersetzt die bisherige Ausgabe 4/84. Alle genannten Typen sind in Kleinmengen sofort verfügbar vom Siemens-Schnellservice-Lager mit über 14 Siemens-Bauteile-Teams im Bundesgebiet Deutschland und Berlin (West).

**Hier einiges Wissenswertes zur diesjährigen Ausgabe der SBS-Preis- und Lagerliste:**

Neu aufgenommen wurden in Kapitel **B 1** bis **B 3** SIPMOS-Kleinsignaltransistor BSS 100, GaAs-Feldeffekttransistor CFY 18-23, Relativdruck-Sensoren KPY 31R...KYP 35R.

Kapitel **B 9** wurde in Anlehnung an die entsprechenden Datenbücher neu gegliedert. An neuen ICs sind dazugekommen:

Programmierbarer digitaler Timer SAB 0529G, Signaltongenerator SAE 0700, CMOS-Synthesizer TBB 146,

Näherungsschalter TCA 355 B, PLL-Stereodecoder TCA 4511. Erweiterung im Kapitel **B 13**: MC-Bausteine SAB 80 31A-P, SAB 8748H-D, SAB 8751H-C. Dazu erstmalig das multimasterfähige modulare Mikrocomputer-Baugruppensystem AMS im Doppeluropaformat mit einem breiten Spektrum an Systemkomponenten. In **B 14** wurden die LEDs von CQV-\*\*\* in LR-, LS-, LY-, LG-\*\*\*-+ umbenannt. Neue Typen sind GaAlAs-Infrarot-Lumineszenzdioden SFH 480 bis SFH 487 P. Anzeige-Elemente mit Leuchtf lächen sind neu in **B 15**. Zusätzlich aufgenommen in **C 3** wurden MKC-Kondensatoren B32550-, in **C 4** flammwidrige Polypropylen-Kondensatoren B 33074-, in **C 9** Heißeiter-Chips für Temperaturkompensation C 621, eine gegurtete Heißeiterausführung für Einschaltstrombegrenzung, vorzugsweise in SNT, K 231-, Heißeiter für Temperaturmessung M861-, in **C 10** Kaltleiter-Chip als Temperaturfühler für die Meß- und Regeltechnik; Kaltleiter-Chip für Überlastschutz. Neu in **C 11** sind diverse  $A_L$ -Werte (auch mit  $\pm 2\%$ -Toleranz) bei Schalen- und RM-Kernen, Isolierscheiben für RM-Kerne, Bügelhalterungen für EC-Kerne EF 16 mit Zubehör, SIFERRIT-Rohrkerne. Kapitel **C 13**: Pulverkerndrosseln zur Entstörung <100 kHz. Die Kartenrelais E in **E 1** wurden durch wasserdichte Ausführungen ergänzt. **E 3** wurde um weitere Typen der Albis-Elektronik-tasten erweitert. Neu in **E 4**: Koaxiale Steckverbinder der Serie 1.6/5.6 m und in **E 6** eine Halterung für Lumineszenzdioden.

## Produkte

### Schreibtaste STB 11 – Programmerweiterung

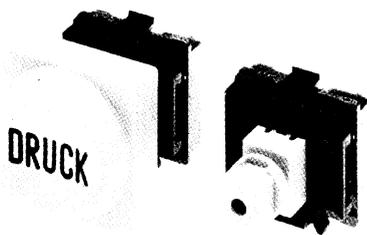
Die Produktgruppe STB 11, Schreibtasten für Tastaturen, wurde um eine weitere Variante erweitert.

Mit dieser neuen Taste lassen sich Tastenfelder nach Schutzart IP 54 aufbauen. Der Schieberstößel dieser Ausführung ist dafür so ausgebildet, daß eine flexible Abdeckfolie für die Tastatur zwischen Taste und Kappe eingebaut werden kann.

Um eine gegenseitige Beeinflussung der Tasten durch die Folie zu vermeiden, wurde der Tastenhub auf 2,5 mm reduziert und ein entsprechender Folienwerkstoff empfohlen.

Auch die neue Variante bietet alle Vorzüge der bisher bekannten Tasten, wie automatische Bestückbarkeit und Lötlichkeit.

Info-Nr. 285-17N



Schreibtaste STB 11 für Schutzart IP 54

### Primärgetaktete 50-W-Strom- versorgung für das SMP-System

Im Trend zu primärgetakteten Stromversorgungen mit geringer Einbaubreite und stark reduziertem Leistungsgewicht liegt das primärgetaktete Netzgerät **SMP-E432-A5**. Es läßt sich durch Umschaltung an 110 oder 220 V betreiben. Die ausgangsseitigen Gleichspannungen bzw. -ströme betragen +5 V/5 A, +12 V/1,5 A und -12 V/0,2 A und sind dauerkurzschlußfest. Die frontseitig angebrachte Lumineszenzdiode

dient zur Betriebsanzeige. Mit einem Gewicht von nur 780 g und einer Einbaubreite von 4 SEP (etwa 60 mm) läßt es sich sehr platzsparend in Baugruppenträger der Serie ES 902 integrieren, wie sie beim Mikrocomputer-Baugruppensystem SMP Verwendung finden. Eine 15polige Messerleiste (DIN 14162, Bauform H 15) führt die Ein- und Ausgänge an die Geräteseite. Das Gerät erfüllt die VDE-Richtlinien VDE 0110 für Potentialtrennung und Isolation, VDE 0804 für geprüfte Sicherheit, VDE 0871 (Grenzwertklasse B) für Funk-Entstörung. Der zulässige Temperaturbereich beträgt 0 bis +55 °C bei freier Konvektion.

Info-Nr. 285-4B



Das Netzgerät SMP-E432-A5 läßt sich platzsparend in Baugruppenträger integrieren

Typ	Bestell-Nr.
STB 11 mit 1 Schließer ohne Schaltdiode	V42263-D34-L1
1 Schließer mit integrierter Schaltdiode	V42263-D34-L5

**Lieferhinweis:**  
Kleine Stückzahlen in etwa 4 Wochen lieferbar, größere Stückzahlen auf Anfrage

Typ  
Bestell-Nr.

SMP-E432-A5  
C8451-A6-A69

**Lieferhinweis:**  
Kurzfristig lieferbar

# SMP-D-Baugruppen für erhöhte klimatische und mechanische Anforderungen

Die genaue Kenntnis der Einsatzbedingungen ist Voraussetzung für die richtige Auswahl eines Mikrocomputers. Witterungs- und betriebsbedingte Einflüsse, wie Temperatur, Feuchte, Luftdruck, Vibration und Schock, führen zu einer hohen Beanspruchung der Produkte. Auswirkungen dieser Einflüsse bei Betrieb, Lagerung und Transport beziehen sich auf die Zuverlässigkeit und die Lebensdauer der Systeme. Bei Mikrocomputer-Baugruppensystemen mit Standard-Spezifikationen scheiden daher viele Anwendungen mit hoher klimatischer oder mechanischer Beanspruchung aus bzw. sie sind nur einsetzbar, wenn umfangreiche und kostenintensive Zusatzmaßnahmen, wie Kühlung, Kapselung, Schwingungsdämpfung usw. vorgenommen werden.

**Die neue SMP-D-Produktlinie von Siemens, auf der Basis des im industriellen Einsatz bewährten SMP-Systems, wurde für erhöhte Umweltaforderungen konzipiert.**

SMP-D-Baugruppen unterscheiden sich von der SMP-Standardserie durch die erweiterte Spezifikation der klimatischen Umgebungsbedingungen, wie extreme Feuchte, Wärme, Kälte und die mechanischen Einflußgrößen von Schwingungs- und Schockbelastungen. Darüber hinaus sind die Baugruppen mit einem Schutzlack (Coating) versehen, wodurch Betauung im Betrieb, bei Lagerung und Transport zulässig ist.

In der **Tabelle** werden die spezifischen Grenzdaten für die SMP-Standard-D-Typen angegeben.

### Typische Anwendungen der SMP-D-Baugruppen

- Mobiler Einsatz (z. B. Baumaschinen, Eisenbahn, Krananlagen, Schiffbau etc.),
- Schwermaschinenbau,
- Bergbau,
- Petrochemie (z. B. Ölraffinerie, Benzinzapfstellen),
- Off-shore-Technik (z. B. Bohrinseln),
- Sicherheitstechnik (z. B. Kraftwerke),
- Betonmischanlagen.

Info-Nr. 285-3B

### Spezifizierte Grenzdaten

Bezeichnung	Betrieb				Lagerung			
	Standard		D-Typ*)		Standard		D-Typ*)	
<b>Umgebungsbedingungen</b> Temperaturbereich °C	0 bis 55		-25 bis +85 trockene Wärme		-40 bis +70		-40 bis +85	
Relative Luftfeuchte %	10 bis 90		98% bei 25 °C 93% bei 55 °C					
Zulässiger Druck hPa	450 bis 1100		250 bis 1100 (10700 m)		450 bis 1100		250 bis 1100 (10700 m)	
<b>Mechanik</b> <b>Schwingungen:</b> Frequenz Hz	10 bis 61	61 bis 500	10 bis 60	60 bis 500	5 bis 8	8 bis 500	5 bis 8	8 bis 500
Amplitude mm	0,2	-	0,35	-	7,5	-	7,5	-
Beschleunigung g	-	3	-	5	-	2	-	2
<b>Schocks:</b> Dauer ms	11		11		-		6	
Max. Beschleunigung g	30		50		-		40	

\*) D-Typen, getestet nach IEC 68

Typ	Bestell-Nr.	
<b>SMP-E2-D2</b>	<b>C8451-A10-A11</b>	<b>Zentraleinheit (SAB 8085, 2 MHz), serielle Ein-/Ausgabe und DMA-Steuerung</b>
<b>SMP-E128-D1</b>	<b>C8451-A11-A24</b>	<b>Speicher mit acht Fassungen für EPROM/EEPROM/RAM-Bausteine (mit 8 Kbyte EEPROM bestückt)</b>
<b>SMP-E133-D</b>	<b>C8451-A11-A22</b>	<b>Speicher mit 8 Kbyte batteriegepuffertem CMOS-RAM</b>
<b>SMP-E201-D1</b>	<b>C8451-A12-A15</b>	<b>Parallele Ein-/Ausgabe mit 48 gepufferten TTL-Anschlüssen und DMA-Interface</b>
<b>SMP-E207-D1</b>	<b>C8451-A12-A63</b>	<b>Parallele Ausgabe mit 24 Relais</b>
<b>SMP-E211-D1</b>	<b>C8451-A12-A61</b>	<b>Parallele Ausgabe mit 20 Optokopplern</b>
<b>SMP-E212-D1</b>	<b>C8451-A12-A62</b>	<b>Parallele Eingabe mit 20 Optokopplern</b>
<b>SMP-E302-D11</b>	<b>C8451-A13-A39</b>	<b>Interrupt-Steuerung und Zähler/Zeitgeber</b>
<b>SMP-S401-D1</b>	<b>C8451-A9-A1</b>	<b>Bus-Baugruppe (6lagig) für 21 Standard-Baugruppen</b>
<b>Lieferhinweis:</b> Kurzfristig lieferbar. Weitere Baugruppen befinden sich in Vorbereitung		

# Zentralbaugruppe SMP-E19-A8 mit SAB 80188 und Erweiterungsmöglichkeit bis 512 Kbyte DRAM

pe SMP-E19-A8 mit dem Mikroprozessor SAB 80188 (8-bit-Mikroprozessor mit interner 16-bit-Verarbeitung). Durch Aufstecken eines Piggy-backs kann eine eigenständige Rechneinheit mit Speicherkapazitäten von 128 bzw. 512 Kbyte DRAM aufgebaut werden.

- drei programmierbare 16-bit-Zähler,
- zwei unabhängige DMA-Kanäle (max. 1 Mbyte/s),
- acht Interrupt-Anforderungseingänge,
- SMP-Bus-Interface.

Info-Nr. 285-5B

Die neue SMP-Zentralbaugruppe **SMP-E19-A8** bringt eine erhebliche Leistungssteigerung bei geringstem Platzbedarf für eine Vielzahl von Anwendungen in den Bereichen Messen, Steuern und Regeln, ist aber auch hervorragend geeignet zur Kommunikation mit Massenspeichern. Solche Einsatzgebiete finden sich z. B. bei der Eingangsprüfung, Qualitätsüberwachung, Betriebsdatenerfassung und Datenfernverarbeitung.

Als eine der ersten Rechneinheiten am Markt arbeitet die Zentralbaugruppe

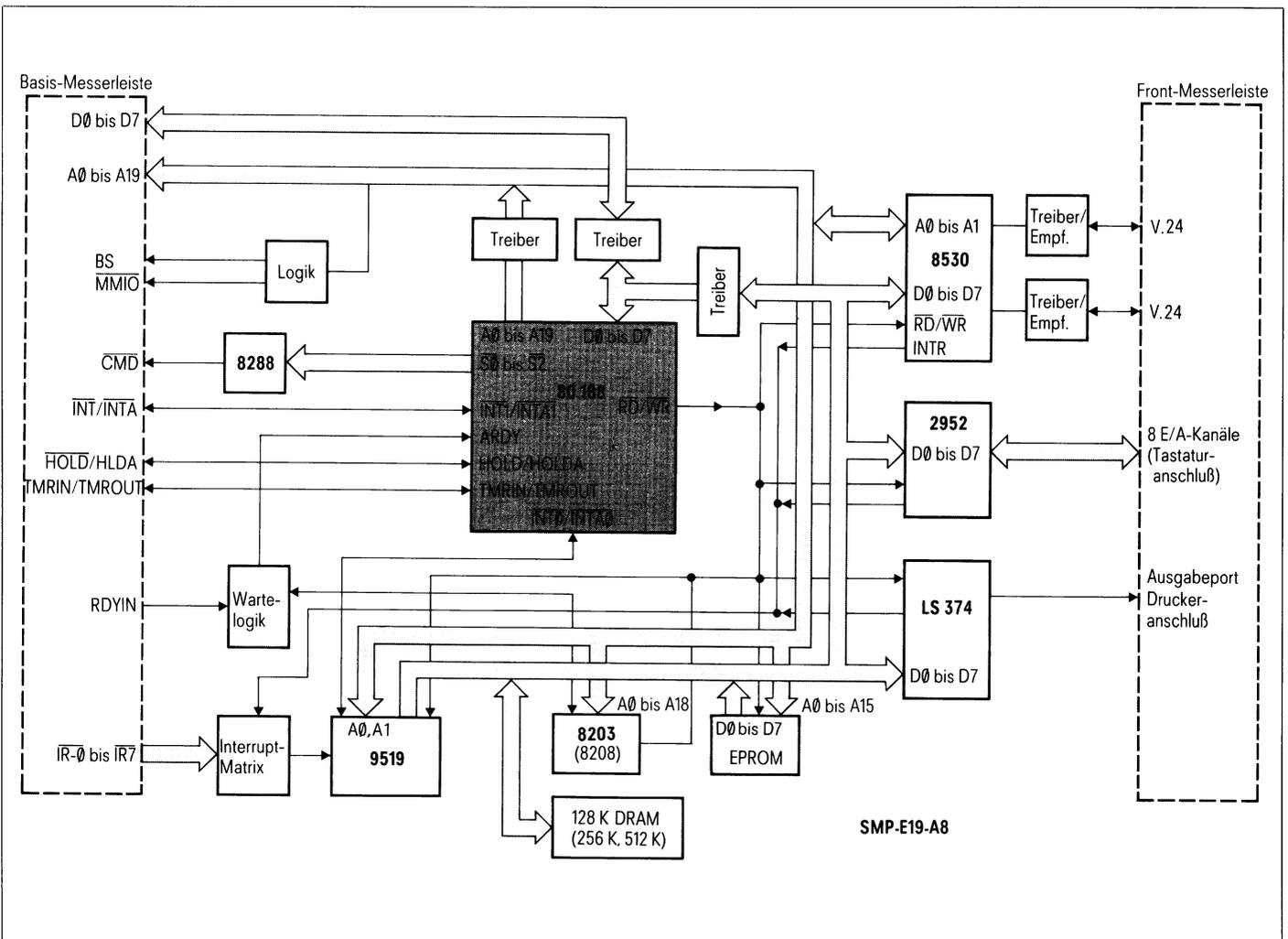
## Leistungsmerkmale des SMP-E19-A8

- SAB 80188-Zentraleinheit (8 MHz),
- Erweiterungsmodul mit dynamischem RAM 128 Kbyte (16 × 64 Kbit; Standard) oder 512 Kbyte (16 × 256 Kbit; in Vorbereitung),
- Fassung für EPROM mit 8-, 16-, 32- oder 64-Kbyte-Bausteinen (SAB 2764, 27128, 27256, 27512),
- zwei serielle Schnittstellen (V.24/V.28) des programmierbaren Multiprotokoll-Steuerbausteins (SIO 8530),
- acht parallele Ein-/Ausgabekanäle,
- 8-bit-Ausgabe-Port (Centronics) zum Anschluß eines Druckers,

Typ Bestell-Nr.

**SMP-E19-A8**  
**C8451-A10-A15**

**Lieferhinweis:**  
**Kleine Stückzahlen sind kurzfristig lieferbar**



Blockschaltbild der Zentralbaugruppe SMP-E19-A8

# Für SMP- und AMS-Systeme: Bedienfeldanschaltbaugruppe verarbeitet 256 Eingabesignale und steuert 16 numerische oder alphanumerische LED-Anzeigen an

Die neue Bedienfeldanschaltbaugruppe **SMP-E311** ermöglicht den Betrieb von anwendungsspezifischen Bedienfeldern an SMP- und AMS-M-Zentraleinheiten. Die Bedienfelder können sich z. B. aus einem Eingabeteil mit Tasten und Schaltern und einem Ausgabeteil mit LED-Segmentanzeigen zusammensetzen. Darüber hinaus ist bei Verwendung dieser Baugruppe auf dem Be-

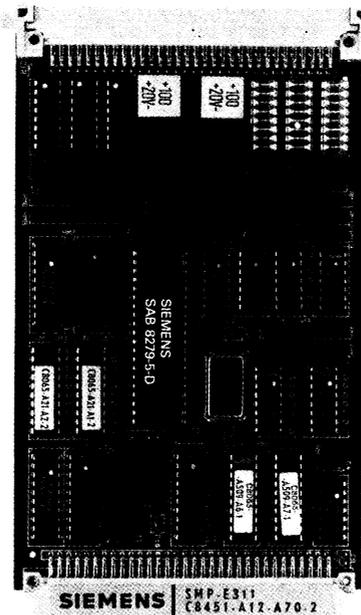


Bild 1 Bedienfeldanschaltbaugruppe SMP-E311

dienfeld keine zusätzliche Hardware (Treiber, Multiplexer etc.) erforderlich. Der **Eingabeteil** kann aus maximal 64 Zeichentasten und zwei Umschaltkontakten bestehen. Auf diese Art können 256 Zeichen ( $2 \times 2 \times 64$ ) unterschieden werden. Das Tasten- oder Schalterfeld wird periodisch abgefragt. Der **Ausgabeteil** kann im Multiplexbetrieb maximal

- 16 Sieben-Segmentanzeigen mit Dezimalpunkt (DP) oder
- 16 Sechzehn-Segmentanzeigen mit Punkt (DP) bzw. mit Doppelpunkt (DP, CO) ansteuern.

Bei Umcodierung des gesteckten PROMs besteht für den Anwender die Möglichkeit, auch **16 Vierzehn-Segmentanzeigen** anzuschließen. Die Anzeigen können entweder mit **gemeinsamer Anode** (Common Anode CA) oder **Kathode** (Common Cathode CC) betrieben werden.

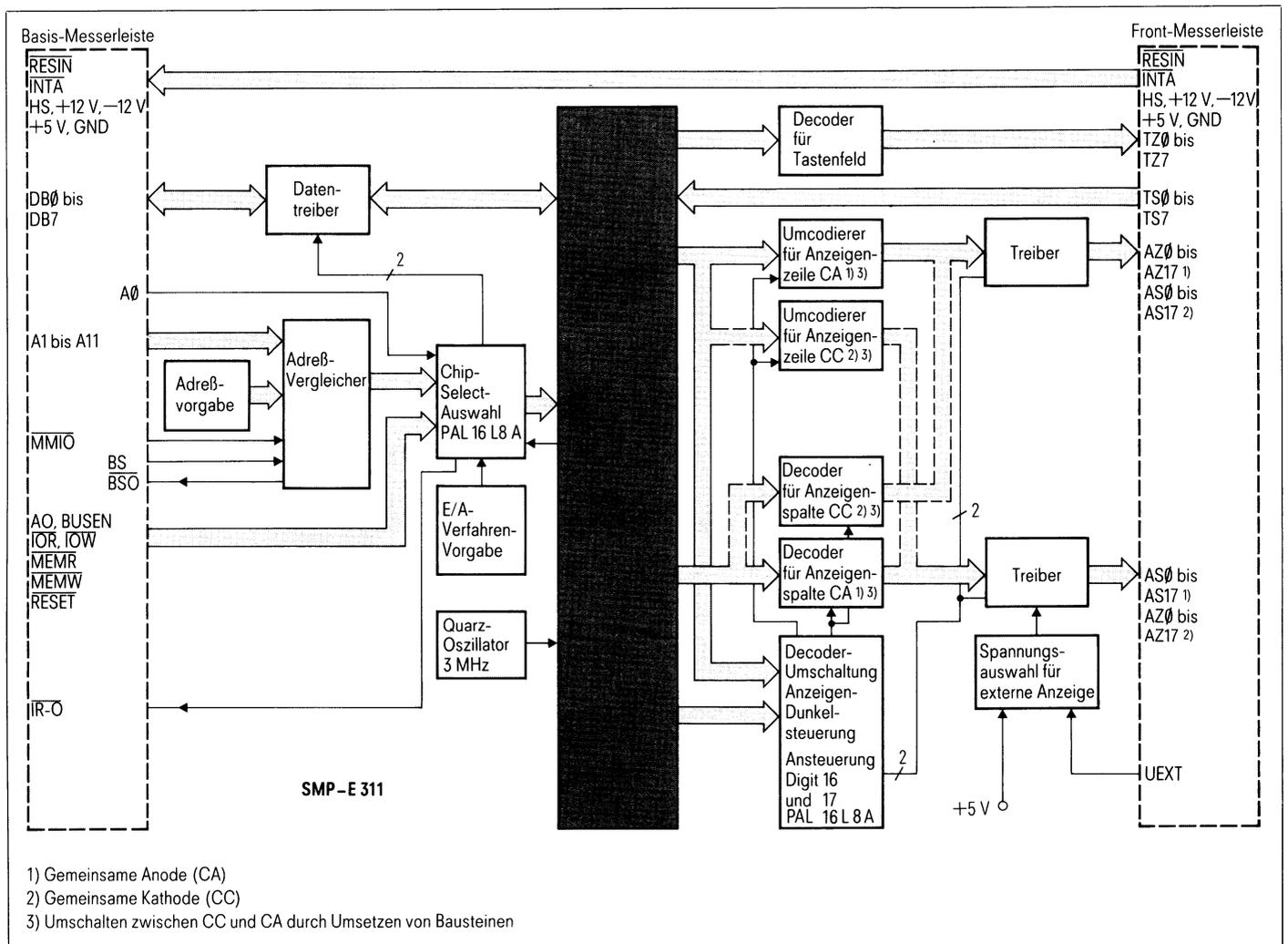


Bild 2 Blocksaltbild der Bedienfeldanschaltbaugruppe SMP-E311

Damit ist die Verwendung der am Markt üblichen alphanumerischen LED-Segmentanzeigen gewährleistet. Bei Auslieferung ist die Baugruppe für den Anschluß von Anzeigen mit gemeinsamer Anode (CA) vorbereitet. Zur Kommunikation mit der Zentraleinheit kann auf der Baugruppe das direkte oder das Speicher-Ein-/Ausgabeverfahren über Wrapstifte eingestellt werden. Der Adreßbereich der Baugruppe ist ebenfalls frei wählbar. Die Abfrage des Eingabeteils kann per Interrupt- oder Polling-Betrieb (Statusabfrage) erfolgen.

#### Besondere Merkmale der SMP-E311

- **Tastatur und Anzeigebaustein: SAB 8279-5,**
- **Ansteuerung von max. 16 Sieben-Segmentanzeigen oder 16 Sechzehn-Segmentanzeigen (alphanumerische Anzeigen),**
- **Ansteuerung der Anzeigen mit gemeinsamer Anode (CA) oder Kathode (CC) wählbar,**
- **Anschaltung von maximal 64 Zeichentasten und zwei Umschaltkontakten, d. h. insgesamt 256 verschiedene Eingabebefehle,**
- **SMP-Bus-Interface auf der Baugruppe,**
- **kompatibel zu allen Zentraleinheiten des SMP-Systems und zu AMS-M-Zentraleinheiten.**

Info-Nr. 285-6B

Typ  
Bestell-Nr.

SMP-E311  
C8451-A12-A70

Lieferhinweis:  
Kleine Stückzahlen sind kurzfristig lieferbar

## MS-DOS-SRI86 schafft die Verbindung: 16-bit-SME-Software läuft auch auf SMP-SYS900

Die auf den Mikrocomputersystemen SME (Siemens) oder MDS (Intel) eingesetzten Programme sind jetzt mit Hilfe von **MS-DOS-SRI86** auch auf den MC-Systemkomponenten für OEM-Anwender SMP-SYS900 unter dem Betriebssystem MS-DOS ablauffähig (s. Beitrag auf S. 89).

#### MS-DOS-SRI86

- **SRI (Standard Runtime Interface)** bildet die Systemschnittstelle **UDI (Universal Development Interface)** der Entwicklungssysteme SME/MDS (Serien III/IV) nach.
  - SRI unterstützt den Ablauf von Dienstprogrammen, Compilern und Anwenderprogrammen. Software, die auf den Entwicklungssystemen SME/MDS abläuft, ist zunächst mit Hilfe der Koppelsoftware PMS-EXCH auf SMP-SYS900 zu übertragen und ist dann unter SRI dort direkt ablauffähig.
  - SRI benutzt zum Zugriff auf Disketten das Betriebssystem MS-DOS. Dabei verwendet es die gleiche Datei-Directory-Struktur wie das MS-DOS-Betriebssystem. Dateien, die unter SRI bearbeitet wurden, sind daher direkt MS-DOS-kompatibel und können unter MS-DOS weiterverwendet werden. Das gleiche gilt auch umgekehrt. SRI wird, wie jedes andere MS-DOS-Programm, durch Eingabe seines Namens geladen und gestartet. Beim Programmaufruf kann wahlweise eine Kommandozeile an den SRI-Kommandointerpreter übergeben werden. Nach Abarbeitung der übergebenen Kommandos kehrt SRI automatisch zum Betriebssystem zurück. Somit kann Software, die auf den Siemens- oder Intel-Entwicklungssystemen SME/MDS entwickelt und eingesetzt wird, auch auf SMP-SYS900 ablaufen.
- Als besonderen Komfort bietet MS-DOS-SRI86 die Möglichkeit, direkt von SRI MS-DOS-Programme wie Betriebssystemkommandos (DIR, COPY), Dienstprogramme oder Anwenderprogramme aufzurufen, ohne daß SRI verlassen werden muß. MS-DOS-SRI86 hat zwei Einsprungpunkte, die über 8086-Software-Interrupts bedient werden. Die Anwender-

software kann damit die UDI-Systemroutinen benutzen. Die Systemroutinen können wie folgt klassifiziert werden:

- **Allgemeine Dienste, Kommandozeilen-Routinen,**
- **Speicherwaltungs-Routinen,**
- **Dateiverwaltungs-Routinen,**
- **Fehlerbehandlungs-Routinen.**

Prinzipiell ist somit die gesamte 16-bit-Software der SME-Serien III/IV auf SMP-SYS900 ablauffähig.

Info-Nr. 285-12 B

Typ  
Bestell-Nr.

MS-DOS-SRI86  
C 8256-A11-Axx

Lieferhinweis:  
Kurzfristig lieferbar

## Für hohe Ansprüche: Echtzeitbetriebssystem RMOS 2 mit SMP-SYS900 entwickeln

Vor allem Entwickler von Mikrorechnersystemen schätzen heute in der Meß-, Steuer- und Regeltechnik den Trend zu standardisierten Lösungen, angefangen bei der Hardware bis hin zu erprobten Echtzeitbetriebssystemen. Die Anwender stellen sich im wesentlichen dabei folgende Fragen:

### Warum ein Standard-Betriebssystem wie RMOS 2?

Die Softwarekosten eines MC-Systems nehmen auf Grund des vermehrten Einsatzes von Hochsprachen und der Komplexität der Steuerungsaufgaben den Hauptanteil an Entwicklungskosten ein. Der Senkung dieser Ausgaben muß daher größtes Augenmerk verliehen werden. Oft werden von Software-Ingenieuren unnötigerweise Systemroutinen und Treiber geschrieben, statt alleine branchenspezifisches Wissen in Form von Anwendersoftware auf bestehende Software aufzusetzen. Software wird heute selten von nur einer Person geschrieben, implementiert, getestet und gewartet, sondern man ist bestrebt, die Programme in modulare Teilaufgaben aufzuspalten. Hier kommt das **Echtzeitbetriebssystem RMOS 2** wie gerufen, da es standardisierte Schnittstellen für die einzelnen Programmierer zur Verfügung stellt. Beim Einsatz von RMOS 2 schlägt neben der erwähnten Geld- und Zeitersparnis noch die Wartungsfreundlichkeit zu Buche, da System- und Anwendersoftware streng getrennt sind.

Ein ebenso wichtiger Aspekt ist die Tatsache, daß RMOS 2 konfigurierbar ist, d. h. man kann es sich auf seine spezifische Aufgabe und Peripherie nach Maß zuschneiden. Der überschaubare Code ermöglicht rasches Verständnis und schnelle Einarbeitungszeiten durch den Anwender; und gerade weil dieses Betriebssystem in **Assembler 86** programmiert wurde, sind schnelle Reaktionszeiten gewährleistet, wie sie beispielsweise die Automatisierungstechnik fordert.

### Warum Standard-OEM-Komponenten wie SMP-SYS900?

Siemens begann 1976 mit dem Aufbau des Industrie-Standardbaugruppensystems SMP und ist damit den meisten Baugruppenherstellern ein Vorbild hinsichtlich Modularität (120 Hardware-Komponenten verfügbar), Qualität (gemessene Retouren innerhalb der letzten Geschäftsjahre kleiner 1%) und Marktakzeptanz.

Die Erfahrung hat gezeigt, daß bei den verschiedensten Mikrocomputeranwendungen jeweils gleiche Grundfunktionen eingesetzt werden, nämlich:

- CPU,
- Arbeitsspeicher,
- Systemsteuereinheit,
- Hintergrundspeicher (Diskette/Winchester),

- Erweiterungssteckplätze,
- Netzteil,
- Lüfter,
- Gehäuse.

Diese Grundfunktionen werden mit SMP-SYS voll abgedeckt. SMP-SYS ist eine neue Generation von MC-OEM-Produkten, die mikroprozessorgesteuerte Applikationen schneller und effektiver macht. Dieses System eignet sich wegen seiner modularen Struktur und Flexibilität sowohl als Kit für »Einsteiger« in die MC-Technik als auch als Basis für Serienprodukte in der professionellen Industrieautomatisierung. Die Basis für Erweiterung bildet das bewährte und weitverbreitete Siemens-Standard-Baugruppensystem SMP.

### Warum RMOS auf SMP-SYS900 entwickeln?

Wird nun RMOS 2 (als ideale Software für die Bereiche Messen, Steuern, Regeln) auf SMP-SYS900 (als bewährte Prozeßsteuerung) für die jeweilige MC-Applikation entwickelt, so kann man von einer idealen Kombination sprechen. Der Mikrocomputer-Entwicklungsplatz kann später als Steuerung dienen, sodaß der Softwareentwickler gleichzeitig an der späteren Zielhardware arbeitet. Das bisher übliche Umdenken entfällt damit und der Benutzer kann einmal gewonnenes Hardware- und Systemwissen immer wieder verwenden.

Es werden die Vorteile von RMOS2 mit den umfangreichen Möglichkeiten von SMP-SYS900 verknüpft.

Info-Nr. 285-14 B

#### Typ

**SMP-SYS900  
MC-OEM-System**

**RMOS  
Echtzeitbetriebssystem auf  
Disketten**

**Lieferhinweis:  
Kurzfristig lieferbar**

## Winchester-Disk-Laufwerk für PMS und SYS900

Die neue Winchester-Disk **PMS-W810-A1** ist ein schneller, peripherer Massenspeicher für die MC-Systeme PMS-T88D und SMP-SYS900/SYB88. Wegen ihrer Kompaktheit und der robusten mechanischen Konstruktion kann die Winchester-Disk bei der Softwareentwicklung sowohl stationär im Labor als auch vor Ort beim Programmtest und bei Integrationsarbeiten eingesetzt werden.

Die SCSI-Steuerbaugruppe **PMS-E346** bildet die Schnittstelle zwischen dem Mikrocomputersystem (PMS-T88D oder SMP-SYS900/SYB88) und der Winchester-Disk. Über diese Schnittstelle werden Daten, Kommandos und Statusinformationen ausgetauscht. Beim Ausschalten der Winchester-Disk werden die Schreib-/Leseköpfe automatisch gesichert. Dadurch ist es möglich, die Winchester-Disk ohne Gefährdung der Köpfe oder der Speicherplatten zu transportieren.

Standard sind drei Laufwerke, zwei davon mit einer Speicherkapazität von je 5 Mbyte und eines mit 1,05 Mbyte (insgesamt 11,05 MByte Kapazität pro Winchester formatiert). Die so festgelegten drei logischen Winchester-Laufwerke werden mit A, B und C angesprochen und die eingebauten Floppy-Disk-Laufwerke mit D: (statt A:) und E: (statt B:). Selbstverständlich hat der Benutzer die Möglichkeit, die Anzahl und Größe der einzelnen logischen Laufwerke auf der Winchester-Disk mittels eines mitgelieferten Dienstprogramms nach seinen Wünschen einzustellen.

Ein wesentlicher Vorteil liegt neben der hohen Speicherkapazität in der einfachen Update-Möglichkeit und in der deutlich höheren Arbeitsgeschwindigkeit der Winchester-Disk (im Vergleich zur Floppy Faktor 5).

An die SCSI-Steuerbaugruppe PMS-E346 können bis zu 4 Winchester-Disk-Laufwerke mit insgesamt 44,2 Mbyte formatierter Speicherkapazität angeschlossen werden.

Zur komfortablen und einfachen Bedienung wird die Winchester-Disk mit folgender Software geliefert:

- Angepaßtes CP/M-86 oder MDOS mit integriertem Winchester-Disk-Treiber,
- Programm zum Formatieren der Winchester-Disk (WDFORM),
- Programm zum Einteilen der Winchester-Disk in logische Laufwerke (WDINIT).

Das Dienstprogramm WDFORM formatiert die komplette Winchester-Disk und beschreibt zusätzlich einen Grundbereich mit Informationen über Anzahl und Lage eventuell defekter Spuren. Nach dem Formatieren wird automatisch das Dienstprogramm WDINIT aufgerufen (kann bei Neuorganisation der Winchester-Disk auch separat aufgerufen werden).

Mit dem interaktiven und gegen Fehlbedienung abgesicherten Dienstprogramm WDINIT legt der Benutzer Laufwerknummer/-namen und die logische Struktur der Winchester-Disk fest. Unter logischer Struktur wird dabei die Aufteilung des Winchester-Disk-Laufwerks in einzelne logische Laufwerke verstanden.

Die Winchester-Disk PMS-W810-A1 für PMS-T88D oder PMS-SYS900/SYB88 umfaßt ein Winchester-Disk-Laufwerk, die SCSI-Schnittstellen-Baugruppe PMS-E346, zwei Verbindungskabel, Literatur und Software.

Info-Nr. 285-13 B

## Ein leistungsstarkes »zweites Software- Bein«: Betriebssystem MS- DOS für SMP-SYS900

Weltweit findet MS-DOS als Betriebssystem vor allem für 16-bit-MC-Systeme immer größere Verbreitung und hat sich dabei als Quasi-Standard herausgebildet.

Als »zweites Software-Bein« bietet Siemens jetzt für die Anwender des MC-Systems SMP-SYS900 (OEM-Komponenten) außer der bekannten CP/M86-Variante auch das Betriebssystem **MS-DOS V2.11** für Anwendungen bei höheren Anforderungen an. Das MC-OEM-System SMP-SYS900 wird mit MS-DOS voraussichtlich ab Mitte 1985 lieferbar sein.

MS-DOS V2.11 ist ein sehr benutzerfreundliches Betriebssystem. Es enthält leicht verständliche Systemantworten und Fehlermeldungen. MS-DOS ist schnell, was vor allem auf einer effizienten Disketteneinteilung beruht und

zung elementarer XENIX-Dateiprozeduren und Systemaufrufe.

Zusammen mit den Grundkomponenten des SMP-SYS900 kann der Anwender mit dem Systembausatz SMP-SYS900-A1 jetzt MS-DOS einsetzen. Als SMP-SYB188-M1 wird das OEM-System bereits ab Werk als MS-DOS-System komplett geprüft geliefert.

### Software-Lieferumfang

Sowohl der Systembausatz als auch das komplett gelieferte System enthalten in der MS-DOS V2.11-Version die folgende Software:

- **Makroassembler Macro 86 (mit 8087-Unterstützung),**
- **Linker und Locater,**
- **Bibliotheksverwalter LIB,**
- **Texteditor VEDIT,**
- **Software-Debugger DEBUG.**

Info-Nr. 285-11B



#### Typ Bestell-Nr.

**PMS-W810-A  
C8117-A108-A1  
Winchester-Disk-Laufwerk**

**PMS-W810-A2  
C8117-A108-A2  
Winchester-Disk-Erweiterung**

**Lieferhinweis:  
Kurzfristig lieferbar**

einen schnellen, wahlfreien Zugriff erlaubt. Der Erfolg von MS-DOS ist vor allem auf den großen Umfang der inzwischen verfügbaren Anwenderprogramme zurückzuführen, die ständig in allen wichtigen Programmiersprachen erweitert werden.

Bedeutend für viele Anwender ist auch die Kompatibilität zu CP/M und die Verwendung von UNIX-/XENIX-ähnlichen Strukturen in MS-DOS. Dazu gehören die hierarchische Struktur des Inhaltsverzeichnisses, die Unterstüt-

#### Typ Bestell-Nr.

**SMP-SYS900-A1  
C 8117-A661-A1  
Basis-System-Komponente**

**SMP-SYB188-M1  
C 8117-A664-D1  
16-bit-Systembausatz mit MS-DOS**

**Lieferhinweis:  
Ab Mitte 1985 lieferbar**

## Neuer Vierfach-Leistungstreiber FZL 4141B mit Kurzschlußmeldeausgang

Die neuen Leistungstreiber **FZL 4141B** (0 bis 70 °C) und **FZL 4145B** (-25 bis +85 °C) lösen die bisherige Ausführung FZL 4141A und FZL 4145A ab.

Im einzelnen unterscheiden sich die Bausteine durch die Funktion am Anschluß 7. Die B-Ausführung weist hier einen Kurzschlußmeldeausgang (z. B. über LED-Anzeigen oder für die Auslösung von MC-Fehler Routinen bzw. Alarm) auf, die A-Ausführung einen Freigabeeingang. Im übrigen sind die Bausteine voll austauschbar. Wir bitten Sie, bei Neuentwicklungen nur noch die B-Typen einzusetzen. Die Preise für die A-Ausführung gelten gleichermaßen auch für die B-Typen. Die Q-Nummern sind ebenfalls identisch. Bitte informieren Sie sich in unserem Datenbuch 1985/86 »Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen«, S. 263 bis 270. Sie erhalten dieses Datenbuch unter der Bestell-Nr. B1-B3182 gegen eine Schutzgebühr von 20,- DM von der nächstgelegenen Zweigniederlassung (Vertrieb Bauteile) oder Landesgesellschaft.

Info-Nr. 285-7B

Typ  
Bestell-Nr.

**FZL 4141B**  
**Q67000-H2357**

**FZL 4145B**  
**Q67000-H2358**

Lieferhinweis:  
Als Schwerpunkttyp kurzfristig  
lieferbar

## Programmierbare 7×6-Diodenmatrix im SO-14-Gehäuse

Mit dem Typ **S 2353** steht eine neuentwickelte, bipolare Schaltung im SO-14-Kunststoffgehäuse zur Verfügung, die die aufwendige Verdrahtung bei Vorwahlschaltern reduziert. Anstelle des vielpoligen, verdrahteten Schalters tritt eine einpolige Ausführung. Schalter und Diodenmatrix werden in Reihe geschaltet.

Der S 2353 enthält 42 Dioden, die in einer 7 × 6-Matrix angeordnet sind. Eine NiCr-Sicherung ist zur Programmierung mit der Diode in Serie geschaltet. Das Bauelement kann als Codierer, Decodierer oder Umcodierer eingesetzt werden. Der elektrische Pegel wird nur um die Diodendurchlaßspannung verändert. Um eine unerwünschte Programmierung zu vermeiden, muß dieses Bauelement wie eine MOS-Schaltung behandelt werden. Für alle Anwendungsfälle, bei denen eine 7 × 6-Diodenmatrix nicht ausreicht, steht der MOS-Baustein **S 353** mit einer 10 × 16-Matrix im DIP-28-Gehäuse zur Verfügung (Bestell-Nr. Q67000-R109).

In Vorbereitung ist eine Ausführung mit einer 8 × 4-Matrixanordnung im Standard-DIL-Gehäuse mit 14 Anschlüssen. Die Bezeichnung ist S 1353 (Bestell-Nr. Q67000-Q262).

### Programmierbedingungen und einfache Programmierschaltung

Mit der im **Bild 1** gezeigten Schaltung ist ein Programmieren der Matrix wie folgt möglich:

1. MOS-Handhabung beachten.

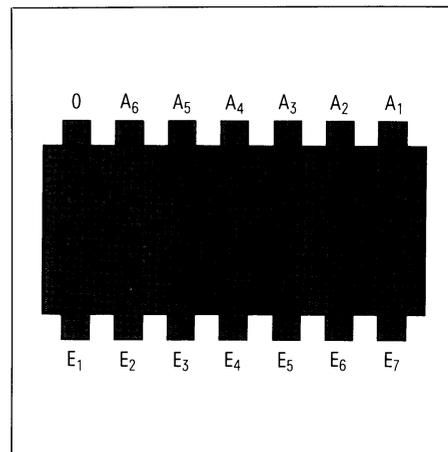


Bild 2 Anschlußbelegung der Diodenmatrix S 2353

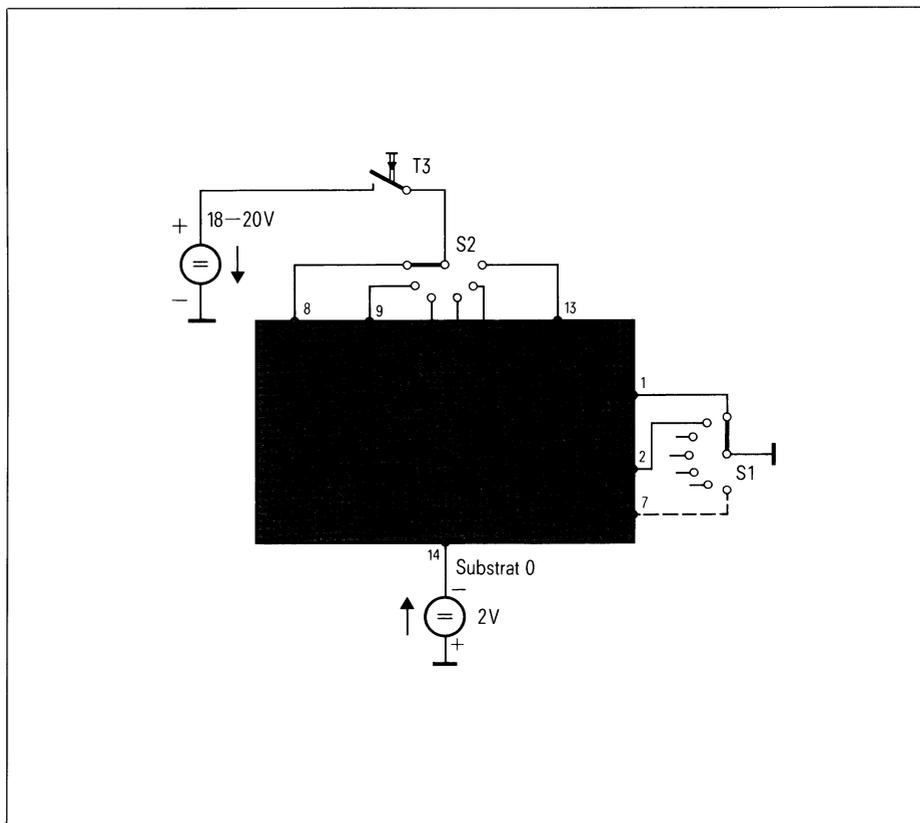


Bild 1 Programmierschaltung mit der bipolaren Schaltung S 2353

Technische Daten S 2353

Grenzdaten der Einzeldioden einschließlich Sicherung

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Sperrspannung	$U_R$	20		V
Durchlaßstrom	$I_F$		2	mA
Programmierstrom	$I_P$		70	mA
Umgebungstemperatur im Betrieb	$T_U$	-25	70	°C
Zulässige Spannung zwischen E und 0, A und 0 <sup>1)</sup>	$U_{E0}, U_{A0}$	0	20	V

Elektrische Kenndaten der Einzeldioden einschließlich Sicherung  $T_U = 25^\circ\text{C}$ , wenn nicht anders angegeben

	Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ.	obere Grenze A	
Sperrspannung	$U_R$	$I_R = 100 \mu\text{A}$	20		V
Durchlaßspannung	$U_F$	$I_F = 1 \text{ mA}$		1,5	V
Sperrstrom E-A	$I_R$	$U_R = 10 \text{ V}$		100	nA
Sperrstrom E-0 <sup>2)</sup>	$I_{R0}$	$U_E = 10 \text{ V}$		500	nA
Programmierstrom	$I_P$	$U_A = 20 \text{ V}$ $U_E = 0 \text{ V}$ $U_0 = -2 \text{ V}$ $ U_A - U_E  \leq 5 \text{ V}$	50	70	mA
Widerstand der vorschriftsmäßig programmierten Sicherung	$R$				MΩ
Kapazität E-A	$C$	$U_R = 2 \text{ V}$	6	9	pF
Erholzeit	$t_{RR}$	$I_F = 200 \mu\text{A}$ $U_{Rmax} = 2 \text{ V}$ $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ $U_R = 0 \text{ V}$	13	25	ns

<sup>1)</sup>  $U_0 \leq U_E, U_A$ ; Beispiel: wenn  $U_E, U_A$  positiv sind, ist 0 (Anschluß 14) auf Masse zu legen  
<sup>2)</sup> Sperrstrom einer Substratdiode

- Anschluß 14 (Substrat) über eine 2-V-Spannungsquelle mit Masse verbinden.
- Mit Schalter S1 gewünschten Eingang (E<sub>1</sub> bis E<sub>7</sub>) auf Masse legen.
- Mit Schalter S2 gewünschten Ausgang (A<sub>1</sub> bis A<sub>6</sub>) auswählen.
- Mit Taster T3 Programmiervorgang auslösen.
- Die angegebene Spannungsquelle mit 18 bis 20 V muß für eine Last von mindestens 300 Ω (Sicherungswiderstand) geeignet sein und eine Anstiegszeit von wenigstens 1 μs (0 auf 20 V) haben.
- Es darf immer nur jeweils eine Sicherung programmiert werden.
- Für die Programmierung ist eine Stromimpulsdauer von 5 bis 10 ms ausreichend.

Info-Nr. 285-2 B

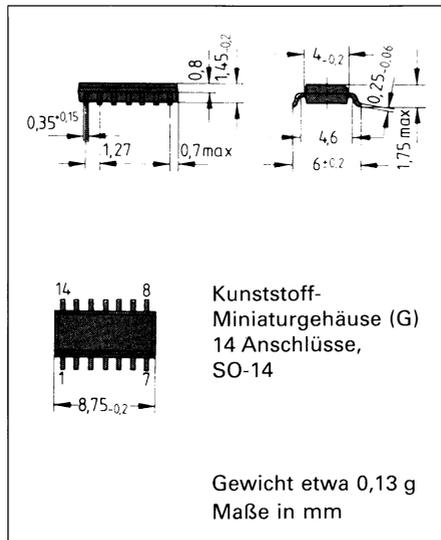


Bild 3 Maßbild des S 2353

Typ Bestell-Nr.	Gehäuse
S 2353 Q67000-R198	SO-14
<b>Lieferhinweis:</b> Kurzfristig lieferbar	

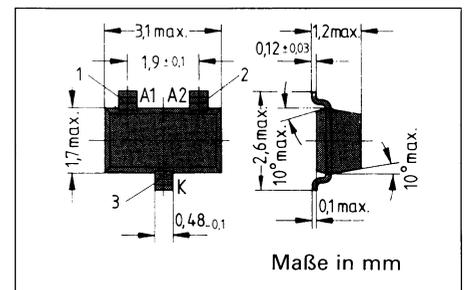
## Für FM-Tuner: BB 804 – eine Silizium-Zweifach-FM-Abstimm-diode für Oberflächenmontage

Auch in der Autoradioproduktion geht man Zug um Zug auf die Oberflächenmontage über, um die niedrigen Produktionskosten und höheren Packungsdichten für die einzelnen Baugruppen auszunutzen. Die Vorteile der Oberflächenmontage kommen durch neuentwickelte Bauelemente jetzt auch für die Tuner voll zur Geltung. Neben den hierfür erforderlichen HF-Transistoren und MOS-Tetroden stellen wir für den Einsatz in SMD-Tunern die neue Silizium-Zweifach-FM-Abstimm-diode **BB 804** im SOT-23-Gehäuse vor. Diese FM-Abstimm-diode wurde aus dem bewährten Typ BB 304 im TO-92-Gehäuse entwickelt und hat deshalb gleiche Kapazitätsdaten und -gruppierungen.

Technische Kurzdaten je Einzeldiode BB 804

Sperrspannung	$U_R$	$\geq 18 \text{ V}$
Sperrstrom ( $U_R = 16 \text{ V}$ )	$I_R$	$\leq 20 \text{ nA}$
Kapazität ( $U_R = 2 \text{ V}$ ; $f = 1 \text{ MHz}$ )	$C_D$	42 bis 47,5 pF
Kapazitätsverhältnis ( $f = 1 \text{ MHz}$ )	$\frac{C_{D2V}}{C_{D8V}}$	typ. 1,7

Info-Nr. 285-10 B



Maßbild der Diode BB 804

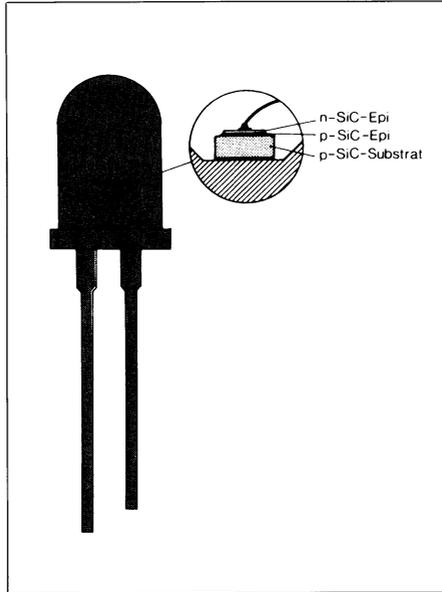
Typ Bestell-Nr.
BB 804 Q62702-B328
<b>Lieferhinweis:</b> Kurzfristig lieferbar

# Blue »Highlight« in Optoelectronics: SiC-Blaulichtdiode LB 5410

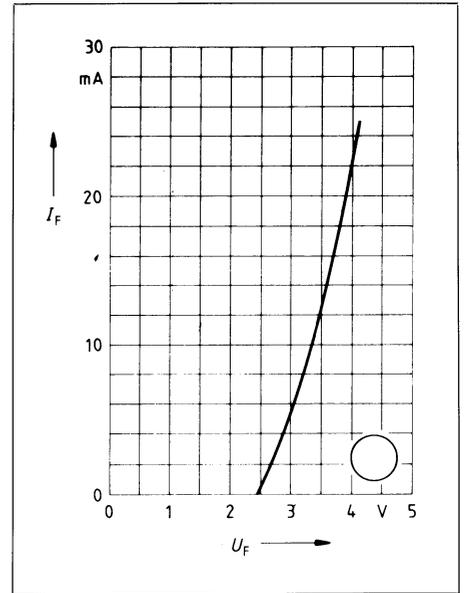
LEDs haben als Indikatoren und 7-Segmentanzeigen aufgrund ihrer hervorragenden Eigenschaften, wie hohe mechanische Stabilität, niedrige Betriebsspannung, Kompatibilität mit Halbleiteransteuerschaltungen, niedrige Betriebstemperatur und lange Lebensdauer, in der Elektronik eine breite Anwendung gefunden. Sie stehen in den Farben Rot, Super-rot, Gelb und Grün als Massenprodukt zur Verfügung. Als Halbleitermaterialien werden III-V-Verbindungen, wie Galliumarsenidphosphid ( $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ ), Galliumphosphid (GaP) und neuerdings – zwar in nur geringerem Umfang – auch Galliumaluminiumarsenid ( $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ ), eingesetzt. Eine Ausweitung des Farbspektrums von LEDs in den blauen Spektralbereich wurde seit langem von den Anwendern gewünscht. Siliziumkarbid (SiC) ist bis heute das einzige Material, das reproduzierbar p- und n-dotierbar ist und den für eine Emission im blauen Spektralbereich geeigneten Bandabstand hat. Die Grundlagen für SiC-Blaulicht-Lumineszenzdioden wurden in Großbritannien, der UdSSR, in Japan und in der Bundesrepublik Deutschland an der TU Hannover (Prof. v. Münch) erarbeitet. Aufbauend auf den Arbeiten an der TU-Hannover wurde im Forschungslabor der Siemens AG die Entwicklung von SiC-Blaulichtdioden weitergeführt, wobei Dioden mit den höchsten bisher bekannten Wirkungsgraden realisiert wurden.

## Technologie und Aufbau von SiC-Lumineszenzdioden

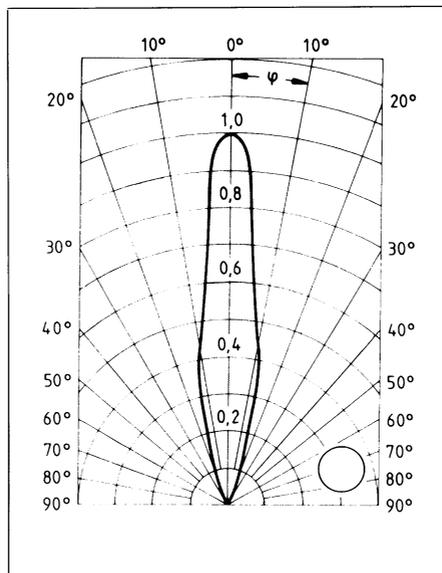
Wie bei allen Lumineszenzdioden besteht auch bei SiC-Lumineszenzdioden die lichtaktive Zone aus epitaktischem, einkristallinem Material, welches auf einen p-leitenden Substratkristall abgeschieden wird. Die Abscheidung erfolgt aus einer mit Kohlenstoff gesättigten Si-Schmelze (Flüssigphasenepitaxie) bei Temperaturen zwischen 1600 und 1700 °C, wobei die p-leitende Schicht mit Aluminium und die n-leitende Schicht zusätzlich mit Stickstoff dotiert wird. Die Kontaktierung und der Diodenaufbau erfolgen mit den bei der LED-Herstellung üblichen Technologien. Der Aufbau einer SiC-Lumineszenzdiode ist in **Bild 1** gezeigt.



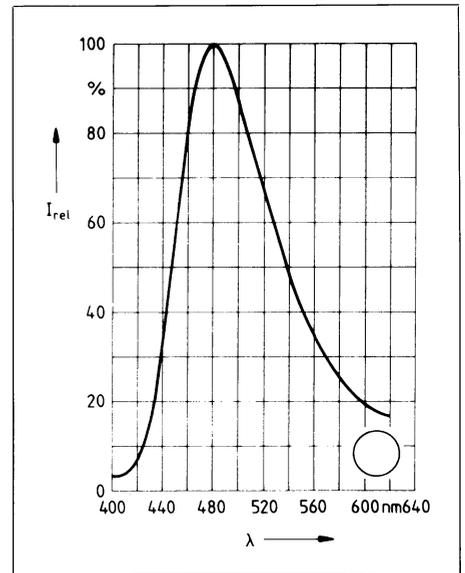
**Bild 1 Schematischer Aufbau einer SiC-LED mit einem Durchmesser von 5 mm. Ausschnitt: SiC-Chip mit Epitaxieschichten (Epi)**



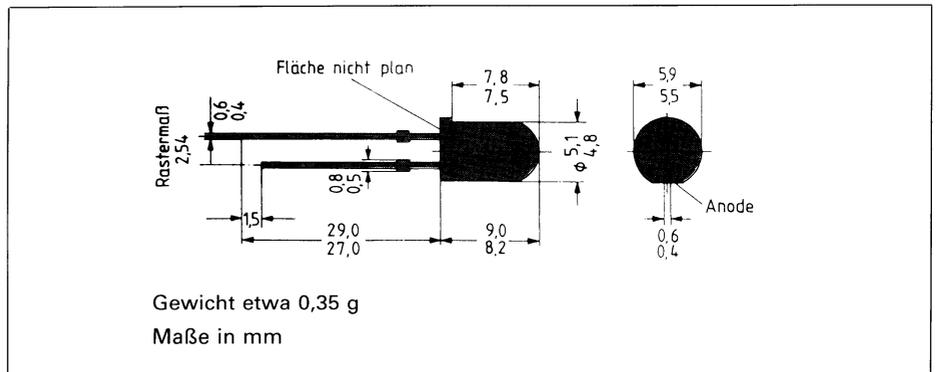
**Bild 2 Durchlaßstrom  $I_F = f(U_F)$**



**Bild 3 Abstrahlungscharakteristik  $I_{rel.} = f(\varphi)$**



**Bild 4 Relative spektrale Emission  $I_{rel.} = f(\lambda)$**



**Bild 5 Maßbild der SiC-Diode LB 5410**

## Kurzdaten der LB 5410

Grenzdaten		
Sperrspannung ( $I_R = 10 \mu\text{A}$ )	$U_R$	1 V
Durchlaßstrom	$I_F$	25 mA
Lagertemperatur	$T_S$	-55 bis +100 °C
Verlustleistung	$P_{\text{tot}}$	150 mW
Wärmewiderstand (Sperrschicht/ Luft)	$R_{\text{thJU}}$	500 K/W
Sperrschicht- temperatur	$T_c$	100 °C
Kenndaten ( $T_U = +25 \text{ °C}$ )		
Wellenlänge des emittierten Lichtes	$\lambda_{\text{peak}}$	480 nm
Öffnungspegel (Vollwinkel; 50% von $I_V$ )	$\varphi$	16 Grad
Durchlaßspannung ( $I_F = 20 \text{ mA}$ )	$U_F$	4 ( $\leq 8$ ) V
Lichtstärke ( $I_F = 20 \text{ mA}$ )	$I_V$	$\geq 2,5$ (typ. 4) mcd

Neben den im Vergleich zu anderen Halbleitermaterialien hohen Prozeßtemperaturen besteht das wesentliche Problem der SiC-Lumineszenzdioden-Technologie im Fehlen großflächiger Substratkristalle – einer für geringe Herstellkosten unabdingbaren Notwendigkeit. Bislang hat man sich damit geholfen, aus Kristalldrüsen, wie sie bei der großindustriellen Synthese von SiC für die Schleifpulverherstellung unkontrolliert anfallen, kleine Kristallplättchen der geeigneten Modifikation her auszubereiten, deren Durchmesser aber nicht über 10 bis 14 mm liegt. Dieses Verfahren hat den großen Nachteil, daß die Ausbeute an geeigneten Substratkristallen nur sehr klein ist. Inzwischen ist man bei Siemens einen wesentlichen Schritt weitergekommen: Es gelang, in einem neu entwickelten Prozeß durch Sublimation mit nachfolgender Kondensation auf einem Keim Einkristalle mit 15 mm Durchmesser und 25 mm Länge – daraus ergeben sich etwa 30 Substratscheiben – herzustellen. Diese Technologie ist zwar immer noch wesentlich aufwendiger als die Technologie von III-V-Halbleitern, so daß vorläufig nicht damit gerechnet werden kann, daß Blaulichtdioden aus SiC den Preis üblicher LEDs erreichen werden, auf der anderen Seite ist hiermit jedoch ein wesentlicher Schritt in Richtung einer Massenfertigung getan.

## Technische Daten

Die Dioden haben bei 20 mA Diodenstrom eine Lichtstärke von typisch 4 ( $\geq 2,5$ ) mcd. Die Stromspannungskennlinie zeigt **Bild 2**. Der Öffnungswinkel beträgt 16 Grad (**Bild 3**) und die Wellenlänge des emittierenden Lichtes  $\lambda_{\text{peak}}$  beträgt 480 nm (**Bild 4**). Das 5-mm-Kunststoffgehäuse hat eine farblose, klare Vergußmasse.

## Besondere Eigenschaften der SiC-Blaulichtdioden

- Reine 480-nm-Strahlung mit hoher Reproduzierbarkeit,
- sehr hohe Langzeitkonstanz,
- Eignung für Pulsbetrieb,
- modulierbar bis 500 kHz,
- geringe Durchlaßspannung.

## Anwendungen

Die Blaulichtdiode **LB 5410** ist besonders für den physikalisch-technischen Anwendungsbereich prädestiniert, z. B. als

- **Strahlungsquelle in der Spektroskopie, der Biophysik, im medizinischen Bereich (z. B. ophthalmologische Diagnostik) oder als**
- **Eich- bzw. Referenzlichtquelle in der Film-, TV- und Videotechnik.**

Info-Nr. 285-8 B

Typ  
Bestell-Nr.

LB 5410  
Q68000-A5700

Lieferhinweis:  
Kleine Stückzahlen sind kurzfristig  
lieferbar

## Kompatibel zu CMOS-, MOS-, und Bipolar-ICs: SITAC – der Halbleiter-AC-Lastschalter mit galvanischer Trennung

Mit dem neuen, universell einsetzbaren AC-Lastschalter **SITAC®** (**SITAC = Siemens Isolated Triac AC switch**) wird die Schnittstelle zwischen Mikroelektronik und Leistungselektronik, d. h. am Netz betriebene Verbraucher, noch einfacher und kostengünstiger. Eine wesentliche Forderung, die galvanische Trennung zwischen Steuer- und Lastkreise, wird vom SITAC durch das verwendete Infrarot-Optokopplerprinzip erfüllt. Ein Steuergleichstrom von nur 2 mA (Zündstromklasse H) oder 5 mA (Zündstromklasse M) reicht für die einseitige Infrarot-Lumineszenzdiode (IRED) aus, um den Triac sicher einzuschalten. Wechselströme bis 300 mA (eff.) können direkt geschaltet werden (220 V/66 VA). Für größere Leistungen kann man den SITAC vorteilhaft als Treiber für nachgeschaltete Großleistungsthyristoren und -module einsetzen (s. »Unser Schaltbeispiel« in diesem Heft). Die periodischen Spitzenspannungen betragen 400 V (**BRT 11**) oder 600 V (**BRT 12, 22**). Der SITAC wird im DIP-6-Kunststoffgehäuse für einen Temperaturbereich von -40 bis +100 °C geliefert und ist mit integriertem Nullspannungsschalter (**BRT 22**) oder ohne diesen (**BRT 11, 12**) erhältlich.

### Der SITAC zeichnet sich durch folgende Eigenschaften besonders aus:

- **Voll IC-kompatibel:**  
Die hohe Zündempfindlichkeit macht den SITAC für CMOS-, MOS- und Bipolar-ICs, für »positive« oder »negative« Logik gleichermaßen geeignet. Sowohl die Anode als auch die Kathode der im SITAC befindlichen IRED sind frei beschaltbar. Eine Seite dieser Diode wird mit dem IC-Ausgang, die andere über einen Vorwiderstand mit der Versorgungsspannung so verbunden, daß im Low-Zustand des IC-Ausgangs der erforderliche Zündstrom in Durchlaßrichtung durch die IRED fließt. Da die Treiberausgänge von z. B. Mikroprozessoren auf Low schalten, wenn weitere Funktionen ausgelöst werden sollen (aktiv = Low), führt die IRED in diesem Fall Strom und der SITAC schaltet ein. Zusätzliche Inverterstufen sind daher nicht erforderlich.

**Technische Kurzdaten des SITAC BRT 11, BRT 12, BRT 22**

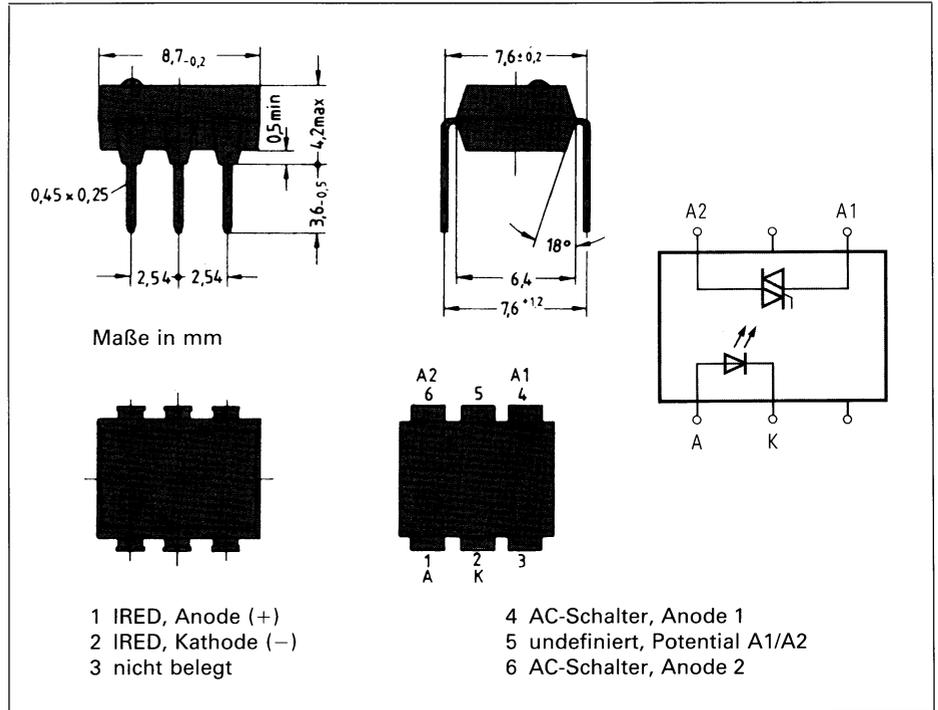
Absolute Grenzdaten ( $T_j = +25\text{ }^\circ\text{C}$ )		
<b>Zündkreis (IRED)</b>		
Sperrspannung (IRED)	$U_R$	6 V
Durchlaßstrom	$I_F$	20 mA
Stoßstromgrenzwert ( $t \leq 10\text{ }\mu\text{s}$ )	$I_{FSM}$	1,5 A
<b>AC-Schalter</b>		
Verlustleistung	$P_{tot}$	500 mW
Spitzensperrspannung	$U_{DRM}/U_{RRM}$	400 V (BRT 11) 600 V (BRT 12, BRT 22)
Grenzeffektivstrom	$I_{TRMS}$	300 mA
Stoßstromgrenzwert ( $t = 10\text{ ms}$ , Sinushalbwellen 50 Hz; $U_R = 0\text{ V}$ )	$I_{TSM}$	3 A
Kenndaten ( $T_j = +25\text{ }^\circ\text{C}$ )		
<b>Zündkreis</b>		
Zündstrom, max. Typ H		2 mA
Typ M		5 mA
Durchlaßspannung, max. ( $I_F = 10\text{ mA}$ )		1,5 V
<b>AC-Schalter</b>		
Spannungsteilheit, min.	$du/dt_{cr}$	$T_j = +25\text{ }^\circ\text{C}$ 10000 V/ $\mu\text{s}$ $T_j = +80\text{ }^\circ\text{C}$ 2000 V/ $\mu\text{s}$
Stromsteilheit, min.	$di/dt_{cr}$	10 A/ $\mu\text{s}$
Durchlaßspannung, max. ( $I_{TRMS} = 0,3\text{ A}$ )	$U_T$	2,3 V
Oberer Haltestrom	$I_H$	
typ.		0,1 mA
max.		1 mA
Isolationsprüfgleichspannung ( $t = 1\text{ min}$ ) bezogen auf Normklima 23/50 DIN 50014 Bezugswechselspannung nach DIN 57883, 6.80 Bezugsgleichspannung bzw. VDE 0883, 6.80	$U_{is}$	5300 V
Kriechstrecke $s$ (Last-/Steuerkreis)		8,2 mm
Kapazität $C$ (Ein-/Ausgang)		max. 2 pF
Betriebsbereich	$T_U$	-40 bis +100 $^\circ\text{C}$
Feuchteklasse (nach DIN 40040)		F
Mit integriertem Nullspannungsschalter: BRT 22		

- Hohe Zündempfindlichkeit: 2 mA (Zündstromklasse H) 5 mA (Zündstromklasse M).
- Hohe Isolationsprüfspannung: 5300 V (DC) zwischen Steuer- und Lastkreis für den sicheren Betrieb am 220-V-Netz.
- Universeller Einsatz: Hohe kritische Spannungs- und Stromsteilheiten von 10000 V/ $\mu\text{s}$  bzw. 10 A/ $\mu\text{s}$  ( $T_j = +25\text{ }^\circ\text{C}$ ). Damit ist der SITAC sowohl gegen die beim schnellen Schalten von Netzlasten auftretenden

steilen Spannungs- und Stromflanken als auch gegen die möglicherweise von außen kommenden Störeinflüsse (z. B. beim sprungartigen Anlegen der Netzspannung oder bei Störspannungen auf dem Netz) zuverlässig geschützt. RC-Beschaltungen am Ausgang sind daher nicht mehr erforderlich.

- Funkstörarmes Schalten: Integrierter Nullspannungsschalter (BRT 22).

**Info-Nr. 285-1B**



**Maßbild und Anschlußbelegung des SITAC**

Typ Bestell-Nr.	Sperrspannung		Nullspannungsschalter	
	400 V	600 V	mit	ohne
BRT 11H C67079-A1000-A6	×			×
BRT 11M C67079-A1000-A10	×			×
BRT 12H C67079-A1001-A6		×		×
BRT 12M C67079-A1001-A10		×		×
BRT 22H C67079-A1021-A6		×	×	
BRT 22M C67079-A1021-A10		×	×	

**H am Schluß der Typenbezeichnung: Zündstrom 2 mA**  
**M am Schluß der Typenbezeichnung: Zündstrom 5 mA**  
**BRT 22: mit integriertem Nullpunktschalter**

**Lieferhinweis:**  
**Musterstückzahlen sind ab Mai 1985 lieferbar**

## Neue Dual-Gate-MOS-Feldeffekt-Tetroden BF 965 und BF 997 mit unterdrückter Schwingneigung für CATV/VHF-Vorstufen in Fernsehfernern

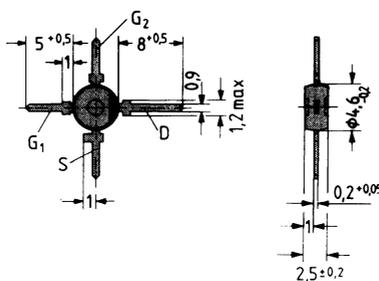
In der VHF-Vorstufe von Fernsehfernern werden häufig parasitäre Schwingungen festgestellt, die im Frequenzbereich deutlich über der Empfangsfrequenz liegen. Diese unerwünschten Schwingungen entstehen durch aufbaubedingte, parasitäre Schwingkreise, die in der Umgebung des Vorstufentransistors zu finden sind. Sofern die Güte dieser Schwingkreise ausreichend hoch ist, bilden sich parasitäre Schwingungen im Bereich von 1 bis 2 GHz aus. Üblicherweise werden die parasitären Schwingkreise mittels Ferritperlen über dem G2- oder D-Anschluß der MOS-Tetrode so bedämpft, daß eine Schwingung vermieden wird. Diese Maßnahme verursacht dem Kunden neben den zusätzlichen Kosten für eine Ferritperle auch Kosten für die Bestückung und einen etwas größeren Platzbedarf beim Layout.

**Eingehend auf diese Problematik haben wir in unsere bewährten MOS-Tetroden BF 964S/BF 994S ein Netzwerk integriert, welches im Bereich der Betriebsfrequenz bis 500 MHz nicht wirksam ist, jedoch oberhalb 1 GHz stark dämpft und so die unerwünschten Schwingungen verhindert.** Der neuentwickelte **BF 965** im X-Plast-Gehäuse ist ohne Veränderung der bestehenden Schaltung gegen den BF 964S austauschbar, wobei im Empfangsteil keine Veränderung der Vor-

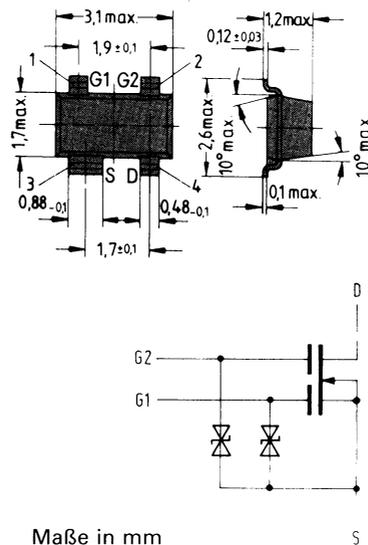
### Technische Kurzdaten der BF 965/BF 997

Drain-Source-Spannung	$U_{DS} \leq 20 \text{ V}$
Drainstrom	$I_D \leq 30 \text{ mA}$
Verlustleistung ( $T_U = +60 \text{ }^\circ\text{C}$ )	$P_{tot} \leq 200 \text{ mW}$
Vorwärts-Steilheit ( $U_{DS} = 15 \text{ V}$ ; $I_D = 10 \text{ mA}$ ; $U_{G2S} = 4 \text{ V}$ ; $f = 1 \text{ kHz}$ )	$g_{fs} \quad 18 \text{ mS}$
Leistungsverstärkung ( $U_{DS} = 15 \text{ V}$ ; $I_D = 10 \text{ mA}$ ; $f = 200 \text{ MHz}$ ; $G_G = 2 \text{ mS}$ ; $G_z = 0,5 \text{ mS}$ )	$V_{PS} \quad 25 \text{ dB}$
Rauschzahl ( $U_{DS} = 15 \text{ V}$ ; $I_D = 10 \text{ mA}$ ; $f = 200 \text{ MHz}$ ; $G_G = 2 \text{ mS}$ ; $G_z = 0,5 \text{ mS}$ )	$F \quad 1 \text{ dB}$

BF 965 im X-Plast-Gehäuse



BF 997 im SOT-143-Gehäuse



Maßbilder

stufeneigenschaften gegenüber Ausführungen mit dem BF 964S auftritt.

### SMD-Tuner

Besonders wichtig ist diese Neuerung im Hinblick auf die heute in Entwicklung befindlichen SMD-Tuner, die mit Bauelementen im SOT-143-Gehäuse bestückt werden. Bei SOT-143-Gehäusen lassen sich keine Ferritperlen verwenden, man muß hier durch eine aufwendige äußere Beschaltung eine Schwingunterdrückung vorsehen, die nicht ohne Einfluß auf die gesamte Charakteristik der Vorstufe ist. Dieser besondere Entwicklungsaufwand und die Kosten für die zusätzlichen Teile werden hinfällig beim Einsatz der MOS-Tetrode **BF 997** im SOT-143-Gehäuse mit Schwingunterdrückung, die alle oben beschriebenen Eigenschaften des BF 965 enthält und selbstverständlich voll austauschbar gegen BF 994S ist.

Info-Nr. 285-9 B

Typ Bestell-Nr.	Gehäuse
BF 965 Q62702-F660	X-Plast
BF 997 Q62702-F993	SOT-143

**Lieferhinweis:**  
Kleine Stückzahlen sind kurzfristig lieferbar

## Kartenrelais E weiterentwickelt

Das Kartenrelais E für Gleichspannung, neutral, monostabil, wurde weiterentwickelt.

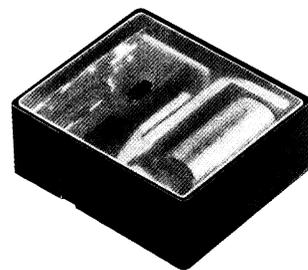
Das Relais unterscheidet sich von der bisher gelieferten Ausführung V23027-... dadurch, daß am Gehäuse und am Deckel, das Joch (gleichbedeutend mit Masse) nicht mehr berührbar ist.

Die Kennwerte, Abmessungen und Kontaktanschlüsse bleiben unverändert.

Die für den Typ V23027-... bereits vorliegenden Zulassungen werden bei der weiterentwickelten Variante V23127-... neu eingereicht.

Das Relais ist etwa ab April 1985 lieferbar.

Info-Nr. 285-18 N



Kartenrelais E, Ausführung V23127-...

Typ	Bestell-Nr.
Kartenrelais E	V23127-...

**Lieferhinweis:**  
Ab April 1985 in etwa 4 Wochen lieferbar

## Neue Erdfunkstelle der Deutschen Bundespost in Fuchsstadt

Am 10. Dezember 1984 feierte die Deutsche Bundespost Richtfest ihrer neuen Erdfunkstelle Fuchsstadt bei Bad Kissingen. Zwei neue Antennenanlagen werden dort errichtet, um dem ständig steigenden Bedarf an interkontinentalen Nachrichtenverbindungen auch künftig Rechnung zu tragen. Wie schon bei der Erdfunkstelle Raisting (Oberbayern) mit ihren fünf Antennenanlagen ist Siemens auch für die beiden ersten Anlagen in Fuchsstadt Hauptauftragnehmer.

Vor rund einem Jahr hat die Deutsche Bundespost der Siemens AG als Generalunternehmer den Auftrag erteilt, zwei Intelsat-Standard-A-Antennenanlagen für die neue Erdfunkstelle Fuchsstadt (Unterfranken) zu errichten. Der Gesamtauftragswert beträgt etwa 76 Mio. DM. Jede der beiden Antennenanlagen hat einen 32-m-Parabolreflektor auf einem Antennengebäude, in dem sich die nachrichtentechnischen Spezialgeräte für die Verbindung zum Satelliten sowie die Einrichtungen zur Antennennachführung befinden. Die Reflektoren mit einem Gewicht von jeweils etwa 100 t werden aus Kostengründen vollständig am Boden montiert und mit Hilfe eines Spezialkranes auf das Antennengebäude gehoben. Die Deutsche Bundespost baut Fuchsstadt – neben Raisting in Oberbayern und Usingen im Taunus – zu einer weiteren großen Erdfunkstelle aus. Auch die beiden neuen Antennenanlagen im fränkischen Saaletal werden interkontinentalen Nachrichtenverkehr über Intelsat-V-Satelliten abwickeln, die in rund 36000 km Höhe über dem Atlantischen und dem Indischen Ozean positioniert sind. Die Anlagen werden im Frequenzbereich um 6 GHz in Richtung zum Satelliten und im Bereich um 4 GHz in der umgekehrten Richtung arbeiten und dabei Sprach-, Daten- und TV-Signale übertragen. Die Inbetriebnahme der ersten Antennenanlage ist im Frühjahr, die der zweiten im Sommer 1985 geplant.

## Veröffentlichungen in anderen Fachzeitschriften

Freundel, P.:

### **Leistungs-MOSFETs oder Bipolar-Transistoren? Elektronik Heft 5, 9. 3. 1984, Seite 74 bis 78**

Enthusiastische Berichte werden über die Wunder veröffentlicht, die Leistungs-MOSFETs in Antriebsschaltungen vollbringen können. Als Antwort folgen Meldungen der Bipolartransistor-Hersteller über die Erweiterung der sicheren Arbeitsbereiche ihrer Bauelemente, über vereinfachte Schutzbeschaltungen und über massive Preisreduktionen. Obwohl man erwartet, daß die Preise der Leistungs-MOSFETs in den nächsten Jahren sich denen der bipolaren Transistoren angleichen werden – was eine Entscheidung für den einen oder anderen Transistor erleichtert – muß der Entwickler einer Antriebsschaltung Vorteile und Grenzen des Leistungs-MOSFETs im Vergleich zum bipolaren Transistor genau kennen. Nur so kann er eine kostenoptimierte Antriebsschaltung entwickeln. Das bloße Ersetzen eines bipolaren Transistors durch einen Leistungs-MOSFET in einer bestehenden Schaltung wird immer ein unbefriedigendes Ergebnis bringen.

Grasmann, L.:

### **Reinstwassererzeugung in der Elektronikindustrie – Erfahrungen mit Ionenaustauschverfahren Chemische Rundschau 37 (4. Juli 1984) Nr. 27, Seite 12 bis 13**

Ionenaustauscher werden im Gleich- und Gegenstromverfahren, quasi-kontinuierlichen Betrieb und Schwebebett dargestellt. Die drei Systeme werden miteinander in den spezifischen Daten verglichen und qualitativ bewertet. Auch eine Mischbetanlage mit externer Regeneration wird beschrieben, sowie die Reinstwassererzeugung mit UV-Bestrahlung, Endreinigungsfilter und Netzbetrieb mit Kreislaufführung des Wassers.

Feger, O.; Stärk, J.; Storandt, S.:

### **Einchip-Mikrocomputer für Steuerungs- und Regelungsaufgaben Elektronik Heft 21, 19. 10. 1984, Seite 67 bis 72**

Unter der Typenbezeichnung SAB 80515 entwickelte Siemens das bisher leistungsfähigste Mitglied der 8051-Familie, das weitgehend aufwärtskompatibel zum Typ SAB 8051 ist. Zusätzliche integrierte Funktionsgruppen eröffnen ein breites Spektrum neuer Anwendungen, die sich kostengünstig abdecken lassen. Der Beitrag gibt hierüber einen praxisbezogenen Überblick.

Wurnik, F.; Pelloth, W.

### **Zuverlässigkeit von integrierten Schaltungen Nachrichtentechnische Zeitschrift 37 (1984) Heft 11, Seite 710 bis 716**

Eines der wichtigsten Qualitätsmerkmale integrierter Schaltungen ist die Betriebszuverlässigkeit. Sie wird durch die Ausfallrate beschrieben, d. h. durch die Anzahl der Ausfälle pro Stunde, die im Laufe der Betriebszeit der Bauelemente statistisch zu erwarten sind. Die Hersteller integrierter Schaltungen ermitteln die Ausfallraten verschiedener Typenfamilien in aufwendigen Lebensdaueruntersuchungen. Die dabei auftretenden Ausfälle müssen sorgfältig untersucht werden, da verschiedenen Fehlermechanismen unterschiedliche Temperaturbeschleunigungsfaktoren zuzuordnen sind.

<p>Luschnig, W.; Meister, W. <b>SIEMENS</b>  <b>Ultraschneller DA-Umsetzer SDA 8005</b>          5 Bilder, 1 Schrifttumsangabe  <b>Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 56 bis 58</b>          Datenwandlerbausteine mit sehr schnellem Schaltvermögen und hoher Auflösung basieren auf fortschrittlicher Prozesstechnologie und hohem Schaltungs-Know-how. Beides war die Voraussetzung für die Realisierung des ultraschnellen monolithischen Digital-Analog-Umsetzers SDA 8005. Mit einer Auflösung von 8 bit und einer Einschwingzeit von nur 7 ns weist er eine »Worst-case-Glitch-Fläche« von nur 80 pVs auf.  <b>Schlagwörter:</b> Ultraschneller DA-Umsetzer; minimale Glitchenergie; Einschwingzeit 7 ns; Schnellst-Logikschaltungen; Schnellst-Bipolartechnologie</p>	<p>Hall, B. <b>SIEMENS</b>  <b>Leistungs-MOSFET erfolgreich parallelschalten</b>          10 Bilder  <b>Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 72 bis 76</b>          Beim Parallelschalten von MOSFET auftretende parasitäre Schwingungen oder Spannungsspitzen können zu einer Gefährdung bzw. Zerstörung der Bauelemente führen. Die Schwingungen lassen sich durch Serienschaltung eines Widerstandes oder einer Ferritperle mit jedem Gate unterdrücken. Den durch Streuinduktivitäten bedingten Spannungsspitzen kann durch geschickte Schaltungsauslegung und mit einer dynamischen Klemmschaltung begegnet werden.  <b>Schlagwörter:</b> MOSFET; Parallelschaltung; Stromaufteilung; Schaltgeschwindigkeit; parasitäre Schwingungen; Spannungsspitzen; dynamische Klemmschaltung</p>
<p>Freundel, P.; Dobray, E. <b>SIEMENS</b>  <b>FREDFET, ein neuer Leistungs-MOSFET mit schneller Inversdiode</b>          17 Bilder, 8 Schrifttumsangaben  <b>Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 58 bis 63</b>          In Brückenschaltungen werden hohe Kommutierungsverluste und die <math>du/dt</math>-Empfindlichkeit heutiger Leistungs-MOSFET durch die langen Sperrverzugszeiten der integrierten Inversdiode verursacht. Mit äußeren Schutzbeschaltungen sucht man dem zu begegnen. Um auch solche Schutzbeschaltungen zu vermeiden, wurde ein neuer MOSFET mit einer schnell abschaltenden Inversdiode entwickelt: der FREDFET. Die Sperrverzugsladung seiner Inversdiode beträgt nur ein Zehntel der herkömmlicher MOSFET.  <b>Schlagwörter:</b> MOSFET; schnelle Inversdiode; Brückenschaltungen; <math>du/dt</math>-Empfindlichkeit; FREDFET</p>	
<p>Binder, J.; Becker, K.; Ehrler, G. <b>SIEMENS</b>  <b>Silizium-Drucksensoren für den Bereich 2 kPa bis 40 MPa</b>  <b>Teil 1: Ein Chip für jeden Druckbereich</b>          6 Bilder, 2 Tabellen, 6 Schrifttumsangaben  <b>Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 64 bis 67</b>          Silizium-Drucksensoren auf piezoresistiver Basis für Absolut-Relativ- und Differenzdruckmessungen für Nieder-, Mittel- und Hochdruck werden vorgestellt. Computergestütztes Design führte zu hoher Genauigkeit und Empfindlichkeit. Die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten in der Messung von kleinen Luftdruckänderungen bis zu höchsten Hydraulikdrücken erfordern eine anwenderfreundliche Aufbereitung des Signals. Dies wird zum einen durch technologische Maßnahmen und zum anderen durch Montage- und Schaltungstechniken erreicht.  <b>Schlagwörter:</b> Drucksensor; piezoresistiv; Kreis- und Ringmembran; Temperaturkompensation; Medienverträglichkeit</p>	
<p>Pieschel, H.; Roberts, T. <b>SIEMENS</b>  <b>Steckverbinder für gemischte Kontaktbestückung nach DIN 41612</b>          8 Bilder, 1 Tabelle, 2 Schrifttumsangaben  <b>Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 68 bis 71</b>          Vielseitige Anwendungsfälle im innovativen Bereich der Elektronik stellen unterschiedliche Anforderungen an die Steckverbinder. So wurden Messer- und Federleisten entwickelt, die neben fest eingebauten Signalkontakten auswechselbare Sonderkontakte für höhere Ströme, HF-Koaxial- oder LWL-Steckverbindungen aufnehmen können. Die Einbaumerkmale sind genormt nach DIN 41612.  <b>Schlagwörter:</b> Steckverbinder; gemischte Kontaktbestückung; DIN 41612; Messer- und Federleiste; Sonderkontakte; Codierung</p>	<p><b>Literatursuche</b> und Kurzreferate der Aufsätze aus zurückliegenden Heften (ab 1970) erhalten Sie gegen Gebühr von der ZDE-Dokumentation Elektrotechnik im Fachinformationszentrum Technik e. V.          Postadresse: ZDE im FIZ Technik,          Postfach 600547,          D-6000 Frankfurt/Main 60.          Telex: 4189459 FIZTD          Tel.: (0611) 4308225</p>

<p>Hall, B. <b>SIEMENS</b>  <b>Paralleling Power MOSFETs Successfully</b>          10 figures  <b>Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 72 to 76</b>          When switching MOSFETs in parallel parasitic oscillations and voltage transients can interfere with or even destroy the transistor. Oscillations can be eliminated by series connecting a resistor or a ferrite bead on each gate.          Circuit layout and dynamic clamping are utilized to obviate voltage overshoot caused by stray inductances.  <b>Descriptors:</b> MOSFET, paralleling, current sharing, switching speed, parasitic oscillations, voltage transients, dynamic clamping</p>	<p>Luschnig, W.; Meister, W. <b>SIEMENS</b>  <b>Ultra-Fast DA Converter: SDA 8005</b>          5 figures, 1 reference  <b>Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 56 to 58</b>          Data conversion devices with fast switching performance and high resolution are based on advanced process technology and considerable circuit know-how. Fulfilling both requirements allows construction of an ultra-fast, monolithic digital to analog converter, the SDA 8005.          An 8-bit resolution and settling time of only 7 ns result in a »worst-case glitch region« of 80 pVs.  <b>Descriptors:</b> Ultrafast DA converter, minimum glitch energy, settling time 7 ns, high-speed logic circuits, high-speed bipolar technology</p>
	<p>Freundel, P.; Dobray, E. <b>SIEMENS</b>  <b>FREDFET a New Power MOSFET with Fast-Recovery Reverse Diode</b>          17 figures, 8 references  <b>Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 58 to 63</b>          High commutation losses and <math>du/dt</math> sensitivity are the main disadvantages of today's power MOSFETs used in bridge circuits. They are caused by long reverse recovery times of the internal reverse diode. External protection circuits had been used to overcome these problems.          To obviate such protection circuits a new MOSFET with fast switching reverse diode has been developed, the FREDFET. The reverse recovery charge of its reverse diode is only one tenth of that in existing MOSFETs.  <b>Descriptors:</b> MOSFET, fast-recovery reverse diode, bridge circuits, <math>du/dt</math> sensitivity, FREDFET</p>
	<p>Binder, J.; Becker, K.; Ehrler, G. <b>SIEMENS</b>  <b>Silicon Pressure Sensors for the Range 2 kPa to 40 MPa Part 1: A Chip for every pressure range</b>          6 figures, 2 tables, 6 references  <b>Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 64 to 67</b>          Piezoresistive silicon pressure sensors for absolute, relative and differential pressure measurements at low, medium and high pressure are described. Computer-aided design has meant greater accuracy and sensitivity.          The diverse possibilities for measurement from small changes in air pressure right up to the highest hydraulic pressures require user-friendly signal processing. This is achieved on the one hand through engineering design and on the other hand through subsequent mounting and wiring techniques.  <b>Descriptors:</b> Pressure sensor, piezoresistive, circular and annular diaphragm, temperature compensation, media compatibility</p>
<p><b>Bibliographic data</b>          or summaries of relevant articles that have appeared in previous issues (first year of coverage 1970) are available against a charge from  <b>ZDE-Zentralstelle Dokumentation Elektrotechnik im Fachinformationszentrum Technik e. V.</b>          Postal address: ZDE at FIZ Technik          POB 600547,          D-6000 Frankfurt/Main 60.          Telex 4189459 fizt d          Telephone (0611) 4308-255</p>	<p>Pieschel, H.; Roberts, T. <b>SIEMENS</b>  <b>Plug Connectors for Mixed Contacts in Accordance with DIN 41612</b>          8 figures, 1 table, 2 references  <b>Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 68 to 71</b>          A wide variety of applications in the innovative field of electronics necessitate various requirements as regards the plug connectors. This has led to the development of blade-contact and clip-contact connectors which can be equipped with interchangeable special contacts for higher currents, RF coaxial or fiber-optic waveguide connections, in addition to the fixed signal contacts. The installation features are standardized in accordance with DIN 41612.  <b>Descriptors:</b> Plug connectors, mixed contacts, DIN 41612, blade and clip-contact connector, special contacts, coding</p>

## Das System Internationaler Einheiten (SI)

### Teil 3: Einheiten außerhalb des SI und ergänzende Erläuterungen

Eine Reihe von Größen sind weder durch SI-Basiseinheiten noch durch abgeleitete SI-Einheiten zu erfassen. Außerdem wurden in Wissenschaft und Technik teilweise über viele Jahrzehnte hindurch andere Einheiten verwendet, die in der Literatur, auf Geräten, Anlagen und Maschinen ihren Ausdruck fanden. Auch solche Einheiten, also außerhalb des SI, sind in DIN 1301, Teil 1 (Entwurf vom November 1984), zu finden. **Tabelle 3** zeigt die *allgemein anwendbaren Einheiten* und in der **Tabelle 4** sind die *Einheiten mit beschränktem Anwendungsbereich* aus dieser DIN zusammengestellt.

#### Bar oder Pascal?

Die SI-Einheit für den Druck leitet sich aus den SI-Einheiten für Kraft und Fläche ab.

$$p = \frac{F}{A}; \frac{1 \text{ N}}{1 \text{ m}^2} = 1 \frac{\text{N}}{\text{m}^2} = 1 \text{ Pa.}$$

Demnach ist 1 Pascal ein sehr kleiner Druck. Ein besonderer Name für den zehnten Teil des Megapascal (MPa) ist das Bar, also 1 bar = 10<sup>5</sup> Pa. Unter dieser Betrachtungsweise ist das Bar und seine dezimalen Vielfache oder Teile weiterhin zulässig.

1 bar entspricht ungefähr dem natürlichen Umgebungsdruck und ist wegen der daraus resultierenden handlichen Zahlenwerte sehr stark verbreitet. Das Torr wird nicht mehr verwendet, ist aber auf älteren Geräten und Skalen noch häufig anzutreffen (1 Torr = 1,333 mbar).

Das Pascal gewinnt als abgeleitete SI-Einheit zunehmende Bedeutung. So z.B. in der Meteorologie, wo nach einem Beschluß des 9. Kongresses der »World Meteorology Organization« in Genf für Luftdruckangaben anstelle des Millibar das Hektopascal festgelegt wurde. Dabei braucht der Zahlenwert nicht geändert zu werden, da 1 mbar = 1 hPa.

#### Grad Celsius oder Kelvin?

Der Grad Celsius ist allgemein im Gebrauch und eine gesetzlich zugelassene Einheit. Als Formelzeichen für die Größe (DIN 1304) wird das kleine *t* verwendet, für Kelvin ist das große *T* vorgesehen. Der Grad Celsius kann bei der Schreibweise

$$t = T - T_0$$

mit  $T_0 = 273,15 \text{ K}$  als besonderer Name für das Kelvin angesehen werden. Eine Differenz zweier Celsius-Temperaturen kann auch in Grad Celsius angegeben werden. In der Technik setzt sich jedoch für Temperaturdifferenzen und auch ansonsten das Kelvin zunehmend durch, da es eine SI-Basiseinheit ist (-273,15 °C = 0 K bzw. 0 °C = 273,15 K).

Größe	Einheitenname	Einheitenzeichen	Definition
Ebener Winkel	Vollwinkel	<sup>3</sup>	1 Vollwinkel = 2 π rad
	Gon	gon	1 gon = (π/200) rad
	Grad	° <sup>4</sup>	1° = (π/180) rad
	Minute	' <sup>4</sup>	1' = (1/60)°
	Sekunde	" <sup>4</sup>	1" = (1/60)'
Volumen	Liter	l, L <sup>5</sup>	1 l = 1 dm <sup>3</sup> = 1 L
Zeit	Minute	min <sup>4</sup>	1 min = 60 s
	Stunde	h <sup>4</sup>	1 h = 60 min
	Tag	d <sup>4</sup>	1 d = 24 h
Masse	Tonne	t	1 t = 10 <sup>3</sup> kg = 1 Mg
	Gramm	g	1 g = 10 <sup>-3</sup> kg
Druck	Bar	bar	1 bar = 10 <sup>5</sup> Pa

<sup>3</sup> Für diese Einheit ist international noch kein Zeichen genormt

<sup>4</sup> Nicht mit Vorsätzen verwenden

<sup>5</sup> Die beiden Einheitenzeichen für Liter sind gleichberechtigt

**Tabelle 3 Allgemein anwendbare Einheiten außerhalb des SI**

Größe und Anwendungsbereich	Einheitenname	Einheitszeichen	Definition
Brechwert von optischen Systemen	Dioptrie	dpt <sup>6</sup>	1 Dioptrie ist gleich dem Brechwert eines optischen Systems mit der Brennweite 1 m in einem Medium der Brechzahl 1 1 dpt = 1 m <sup>-1</sup>
Fläche von Grundstücken und Flurstücken	Ar Hektar	a ha	1 a = 10 <sup>2</sup> m <sup>2</sup> 1 ha = 10 <sup>4</sup> m <sup>2</sup>
Energie in der Atomphysik	Elektronvolt	eV	1 Elektronvolt ist die Energie, die ein Elektron beim Durchlaufen einer Potentialdifferenz von 1 Volt im leeren Raum gewinnt. 1 eV = 1,602 189 2 · 10 <sup>-19</sup> J Die Standardabweichung beträgt: σ = 4,6 · 10 <sup>-25</sup> J (CODATA Bulletin Nr 11, Dezember 1973)
Masse in der Atomphysik	atomare Masseneinheit	u	1 atomare Masseneinheit ist der 12te Teil der Masse eines Atoms des Nuklids <sup>12</sup> C: 1 u = 1,660 565 5 · 10 <sup>-27</sup> kg Die Standardabweichung beträgt: σ = 8,6 · 10 <sup>-33</sup> kg (CODATA Bulletin Nr 11, Dezember 1979)
Masse von Edelsteinen	metrisches Karat	<sup>7</sup>	1 metrisches Karat = 0,2 g
Längenbezogene Masse von textilen Fasern und Garnen	Tex	tex	1 tex = 1 g/km
Druck von Körperflüssigkeiten	konventionelle Millimeter-Quecksilbersäule	mmHg <sup>6</sup>	1 mmHg = 133,322 Pa

<sup>6</sup> Dieses Zeichen ist nicht international genormt

<sup>7</sup> Es gibt kein international genormtes Einheitenzeichen. Bisher wurde Kt verwendet

**Tabelle 4 Einheiten außerhalb des SI mit beschränktem Anwendungsbereich**

#### Ergänzung zu Tabelle 1, Elektromagnetik, Teil 2, Heft 1/85:

	Symbol	Einheit
Blindleistung Scheinleistung	Q	Watt
	S	var VA

#### Hinweis zum Teil 1, Basiseinheiten

Die im *Teil 1* gebrachten SI-Basiseinheiten für das Meter und die Candela wurden bei der 16. und 17. Generalkonferenz für Maß und Gewicht (Conférence Générale des Poids et Mesures - CGPM) neu definiert.

Diese neuen Definitionen sowie weitere nützliche Hinweise und Erläuterungen zur Schreibweise von SI-Einheiten finden sich in DIN 1301 (Entwurf vom November 1984), die sachlich weitgehend mit der Internationalen Norm ISO 1000-1981 übereinstimmt.



## Siemens auf der Hannover-Messe, vom 17. bis 24. April 1985

Wie im letzten Jahr, stellt der Bereich Bauelemente wieder in **Halle 11** aus, gemeinsam mit der Produktpräsentation der Energie- und Automatisierungstechnik, Installationstechnik, Kommunikationstechnik, Nachrichten- und Sicherheitstechnik.

**Schwerpunktthemen aus dem Bereich Bauelemente sind**

- **Oberflächenmontage SMD,**
- **Position in der Mikroelektronik (MEGA-Projekt),**
- **Elektromechanische Bauteile.**

### Telefonanschluß

Sie können den Siemens-Stand in **Halle 11** unter der Rufnummer **(05 11) 89-8 11** erreichen. Von dort werden Sie entsprechend weiterverbunden. Alle Anrufe werden von einem Speicher erfaßt und nacheinander abgerufen (bis dahin ertönt das Freizeichen). Wir bitten je nach Frequentierung um etwas Geduld.

### Messe-Aktivitäten

#### Halle 1 (Stand-Nr. B5102/5202)

Bürokommunikation  
Datentechnik für die Produktion

#### Halle 2

**Sonderschau »if – Die gute Industrieform«**

#### Halle 11 (Stand-Nr. 180)

Elektrotechnik und Elektronik

#### Halle 12 (Stand-Nr. 2401)

Vacuumschmelze GmbH

#### Halle 12, 1. und 2. OG

#### **Innovationszentrum »microtronic«**

Mikrocomputer-Entwicklungssysteme,  
Mikrocomputer-Baugruppen und -Systeme,  
Semicustom-IC-Zentrum.

#### Halle 15, Obergeschoß

»Partnerland Türkei«

### Service für Verabredungen und Treffpunkte

Um Verabredungen bzw. Treffpunkte mit unseren Kunden zu erleichtern, haben wir in den **Hallen 1 und 11** Informationsstände mit Anschluß an das Siemens-EDV-Besuchereinformativsystem (nicht zu verwechseln mit dem Elektronischen Besucher-Informationssystem – EBi – der Messe AG) eingerichtet. In unserem **Besuchereinformativsystem** sind außer dem Ausstellungsprogramm alle zur Messe angemeldeten Siemens-Mitarbeiterinnen und -Mitarbeiter gespeichert. Ihre persönliche Nachricht wird vom System aufgenommen und an den gewünschten Partner weitergeleitet.

24 5 86

Ali-Ihsan Söylemez

## ● Batteriebetriebene Vorschaltgeräte für 8-W-Leuchtstofflampen

In vielen mobilen Fahrzeugen wie PKW, LKW, Campingwagen und dergleichen gehört eine Innenbeleuchtung heute zu den Selbstverständlichkeiten der Ausrüstung. Kurzzeitbeleuchtung wird dabei mit Glühlampen vorgenommen. Bei längeren Beleuchtungszeiten stellt sich die Frage nach der Verfügbarkeit der dafür benötigten Energie und deren Kosten. Leuchtstofflampen sind dann eine interessante Alternative, da sie gegenüber Glühlampen nicht nur eine fünf- bis zehnmal höhere Lebensdauer haben, sondern, einschließlich des benötigten Vorschaltgeräts, bei gleicher erzeugter Helligkeit nur etwa ein Fünftel der Energie benötigen.

### Funktionsbeschreibung

Bild 1 zeigt das Schaltbild des elektronischen Leuchtstofflampen-Vorschaltgeräts für 12 V Betriebsspannung, Bild 2 das der 24-V-Version. Beide Schaltungen sind für 8-W-Leuchtstofflampen dimensioniert. Sie haben Verpolungsschutz und Unterspannungsüberwachung. Der Lampenstrom wird dabei nicht stabilisiert.

### Anlauf der Schaltung

Beim Anlegen der Batteriespannung  $U_E$  und nach der Freigabe durch die Unterspannungsüberwachung beginnt ein Anlaufgenerator, der aus den Transistoren T1 und T2 besteht, zu schwingen. Es handelt sich um eine astabile Kippstufe, deren Wiederholfrequenz vom RC-Glied  $R_1, C_2$  bestimmt wird. Der Anlaufgenerator gibt an den Gatekreis des SIPMOS®-Transistors T3 Steuerimpulse mit einer Impulsdauer von etwa  $0,5 \mu\text{s}$  ab. Der dadurch angesteuerte Transistor T3 erzeugt Span-

nungsimpulse am Transformator Tr 2, was zu einer gedämpften Schwingung am Serienschwingkreis Dr 2, C7 führt. Wenn nicht schon beim ersten Startimpuls die hochfrequente Eigenschwingung einsetzt, wird der gedämpften Schwingung durch wiederholte Startimpulse solange Energie zugeführt, bis ein ausreichend großer Schwingkreisstrom entsteht. Dieser wird über den Stromwandler Tr 1 zu den Gateelektroden der SIPMOS-Transistoren T3 und T4 rückgekoppelt, und somit wird die Eigenschwingung aufrechterhalten. Über die Diode D4 entlädt sich der Kondensator C2 im Takt der hohen Nennbetriebsfrequenz (75 kHz), wodurch der Anlaufgenerator zuverlässig stillgelegt wird.

### Ansteuerung der SIPMOS-Transistoren

Der Schwingkreisstrom fließt über die Primärwicklung  $n_1$  des Ansteuertrafos Tr 1 (Bilder 1 und 2), wobei in den Sekundärwicklungen  $n_2$  und  $n_3$  die Ansteuerspannungen für die Transistoren T3 und T4 induziert werden. Die internen Gate-Kapazitäten dieser Transistoren werden über die niederohmigen Widerständen R8 und R9 jeweils direkt

von den Trafowicklungen  $n_2$  und  $n_3$  aufgeladen bzw. entladen. Vor der Zündung sind die Spannungen an diesen Wicklungen höher als die zulässigen Gate-Source-Spannungen  $U_{GS}$  der SIPMOS-Transistoren. Daher wurde  $U_{GS}$  mit den Z-Dioden D6, D7 und den Widerständen R8, R9 auf 10 V (Bild 3 und Bild 4) und die negativen Halbwellen in Durchlaßrichtung auf etwa 0,7 V begrenzt.

### Bereitstellung der Lampenzündspannung

Die SIPMOS-Transistoren T3 und T4 schalten abwechselnd je eine Primärwicklung des Transformators Tr 2 an die Eingangsspannung  $U_E$ . Die so in Wechselspannung umgewandelte Bordnetzspannung (8 bis 16 V beim 12-V- bzw. 19 bis 32 V beim 24-V-Gerät) wird hochtransformiert. Die rechteckförmige Spitzenwechselspannung an der Wicklung  $n_3$  von Tr 2 beträgt (bei  $U_{E \text{ Nenn}} = 13$  bzw. 28 V, je nach Gerät) etwa 180 V (Bild 5). Nach den Daten der Lampe (L 8 W/25 von Osram) ist die Brennspannung  $U_L = 56$  V. Mit den in den Bildern 1 und 2 angegebenen Werten für C7, Dr 2 und mit der Dimensionierung von Tr 1 besteht vor der Zündung der Lampe (beim Einschalten mit  $U_{E \text{ Nenn}}$ ) eine Leerlauffrequenz, wegen starker Sättigung des Trafos Tr 1, von etwa 110 kHz und die Spannung an C7 (Zündspannung der Lampe) beträgt durch Resonanzüberhöhung am Schwingkreis etwa 600 V (Spitze-Spitze). Nach der Zündung der Lampe bricht die Spannung (Bild 7) an C7 bzw. an der Lampe auf die Brennspannung zusammen (Bilder 6 und 7). Die Frequenz beträgt nach einigen Betriebsminuten etwa 75 kHz. Ältere

Ing. (grad.) Ali-Ihsan Söylemez,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

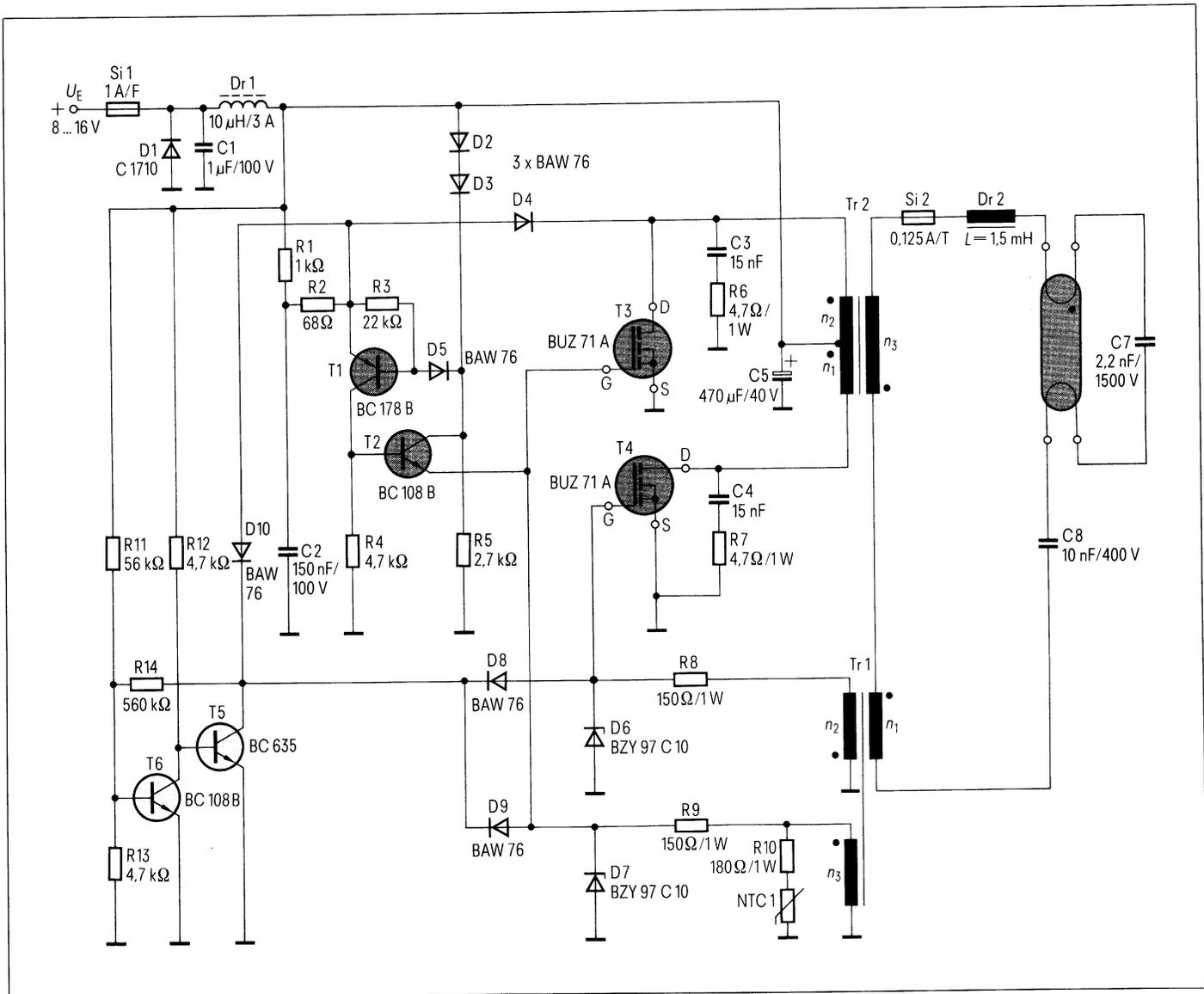


Bild 1 Schaltbild eines batteriebetriebenen Leuchtstofflampen-Vorschaltgeräts mit Verpolungsschutz und Unterspannungsüberwachung für eine 8-W-Leuchtstofflampe. Betriebsspannung 12 V

bzw. schlechte Lampen können Gleichrichtereffekte haben, um Gleichstromanteile über die Lampe bzw. im Sekundärkreis des Trafos Tr 2 zu verhindern, wurde der Kondensator C8 vorgesehen.

### Strombegrenzung

Die 1,5-mH-Drosselinduktivität bestimmt den Lampenstrom. Beim Betrieb mit 50 Hz ist der Lampenstrom für die 8-W-Lampe 0,145 A. Er wurde bei hochfrequentem Betrieb auf etwa  $0,125 \text{ A} \cong 0,35 \text{ A}$  (Spitze-Spitze) reduziert. Im Nennbetrieb (Nenneingangsspannung 13 bzw. 28 V) und der Betriebsfrequenz  $f = 75 \text{ kHz}$ , stellt sich dieser Strom bei der Brennspannung  $U_L = 56 \text{ V}$  ein (Bilder 6 und 7).

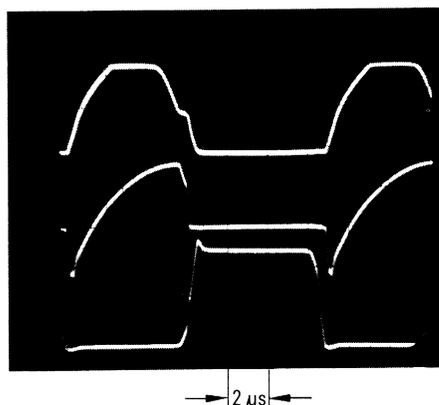


Bild 3 Begrenzung der zulässigen Gate-Source-Spannung  $U_{GS}$  bei  $U_{E \text{ Nenn}} = 13 \text{ V}$  bei Schaltung nach Bild 1 (12-V-Gerät)  
oben:  $U_{GST4} = 5 \text{ V/T}$   
Mitte:  $I_{DT4} = 1 \text{ A/T}$   
unten:  $U_{DST4} = 10 \text{ V/T}$

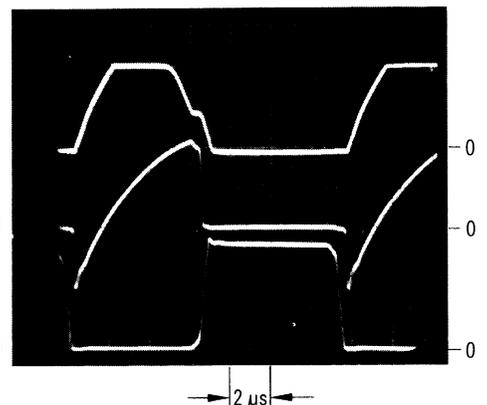


Bild 4 Begrenzung der zulässigen Gate-Source-Spannung  $U_{GS}$  bei  $U_{E \text{ Nenn}} = 28 \text{ V}$  (24-V-Gerät)  
oben:  $U_{GST4} = 5 \text{ V/T}$   
Mitte:  $I_{DT4} = 0,5 \text{ A/T}$   
unten:  $U_{DST4} = 20 \text{ V/T}$

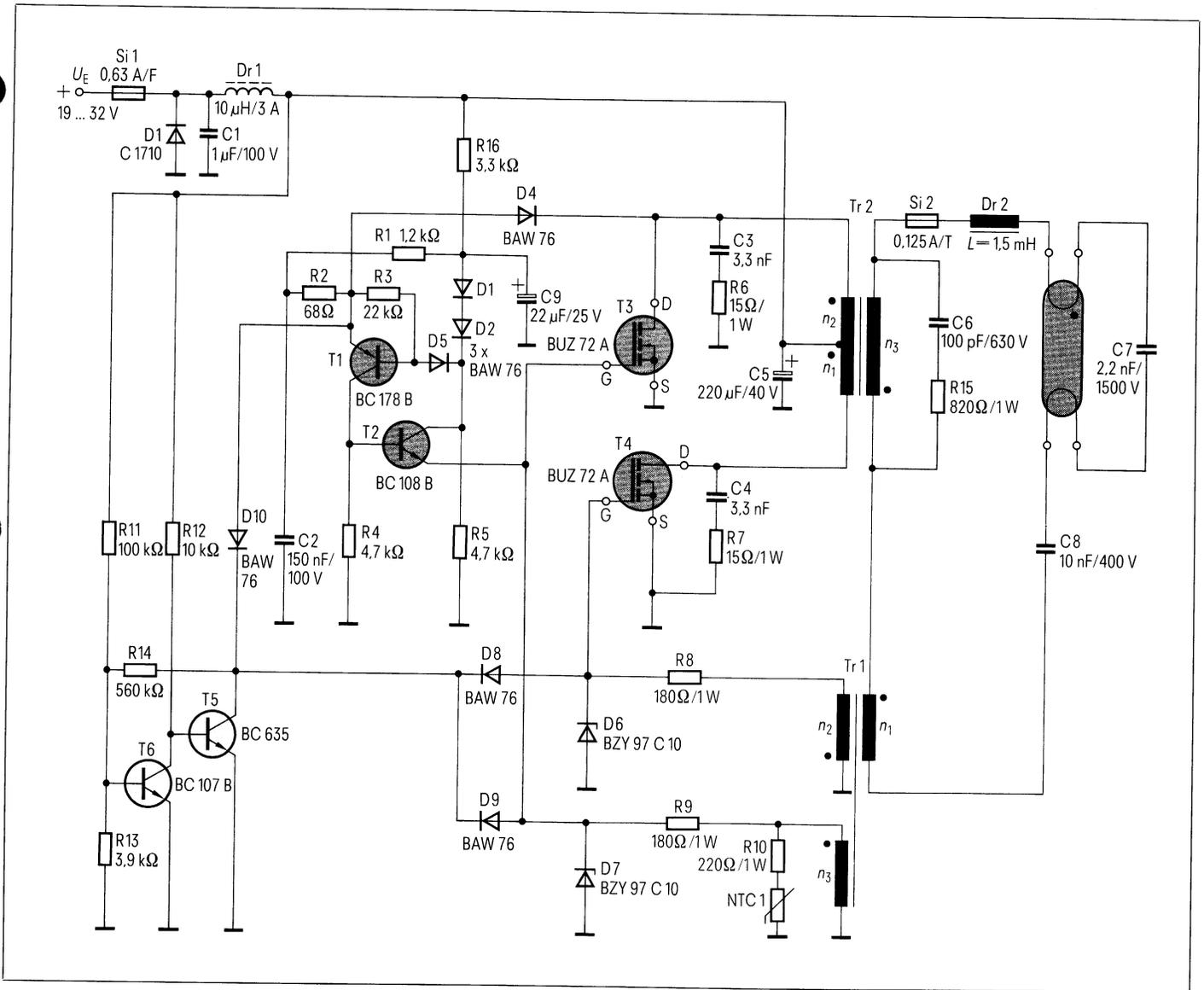


Bild 2 Schaltbild eines batteriebetriebenen Leuchtstofflampen-Vorschaltgeräts mit Verpolungsschutz und Unterspannungsüberwachung für eine 8-W-Leuchtstofflampe. Betriebsspannung 24 V

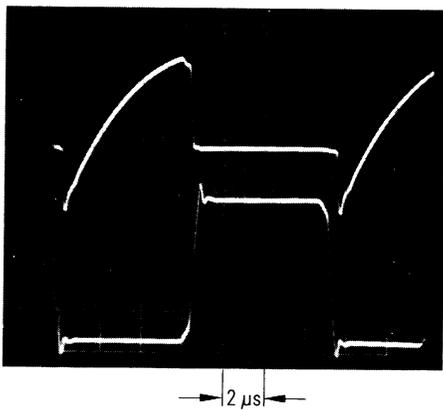


Bild 5 Wechselspannung an der Wicklung  $n_3$  von Tr 2 bei  $U_E = 28 \text{ V}$  (24-V-Gerät)  
oben:  $I_{DT4} = 0,5 \text{ A/T}$   
unten:  $U_{n3/Tr2} = 50 \text{ V/T}$

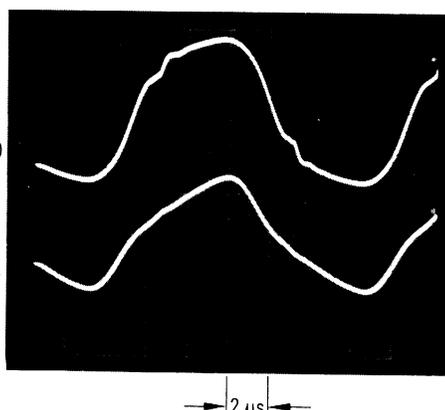


Bild 6 Lampenstrom und Lampenspannung bei  $U_E = 28 \text{ V}$  (24-V-Gerät)  
oben:  $I_{Lampe} = 0,1 \text{ A/T}$   
unten:  $U_{Lampe} = 50 \text{ V/T}$

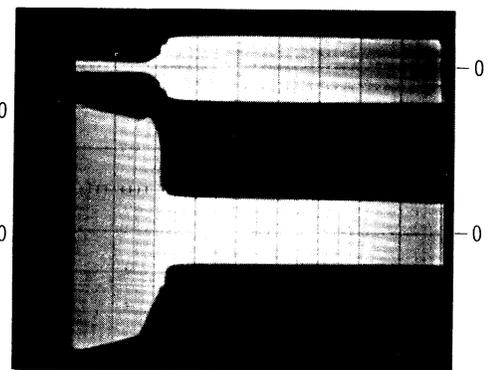


Bild 7 Zündvorgang der Leuchtstofflampe bei  $U_E = 28 \text{ V}$  (24-V-Gerät) bei  $T_U = 24 \text{ °C}$   
oben:  $I_{Lampe} = 0,2 \text{ A/T}$   
unten: Zünd- und Brennspannung der Lampe =  $100 \text{ V/T}$

**Verpolungsschutz**

Werden aus Versehen die Batterieklemmen vertauscht angeschlossen, so leitet die Diode D1, und die Sicherung Si 1 wird durch einen Stromstoß zerstört.

**Unterspannungsüberwachung**

Um eine Tiefentladung der Batterie zu verhindern, wurde eine Überwachungsschaltung, bestehend aus T5, T6 und R11 bis R14 vorgesehen (Bilder 1 und 2). Der Transistor T5 ist durch den Basisvorwiderstand R12 leitend vorgespannt, wodurch dieser über die Diode D10 den Anlaufgenerator am Schwingen hindert. Bei  $U_E \approx 8\text{ V}$  (Bild 1, 12-V-Gerät) und bei  $U_E = 19\text{ V}$  (Bild 2, 24-V-Gerät) wird der Transistor T6 leitend und sperrt T5. Der Anlaufgenerator schwingt an und das Vorschaltgerät geht in Betrieb. Sinkt während des Betriebszustandes die Batteriespannung von höheren Werten auf 8 V (Bild 1) oder auf 19 V (Bild 2), wird durch den Spannungsteiler R11, R13 der Transistor T6 gesperrt und dadurch T5 wieder leitend. Nun schließt dieser über die Dioden D8 und D9 die Gatespannung der Transistoren T3 und T4 kurz, wobei über die Diode D10 der Anlaufgenerator stillgelegt und das Gerät abgeschaltet wird. Bedingt durch den Widerstand R14 hat die Überwachungsstufe eine kleine Hysterese von etwa 0,3 bis 1 V.

**Lampenüberwachung**

Vor der Zündung sind der Schwingkreisstrom und die Drainströme von T3 und T4 um den Faktor 1,8 bis 2,2 höher als im Nennbetrieb. Der Zündvorgang kann je nach Raumtemperatur, Alterungszustand der Lampe, bereitgestellter Zündspannung, von wenigen ms bis zu einigen 100 ms dauern. Bei den hier vorgestellten Schaltungen dauert der Zündvorgang etwa 0,2 s (Bild 7). Im Nennbetrieb besteht der Schwingkreisstrom aus dem Lampenstrom und dem Strom über C7, der auch über die Heizwendel fließt. Bei defekter Gasentladungsstrecke hat man die gleichen Verhältnisse wie vor der Zündung, es kann jetzt jedoch keine Zündung stattfinden. Wegen des 1,8- bis 2,2fach höheren Leerlaufstroms gegenüber Nennbetrieb werden die sonst nicht gekühlten Transistoren T3, T4 und die Drossel Dr 2 allmählich

Eingangsspannung (Schaltung 1)	$U_E = 8 \text{ bis } 16\text{ V}$
Eingangsspannung (Schaltung 2)	$U_E = 19 \text{ bis } 32\text{ V}$
Zündspannung	$U_{Zünd} \leq 600\text{ V}_{ss}$
Brennspannung	$U_L = 56\text{ V}$
Lampenstrom	$I_L = 0,125\text{ A} \triangleq 0,35\text{ A}_{ss}$
Lampenleistung	$P_L = 8\text{ W}$
Frequenz bei Leerlauf (vor Zündung)	$f \approx 110\text{ kHz}$
Frequenz bei Nennbetrieb nach 2 bis 3 min und bei $T_u = 25\text{ °C}$	$f = 75\text{ kHz}$
Wirkungsgrad	$\eta = 80\%$

Tabelle 1 Technische Daten der Schaltungen 1 und 2 (bei  $U_{E\text{ Nenn}} = 13\text{ V}$  bzw.  $U_{E\text{ Nenn}} = 28\text{ V}$ )

Anzahl	Bezeichnung	Typ	Bestellnummer
2	SIPMOS-Transistoren	BUZ 71 A	C67078-A1316-A3
2	Transistoren	BC 108 B	*)
1	Transistor	BC 178 B	*)
1	Transistor	BC 635	Q68000-A3360
1	Diode	C1710	*)
7	Dioden	BAW 76	*)
2	Z-Dioden	BZY 97 C 10	*)
1	Elko	470 $\mu\text{F}/40\text{ V}$	B41316-A7477-T
1	MKT-Kondensator	1 $\mu\text{F}/100\text{ V}$	B32562-E1105-J
2	MKT-Kondensatoren	15 nF/250 V	B32560-D3153-J
1	MKT-Kondensator	150 nF/100 V	B32560-D1154-J
1	MKT-Kondensator	10 nF/400 V	B32560-D6103-J
1	MKP-Kondensator	2,2 nF/1500 V	B32650-K1222-J
1	Drossel Dr 1	10 $\mu\text{H}/3\text{ A}$	B82111-A-C23
1	Heißleiter NTC 1	K164/10%/680	Q63016-M4668-K
1	Schmelzsicherung Si 2	0,125 A/T	*)
1	Schmelzsicherung Si 1	1 A/F	*)

\*) nicht im Lieferprogramm des Siemens Bauteile Service

Tabelle 2 Stückliste der Schaltung 1 (12-V-Gerät)

Anzahl	Bezeichnung	Typ	Bestellnummer
2	SIPMOS-Transistoren	BUZ 72 A	C67078-A1313-A3
1	Transistor	BC 108 B	*)
1	Transistor	BC 107 B	*)
1	Transistor	BC 178 B	*)
1	Transistor	BC 635	Q68000-A3360
1	Diode	C 1710	*)
7	Dioden	BAW 76	*)
2	Z-Dioden	BZY 97 C 10	*)
1	Elko	22 $\mu\text{F}/25\text{ V}$	B41326-A5226-T
1	Elko	220 $\mu\text{F}/40\text{ V}$	B41316-B7227-T
1	MKT-Kondensator	1 $\mu\text{F}/100\text{ V}$	B32562-E1105-J
2	MKT-Kondensatoren	3,3 nF/400 V	B32560-D6332-J
1	MKT-Kondensator	150 nF/100 V	B32560-D1154-J
1	MKT-Kondensator	10 nF/400 V	B32560-D6103-J
1	MKP-Kondensator	2,2 nF/1500 V	B32650-K1222-J
1	Polypropylen-Kondensator	100 pF/630 V	B33061-C6101-H
1	Drossel Dr 1	10 $\mu\text{H}/3\text{ A}$	B82111-A-C23
1	Heißleiter NTC 1	K164/10%/680	Q63016-M4668-K
1	Schmelzsicherung Si 2	0,125 A/T	*)
1	Schmelzsicherung Si 1	0,63 A/F	*)

\*) nicht im Lieferprogramm des Siemens Bauteile Service

Tabelle 3 Stückliste der Schaltung 2 (24-V-Gerät)

<b>BV.1 für Dr 2</b> (für Schaltung 1 und 2)	<b>Bestellbezeichnung</b>
Kern: EF 16 (N27)	B66307-G0000-X127
ein Kern ohne Luftspalt	B66307-G0500-X127
ein Kern mit $A_L \approx 70$ nH	B66308-A1001-T001
Spulenkörper:	
Wicklung: $n = 144$ Wdg/20 $\times$ 0,05 mm CuLS	
$L = 1,5$ mH	
<b>BV.2 für Tr 1</b> (für Schaltung 1 und 2)	<b>Bestellbezeichnung</b>
Kern: R 12,5 (N27)	B64290-K0044-X027
Wicklungen: $n_1 = 10$ Wdg/0,4 mm CuLL	
$n_2, n_3 = 7$ Wdg/0,4 mm CuLL	
<b>BV.3 für Tr 2</b> (für Schaltung 2)	<b>Bestellbezeichnung</b>
Kern: EF 20 (N27)	B66311-G0000-X127
ein Kern ohne Luftspalt	B66311-G0090-X127
ein Kern mit $A_L \approx 400$ nH	B66206-A1006-T001
Spulenkörper:	B66206-A2001-X000
Bügel:	
Wicklungen: $n_1 = n_2 = 30$ Wdg/20 $\times$ 0,05 CuLS bifilar	
$n_3 = 104$ Wdg/20 $\times$ 0,05 CuLS	
<b>BV.4 für Tr 2</b> (für Schaltung 1)	<b>Bestellbezeichnung</b>
Kern: 1 Satz EF 20 (N27, ohne Luftspalt)	B66311-G0000-X127
Spulenkörper:	B66206-A1006-T001
Bügel:	B66206-A2001-X000
Bewicklung:	
1. Die erste Hälfte der Sekundärwicklung 60 Wdg/20 $\times$ 0,05 CuLS; HF-Litze wickeln	
2. 1 $\times$ Lageisolation/0,06 mm Makrofol	
3. Zwei Primärwicklungen 15 Wdg/25 $\times$ 0,1 CuLS; HF-Litze bifilar wickeln	
4. 1 $\times$ Lageisolation/0,06 mm Makrofol	
5. Die zweite Hälfte der Sekundärwicklung 60 Wdg/20 $\times$ 0,05 CuLS; HF-Litze wickeln	
6. 2 $\times$ Spulenisolation/0,06 mm Makrofol	
Stiftbelegung: 1-2 Wicklung I	
3-1 Wicklung II	
4 (Wicklungs-Anfang)	} Wicklung III
5 (Mittel)	
6 (Wicklungs-Ende)	

Tabelle 4 Bauvorschriften zum 12-V- und 24-V-/75-kHz-Lampenbetriebsgerät für eine 8-W-Leuchtstofflampe

### Frequenzstabilisierung

Der Drain-Source-Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  der SIPMOS-Transistoren und das SIFERRIT®-Material des Ansteuertransformators Tr 1 haben beide positive Temperaturkoeffizienten. Die Folge ist eine ansteigende Betriebsfrequenz bei höherer Temperatur durch Eigenerwärmung dieser Bauelemente oder durch hohe Umgebungstemperatur. Der Ferritkern des Transformators Tr 1 wird leichter bzw. stärker in die Sättigung kommen. Mit ansteigender Frequenz sinkt der Lampenstrom bzw. die Lampenleistung. Um die Betriebsfrequenz und damit den Lampenstrom trotz sich ändernder Bauelemente- bzw. Umgebungstemperatur konstant zu halten, wurde der Heißleiter NTC 1 in Reihe mit dem Widerstand R10 an die Sekundärwicklung  $n_3$  des Ansteuertrafos Tr 1 angeschlossen. Bei steigender Temperatur wird der Heißleiter wegen seines negativen Temperaturkoeffizienten niederohmiger und somit steigt die Belastung an allen drei Trafowicklungen  $n_1$  bis  $n_3$ . Für die Kernsättigung ist an erster Stelle die Spannung an  $n_1$  ursächlich. Wird diese Spannung bei schwankender Temperatur wegen Belastungsänderung durch NTC 1 gesteuert, z.B. bei höherer Temperatur gesenkt und bei niedrigerer erhöht, so läßt sich auf diese Weise die Frequenz und damit der Lampenstrom recht gut konstant halten.

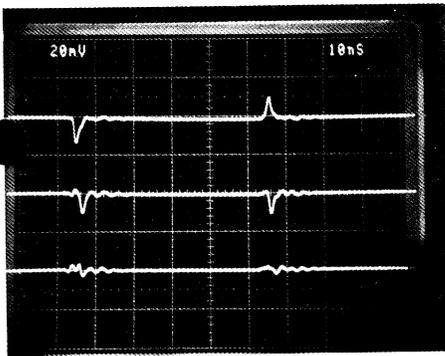
heiß. Um eine Zerstörung dieser Bauelemente zu vermeiden, wurde eine Schmelzsicherung (Si 2) 0,125 A/T im Sekundärkreis des Transformators Tr 2 vorgesehen. Bei einer nicht leuchtenden Lampe steigt der Spitzenschwingkreisstrom von 0,4 auf etwa 0,7 bis 0,9 A, und die Sicherung schmilzt innerhalb von 2 bis 7 s. Der Sekundärstromkreis ist somit unterbrochen. Beim Betrieb ohne Lampe bzw. defekter Heizwendel fließt kein Schwingkreisstrom. Der Transistor T3 erhält dabei nur Anlaufimpulse.

### Das Eingangfilter

Die Batteriezuleitungen können einige Meter lang sein und Induktivitäten von etlichen  $\mu$ H aufweisen. Der Strom über

die Plusleitung zur Mittelanzapfung der Primärwicklung von Tr 2 und über die Minusleitung zurück zur Batterie kann erhebliche Wechselanteile mit doppelter Arbeitsfrequenz, also etwa 150 kHz haben. Erstens werden durch die Batteriezuleitungen elektromagnetische Felder, also Funkstörungen, erzeugt und zweitens werden je nach Leitungslängen und daraus sich ergebenden Leitungsinduktivitäten Wechselspannungsabfälle entstehen. Um diese Effekte zu verhindern, wurden der Kondensator C1 und die Drossel Dr 1 vorgesehen. Diese beiden Bauelemente bilden mit dem Elko C5 ein  $\pi$ -Filter, und dadurch wird der Wechselanteil des Stroms aus der Batterie um mehr als den Faktor 10 gedämpft.

fen binär gewichtet. Damit erfolgt ein Ausgleich der unterschiedlichen Schaltverzögerungen zwischen Eingangsregister und Ausgangsstufen. Mit dem Deglitch-Eingang kann man die Verzögerungen beim Ausschalten denen beim Einschalten anpassen. Bei der Umschaltung zwischen 10000000 und 01111111 tritt der »Worst-Case-Glitch« auf. In diesem Fall hat der Baustein mit einem »Full-Scale-Hub« von 1 V Glitch-Flächen von nur 80 pVs (Bild 5).



**Bild 5** Glitchverhalten  
Full-Scale-Strom = 20 mA (mit 20-dB-Ab-  
schwächer gemessen)  
△ 1 V Spannungssprung  
oben: ohne Latch und ohne Deglitch,  
Mitte: mit Latch aber ohne Deglitch,  
unten: mit Latch und Deglitch

Der ultraschnelle 8-bit-DA-Umsetzer SDA 8005 eignet sich für Anwendungen im Höchstgeschwindigkeitsbereich der digitalen Signalverarbeitung wie Video-Studioteknik, TV-Kameras, Radarverstärker, Signalgeneratoren, Spektrumanalysatoren, Speicheroszilloskope und ähnliche Anwendungen.

Peter Freundel  
Elemer Dobray

## FREDFET, ein neuer Leistungs-MOSFET mit schneller Inversdiode

Die Entwicklung eines Leistungs-MOSFET mit schnell abschaltender Inversdiode brachte die Lösung von zwei Problemen, die bisher den Einsatz von Leistungs-MOSFET in Brückenschaltungen beeinträchtigt haben: hohe Kommutierungsverluste und die  $du/dt$ -Empfindlichkeit. Beides wird durch die langen Sperrverzugszeiten der integrierten Inversdiode verursacht und kann nur durch zusätzliche Schutzbeschaltungen vermieden werden. Bei dem neuen FREDFET mit schneller Inversdiode sind derartige Schutzbeschaltungen überflüssig.

Zunächst bot es sich an, in Brückenschaltungen die integrierte Inversdiode der Leistungs-MOSFET auch als Freilaufdiode zu verwenden. Es zeigte sich jedoch sehr bald, daß die langen Sperrverzugszeiten der Inversdiode nicht zum schnellen Schaltverhalten der MOSFET passen. Dies ist nicht nachteilig bei Schaltungen, in denen diese Diode nicht verwendet wird, z.B. in einfachen Chopperschaltungen wie DC/DC-Wandlern und Sperrwandlern. In allen Brücken- und Halbbrückenschaltungen liegt es jedoch nahe, die Inversdiode des MOSFET als Freilaufdiode zu verwenden. In dieser

Funktion der Diode treten hohe Kommutierungsverluste auf. Außerdem ist dabei der MOSFET gegen höhere  $du/dt$ -Belastungen empfindlich. Es wurde viel Arbeit investiert, um Schutzbeschaltungen zu entwickeln, die diese Schwierigkeiten beseitigen. Diese Schaltungen sind nicht nur teuer und voluminös, sie verhindern auch nicht die Verluste sondern verlagern sie nur vom MOSFET in die Schutzbeschaltung.

Dem Wunsch nach einem MOSFET mit einer schnell abschaltenden, integrierten Inversdiode kann nun entsprochen werden. Die Diode des neuen MOSFET zeigt eine Sperrverzugsladung, die nur etwa ein Zehntel der konventioneller MOSFET beträgt. Zusätzlich konnte die  $du/dt$ -Empfindlichkeit wesentlich verringert werden. Der neue MOSFET ermöglicht einen Einsatz in Brückenschaltungen ohne aufwendige Schutzbeschaltungen.

### Die konventionelle Inversdiode

Die Inversdiode eines MOSFET ist durch die Struktur des MOSFET bedingt. Sie kann im Rahmen der zulässigen Verlustleistung des Transistors belastet werden. Einige Gesichtspunkte müssen bei ihrer Anwendung jedoch

### Schrifttum

- [1] Kester, W. A.: Test Setup Judge Speed of Ultrafast 8-bit DACs. Electronic Design. May 14, 1981 Seite 207 bis 210

Dr.-Ing. Peter Freundel,  
Elemer Dobray,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Entwicklung Leistungshalbleiter,  
München

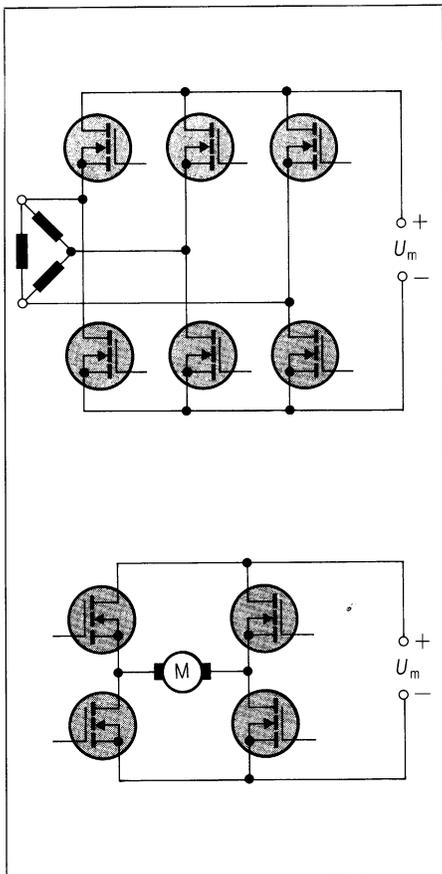


Bild 1 Typische Voll- und Halbbrückenschaltungen

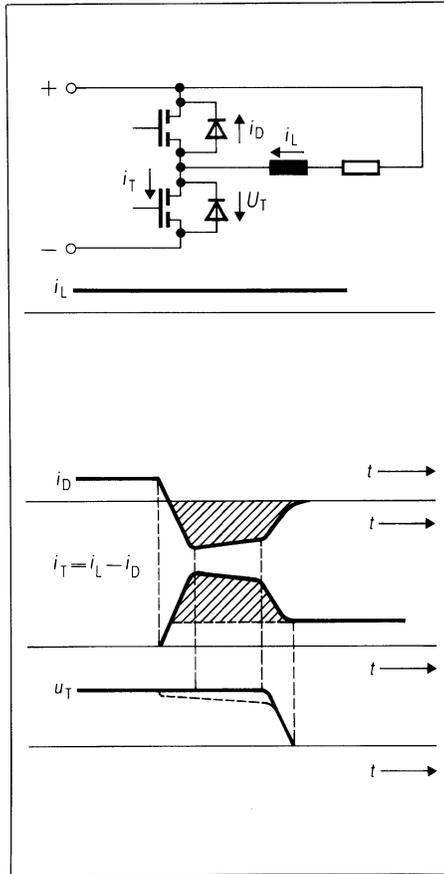


Bild 2 Entstehung der Einschaltverluste in Brückenschaltungen mit Freilaufbetrieb

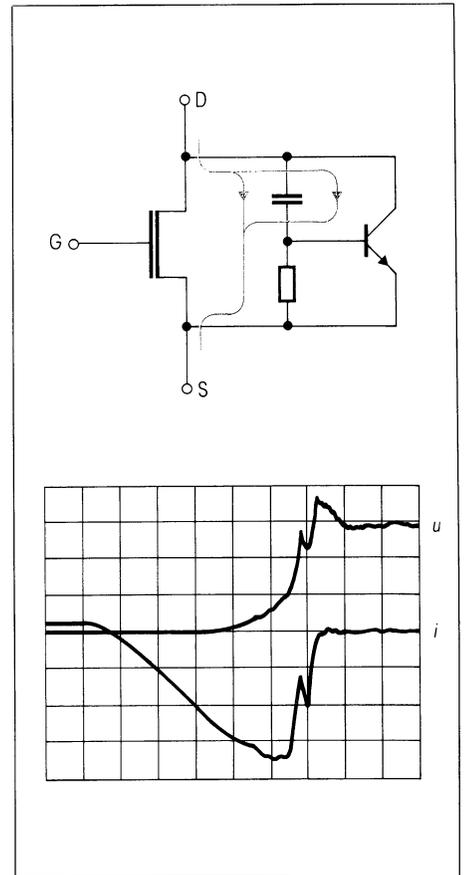


Bild 3 Der  $du/dt$ -Effekt des MOSFET, verursacht durch den parasitären npn-Transistor

berücksichtigt werden. Die typischen Brücken- und Halbbrückenschaltungen von **Bild 1** lassen sich alle in einer Ersatzschaltung darstellen. Sie verdeutlicht am besten die Vorgänge beim Schalten eines Transistorpaares. Dies gilt sowohl für eine dreiphasige Wechselrichterschaltung, wie auch für einen Vier-Quadranten-Gleichstromsteller. **Bild 2** gibt die Ersatzschaltung und den kritischen Moment in der Schaltphase wieder. Im Anfangszustand fließt der Laststrom  $i_L$  als Freilaufstrom über die Inversdiode des oberen Transistors. Wenn nun der untere Transistor eingeschaltet wird, liegt an ihm die volle Gleichspannung. Zusätzlich führt dieser Transistor während der gesamten Sperrverzugszeit der Inversdiode des oberen Transistors den kommutierenden Laststrom und dazu addiert den Sperrverzugsstrom. Der Sperrverzugsstrom kann sehr hohe Werte annehmen. Es entstehen deshalb sehr große Schaltverluste im unteren Transistor. Je länger die Sperrverzugszeit der Inversdiode ist, desto höher sind diese Verluste. Da die Sperrverzugszeiten

der Inversdioden mit der Sperrspannung der MOSFET ansteigen, bilden die Kommutierungsverluste für MOSFET ab etwa 500 V Sperrspannung ein großes Problem. Die Ausschaltverluste des Transistors sind von untergeordneter Bedeutung. Als weiteres gravierendes Hindernis für die Verwendung der Inversdiode kommt das  $du/dt$ -Problem hinzu. **Bild 3** zeigt als Ersatzschaltbild den in jeder Leistungs-MOSFET-Struktur enthaltenen parasitären bipolaren Transistor. Zusätzlich sind Strom- und Spannungsverlauf, oszillographiert am oberen Transistor von **Bild 2**, während der Sperrverzugszeit der Inversdiode angegeben. Der Sperrverzugsstrom der Diode fließt im Ersatzschaltbild entlang dem eingezeichneten Weg. Es ist nur eine Frage der Größe dieses Stromes und der Größe des Basiswiderstandes des parasitären bipolaren Transistors, wann dieser leitend wird und die MOSFET-Struktur kurzschließt. Die Größe des Widerstandes ist durch das Transistordesign gegeben. Sie wird vom Transistorhersteller so niedrig wie

möglich gehalten. Die Höhe des Sperrverzugsstroms ist durch die Höhe des Freilaufstromes, die Höhe der Sperrschichttemperatur und die Steilheit  $du/dt$ , mit der die Drain-Source-Spannung ansteigt, gegeben. Wegen der letzteren Eigenschaft spricht man vom  $du/dt$ -Effekt.

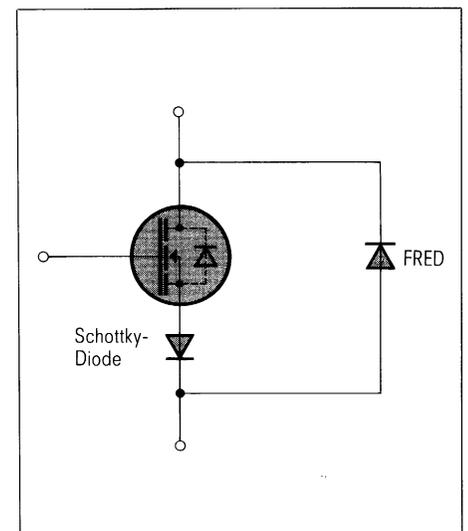


Bild 4 Sperren der Inversdiode des MOSFET

Im Oszillogramm des Bildes 3 ist deutlich zu erkennen, daß dem normalen Sperrverzugs-Stromverlauf  $i$  zwei Spitzen überlagert sind. Im ansteigenden Verlauf der Drain-Source-Spannung  $u$  erkennt man an gleicher Stelle je einen Einbruch.

Hier liegt das Einschalten einer solchen parasitären Transistorstruktur gleich zweimal vor. Dieses Einschalten geschieht nur auf einer sehr kleinen, eng begrenzten Stelle des Chips. Damit führen bereits sehr kleine Energien zur Zerstörung des Transistors. Dieser Mechanismus kann zu Transistorausfällen erst nach einigen Stunden, ja sogar Tagen Betriebszeit führen. Ihn zu vermeiden ist deshalb besonders wichtig.

Da diese Probleme seit längerem bekannt sind, wurden bereits Abhilfemaßnahmen entwickelt. Die einfachste (jedoch am wenigsten elegante Methode) ist, die Inversdiode eines MOSFET außer Funktion zu setzen. **Bild 4** zeigt, wie dies erreicht wird: Eine Schottky-Diode, in Reihe zum MOSFET, blockiert den Stromfluß in Rückwärtsrichtung durch den MOSFET und leitet den Freilaufstrom über eine antiparallele externe Diode. Diese antiparallele Diode muß eine sehr kurze Sperrverzugszeit und die gleiche Spannungsfestigkeit wie der MOSFET haben. Eine schnell abschaltende Epitaxial-Diode, genannt FRED (fast recovery epitaxial diode), wird hier verwendet. Die Di-

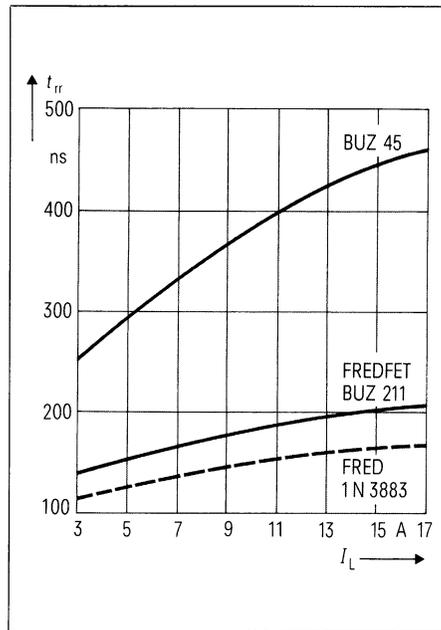


Bild 6 Sperrverzugszeiten  $t_{rr}$  in Abhängigkeit vom Laststrommittelwert  $I_L$

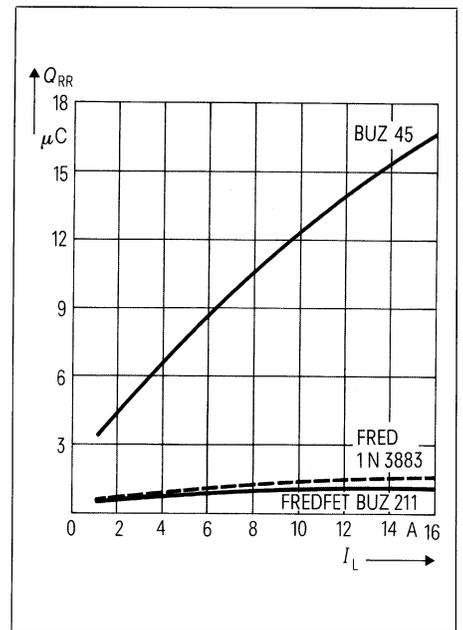


Bild 7 Sperrverzugsladung  $Q_{rr}$  in Abhängigkeit vom Laststrommittelwert  $I_L$

ode in Reihe zum MOSFET muß lediglich die Spannungsüberhöhung während des Einschaltens der FRED sperren. Deshalb kann hier eine Schottky-Diode verwendet werden. Billigere und elegantere Methoden sind im **Bild 5** dargestellt. Es handelt sich hier um den Leistungsteil eines realisierten 4-Quadranten-Gleichstromstellers. Drei Arten Entlastungsschaltungen wurden dabei verwirklicht. Die Einschaltentlastung, bestehend aus ei-

ner kleinen Drossel und einem Freilaufzweig, reduziert die Einschaltverluste an den Transistoren. Die RC-Glieder parallel zu den MOSFET bewirken eine Verlangsamung des Drain-Source-Spannungsanstiegs. Dadurch werden die Ausschaltverluste in den Transistoren reduziert. Auch ein gewisser Schutz gegen den  $du/dt$ -Effekt ist hierdurch gegeben. Eine Hilfsspannungsquelle mit einer Diode in Reihe bringt die eigentliche  $du/dt$ -Entlastung. Die Funktion dieser Entlastungsschaltungen ist in [7] beschrieben.

Alle diese Entlastungsschaltungen bewirken, daß die Verluste vom Bauelement in die Beschaltung verlagert werden. Sie sind obendrein teuer und beanspruchen einen nicht zu vernachlässigenden Raum. Die einzige bekannte Methode, den MOSFET direkt zu beeinflussen, um geringere Schaltverluste zu erhalten, ist das überlappende Ansteuern der Transistoren. Dabei wird während der Sperrverzugszeit der Inversdiode gleichzeitig der MOSFET-Kanal leitend gesteuert. Dies bewirkt eine wesentliche Verkürzung der Sperrverzugszeit und damit auch eine wesentliche Reduzierung der Verluste. Das  $du/dt$ -Verhalten wird hierdurch leider nicht beeinflußt. Dieses Verfahren ist ebenfalls ausführlich in der Literatur beschrieben worden [6].

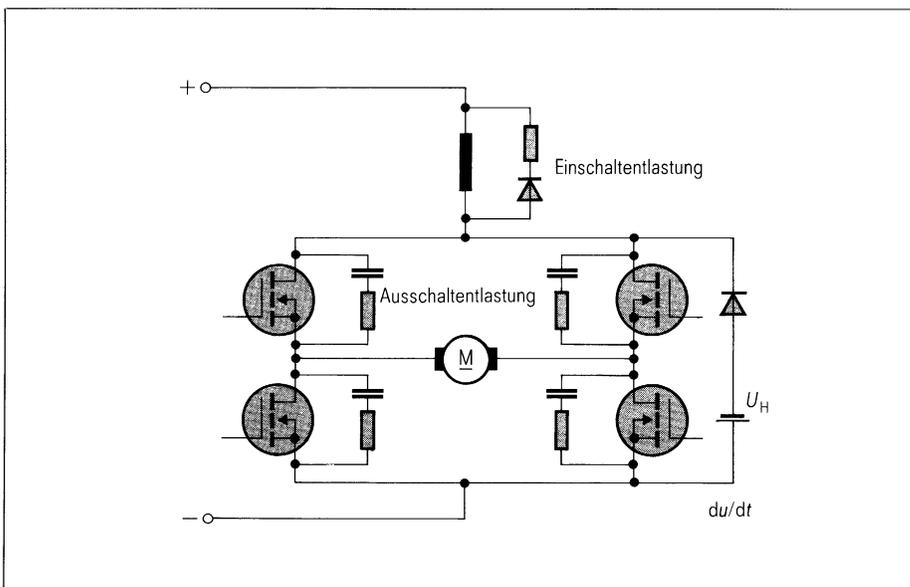


Bild 5 MOSFET-Entlastungsschaltungen in einem Vier-Quadranten-Steller

## Der FREDFET

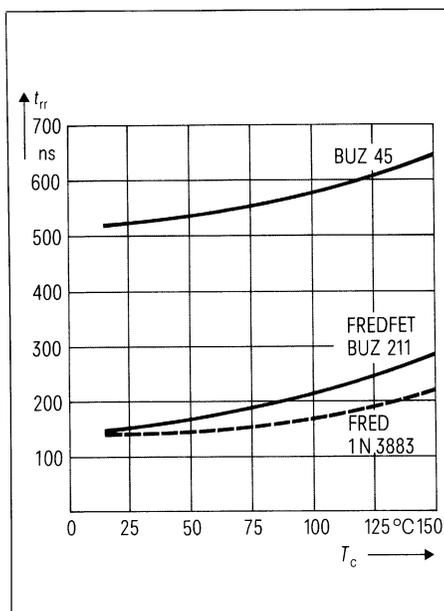
Es liegt auf der Hand, nach Möglichkeiten zu suchen, durch eine Weiterentwicklung des MOSFET die Schaltverluste und das  $du/dt$ -Verhalten vom Bauelement her in den Griff zu bekommen. Die Entwicklung auf diesem Gebiet hat nun einen MOSFET mit einer schnell abschaltenden Inversdiode geschaffen, FREDFET genannt (Fast Recovery Epitaxial Diode Field Effect Transistor). Im folgenden werden die Eigenschaften dieses Transistors und seiner Inversdiode näher beschrieben. Je schneller die Inversdiode abschaltet, desto niedriger sind die Schaltverluste im Transistor einer Brückenschaltung.

**Bild 6** zeigt die typische Abhängigkeit der Sperrverzugszeit  $t_{rr}$  vom Laststrom  $I_L$  eines Transistors mit schneller Inversdiode. Zum Vergleich wurden die Kurven eines konventionellen MOSFET, BUZ 45, mit normaler Inversdiode und einer schnell abschaltenden Diode 1 N 3883 eingetragen. Die Kurven wurden in einer Schaltung entsprechend Bild 2 bei einer Spannung von 100 V aufgenommen und demonstrieren deutlich die Verkürzung der Sperrverzugszeiten des FREDFET (BUZ 211) gegenüber dem konventionellen BUZ 45. Mit der Diode 1 N 3883 lassen sich noch etwas günstigere Resultate erzielen.

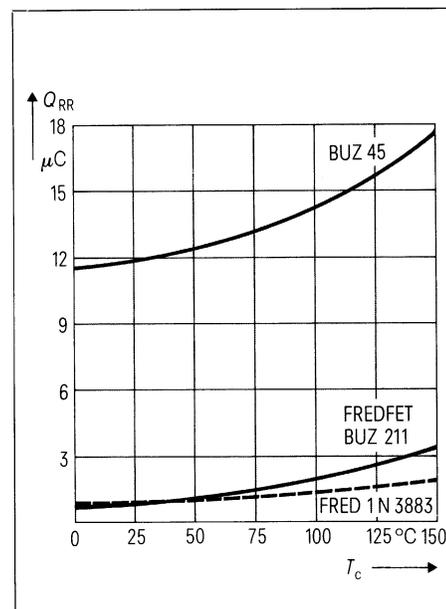
Wichtiger für die Schaltungsdimensionierung ist jedoch die Sperrverzugsladung  $Q_{rr}$ , abhängig vom Laststrom  $I_L$ , unter gleichen Bedingungen gemessen wie die Werte im Bild 6. Man sieht, daß der FREDFET die Werte der schnellen Diode 1 N 3883 erreicht und weit geringere Ladungen aufweist als der normale BUZ 45.

Im **Bild 8** ist die Sperrverzugszeit  $t_{rr}$ , abhängig von der Gehäusetemperatur  $T_c$ , aufgetragen. Gemessen wurde bei einem Laststrom von 10 A unter sonst gleichen Bedingungen wie bei der Ermittlung der Kurven von Bild 6. Es sind keine auffälligen Unterschiede im Temperaturkoeffizienten zwischen dem FREDFET und dem normalen BUZ 45 erkennbar.

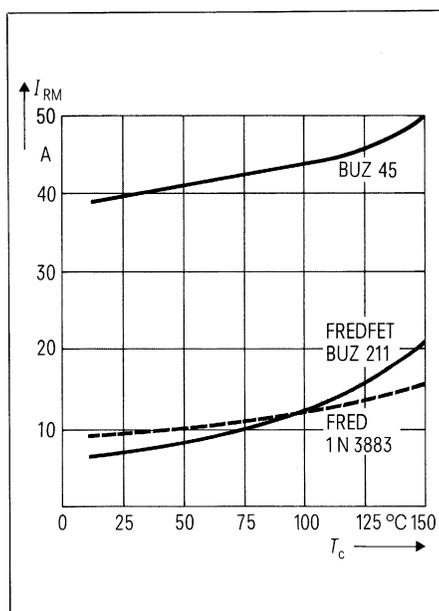
Die Sperrverzugsladung  $Q_{rr}$ , abhängig von der Gehäusetemperatur  $T_c$ , ist im **Bild 9** aufgetragen. Die Kurven wur-



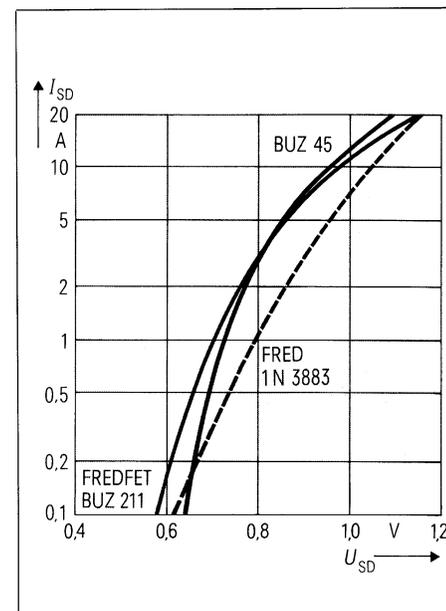
**Bild 8** Vergleich der Sperrverzugszeit  $t_{rr}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_c$  bei einem Laststrom von 10 A



**Bild 9** Sperrverzugsladung  $Q_{rr}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_c$  bei einem Laststrom von 10 A



**Bild 10** Scheitelwert des Sperrverzugsstromes  $I_{RM}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_c$  bei einem Laststrom von 10 A



**Bild 11** Durchlaßkennlinien der Inversdioden bei  $T_c = 25^\circ\text{C}$

den in der Schaltung entsprechend Bild 2 bei einem Laststrom von 10 A aufgenommen. Der Unterschied zwischen dem FREDFET und dem konventionellen MOSFET BUZ 45 ist markant.

**Bild 10** gibt die Abhängigkeit des Scheitelwerts des Sperrverzugsstromes  $I_{RM}$  von der Gehäusetemperatur  $T_c$  wieder. Die Kurven wurden unter den gleichen Bedingungen wie vorher, bei

10 A, jedoch  $150^\circ\text{C}$  Gehäusetemperatur ermittelt. Der konventionelle MOSFET BUZ 45 erzeugt bei 10 A Laststrom Spitzenströme von 50 A. Bedingt durch die niedrigere Sperrverzögerungsladung, reduziert der FREDFET diese Spitzenströme auf 20 A.

Ein Vergleich der Durchlaßkennlinien der Inversdioden des FREDFET und des normalen BUZ 45 im **Bild 11** läßt

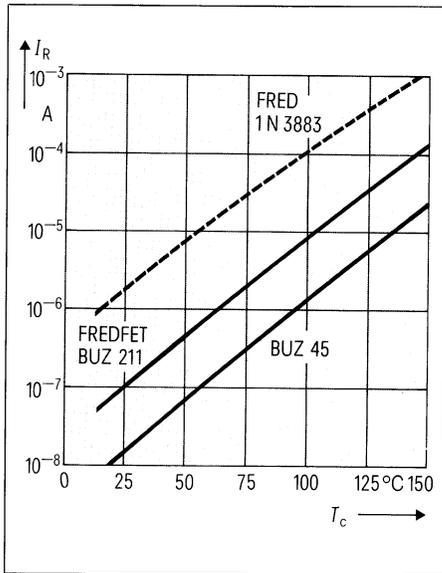


Bild 12 Sperrströme  $I_R$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_C$  bei  $U_{DS} = 300$  V

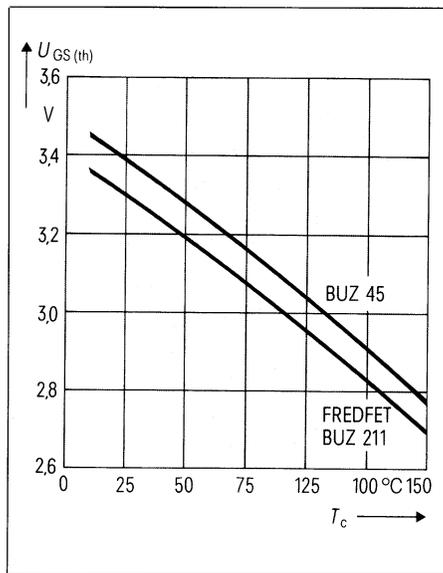


Bild 13 Gate-Source-Schwellschpannung  $U_{GS(th)}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur  $T_C$  bei  $I_D = 10$  mA und  $U_{GS} = U_{DS}$

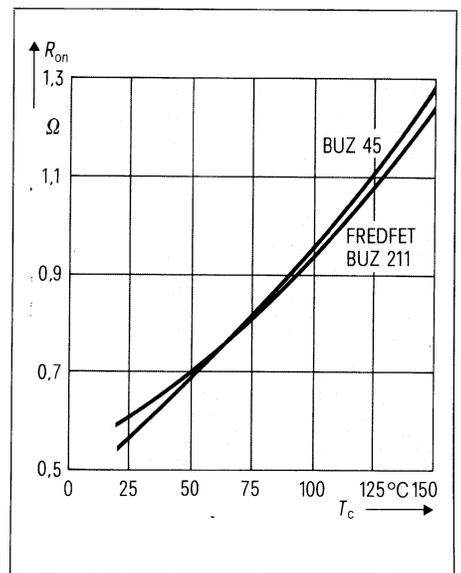


Bild 14 Durchlaßwiderstand  $R_{on}$  in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur bei  $I_D = 5$  A

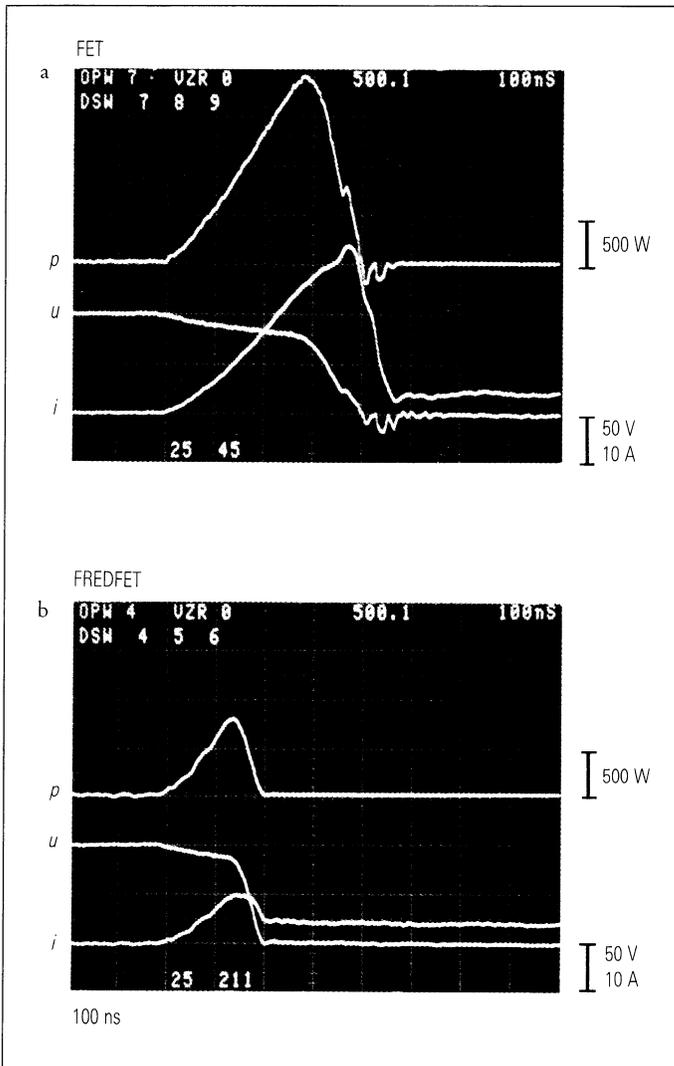


Bild 15 Einschaltverluste bei der Gehäusetemperatur 25 °C  
a konventioneller MOSFET BUZ 45  
b FREDFET, Schaltung wie im Bild 2

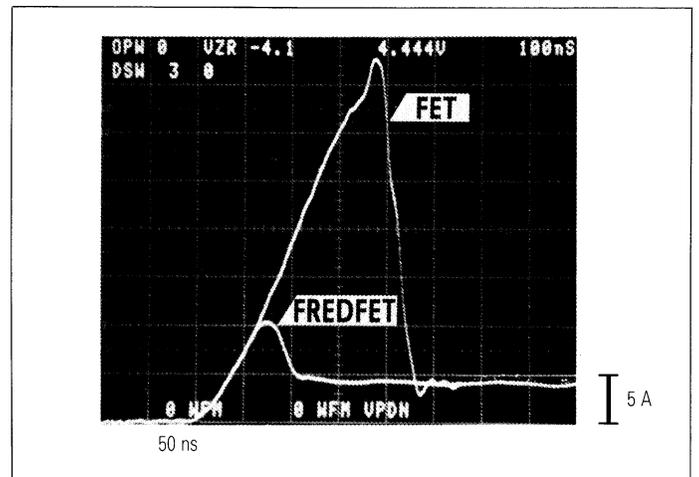


Bild 16 Vergleich der Sperrverzugsströme aus Bild 15, Gehäusetemperatur 25 °C

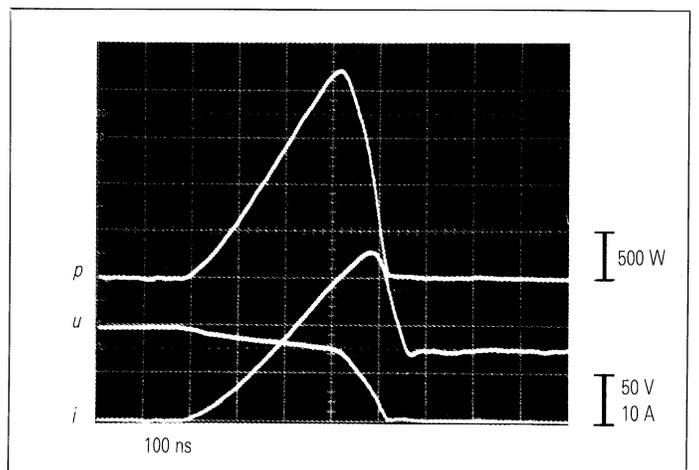


Bild 17 Einschaltverhalten des FREDFET bei Belastung außerhalb des sicheren Arbeitsbereiches:  
 $I_L = 15$  A,  $T_C = 125$  °C

keinen nennenswerten Unterschied erkennen. Auch im Vergleich zur schnellen Diode 1 N 3883 schneiden die MOSFET-Dioden gut ab. Eine merkbare Erhöhung der Durchlaßverluste während der Freilaufphase ist also nicht gegeben.

Als Folge der Neudimensionierung des MOSFET im Hinblick auf eine schnell schaltende Diode wurde ein weiterer Transistorparameter beeinflusst: sein Sperrstrom. Im **Bild 12** sind die Sperrströme, abhängig von der Ersatz-Sperrschichttemperatur, aufgetragen. Man erkennt, daß durch die neue Dimensionierung der Sperrstrom um etwa eine Zehnerpotenz angehoben wurde. Für Bauelemente der Leistungselektronik spielen Sperrströme im Milliamperbereich jedoch keine Rolle.

Im **Bild 13** ist der Verlauf der Gate-Schwellenspannung  $U_{GS(th)}$  in Abhängigkeit von der Ersatz-Sperrschichttemperatur wiedergegeben. Auch hier liegt kein wesentlicher Unterschied zwischen dem konventionellen MOSFET und dem mit schneller Inversdiode vor.

**Bild 14** zeigt den wohl kritischsten Parameter eines Leistungs-MOSFET, den Durchlaßwiderstand  $R_{on}$ . Er ist als Funktion der Gehäusetemperatur  $T_c$  aufgetragen. Auch hier ist innerhalb des Betriebstemperaturbereiches kein nennenswerter Unterschied festzustellen. Die Maßnahmen, die ein schnelleres Ausschalten der Inversdiode bewirkt haben, führten somit nicht zu einer Beeinflussung des Durchlaßwiderstandes des MOSFET.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß im Falle des FREDFET ohne negativen Einfluß auf die übrigen Parameter des MOSFET ein schnelleres Schaltverhalten der integrierten Inversdiode erreicht werden konnte.

## Versuchsergebnisse

Der neue MOSFET wurde in der Halbbrückenschaltung entsprechend **Bild 2** erprobt, wobei keinerlei Entlastungsschaltung verwendet wurde. Nachfolgend werden die Ergebnisse kurz im Vergleich zum konventionellen BUZ 45 wiedergegeben. Das Oszillogramm im **Bild 15a** zeigt unten den Strom- und Spannungsverlauf

während des Einschaltens des unteren Transistors von **Bild 2**. Der obere Vorgang stellt den Leistungsverlauf dar. Die Verläufe gelten für den konventionellen BUZ 45.

Hier ist bereits deutlich der  $du/dt$ -Effekt zu erkennen. Der dem Laststrom überlagerte Rückstrom der Diode des oberen Transistors ist überhöht. Noch deutlicher ist dies in dem nochmaligen Ansteigen des Leistungspulses zu sehen. Dieser Betriebszustand zerstört auf Dauer den MOSFET. Die Versorgungsspannung beträgt 100 V und der Laststrommittelwert lediglich 4 A. Diese 4 A rufen eine dem Laststrom überlagerte Dioden-Rückstromspitze von 30 A hervor. Setzt man unter gleichen Bedingungen den neuen MOSFET mit schnell schaltender Inversdiode ein, so erhält man die Vorgänge, wie sie im Oszillogramm von **Bild 15b** dargestellt sind. Die Dioden-Rückstromspitze beträgt nur 16 A. Der  $du/dt$ -Effekt tritt nicht auf. Der Schaltvorgang als ganzes ist deutlich kürzer. Die Schaltverlustleistung ist ebenfalls viel kleiner, sowohl als Momentanwert, wie auch als Integral.

Um den Unterschied im Rückstromverlauf zu verdeutlichen, wurde im **Bild 16** der Sperrverzugs-Stromverlauf des konventionellen BUZ 45 und des FREDFET übereinander oszillographiert. Der Vorteil des FREDFET ist hier deutlich demonstriert.

Die Belastbarkeitsgrenze des FREDFET ist neben der Sperrschichttemperatur, die durch die Kühlbedingungen beeinflusst werden kann, durch das Einsetzen des  $du/dt$ -Effektes gegeben. Um diese Einsatzgrenze zu finden, wurde in der verwendeten Schaltung der Laststrommittelwert gesteigert. **Bild 17** zeigt Strom-, Spannungs- und Leistungsverlauf bei 15 A Laststrom.

Die Gehäusetemperatur des FREDFET betrug 125 °C. Die Kurven zeigen kein Anzeichen eines  $du/dt$ -Effektes. Nach Datenblatt beträgt der höchstzulässige Drain-Strom dieses FREDFET (BUZ 211) 4 A, bei 125 °C Gehäusetemperatur. Die Kurven wurden in einer Schaltung ohne Entlastungsnetzwerke aufgenommen. Es ist damit offensichtlich, daß der  $du/dt$ -Effekt beim FREDFET, innerhalb des zulässigen Betriebsbereiches nicht auftritt.

## Schlußbemerkung

Leistungs-MOSFET mit schnell abschaltenden Inversdioden ermöglichen kostengünstigere und verlustärmere Brücken- und Halbbrückenschaltungen. Entlastungsschaltungen zum Schutz der MOSFET vor zu hohen Schaltverlusten und vor dem  $du/dt$ -Effekt werden nicht mehr benötigt.

Die diesem Bericht zugrundeliegenden Arbeiten wurden mit Mitteln des Bundesministeriums für Forschung und Technologie im Rahmen des Technologieprogrammes gefördert. Die Verantwortung für den Inhalt liegt jedoch allein beim Autor.

## Schrifttum

- [1] Freundel, P.; Tihanyi, J.: A Novel MOS Power Transistor SIPMOS. Technical Digest Eurocon, Stuttgart 1980, Seite 741 bis 744
- [2] Hebenstreit, E.: Driving the SIPMOS Field-Effect Transistor as a fast Power Switch. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. 9 (1980), Springer-Verlag Berlin, Seite 200 bis 201
- [3] Tihanyi, J.: A Qualitative Study of the DC Performance of SIPMOS-Transistors. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. 9 (1980), Springer-Verlag Berlin, Seite 181 bis 189
- [4] Hebenstreit, E.: Switching Stages with Reverse Voltage up to 1000 V Implemented with SIPMOS FETs. Proceedings of International Motorcon '81
- [5] Freundel, P.: Aspects for Using Power MOSFETs in Motor Control Circuits. Proceedings of International Motorcon '81, Chicago
- [6] Freundel, P.: Power MOSFETs or Bipolar Power Transistors for Converter Circuits? Proceedings of International Semiconductor Power Converter Conference, Orlando 1982, IEEE/IAS
- [7] Hebenstreit, E.: Overcoming the  $dv/dt$  Problem in Power MOSFET Switching Stages During Commutation. Proceedings of the fifth International Power Conversion Conference 1982, Geneva
- [8] Dobray, E.; Freundel, P.: A New Power-MOSFET with a Fast-Recovery Internal Inverse Diode: The FREDFET. Proceedings of the Drives/Motors/Controls, Brighton 1984

# Kfz-Innenbeleuchtung mit SIPMOS-Transistor verzögert abschalten

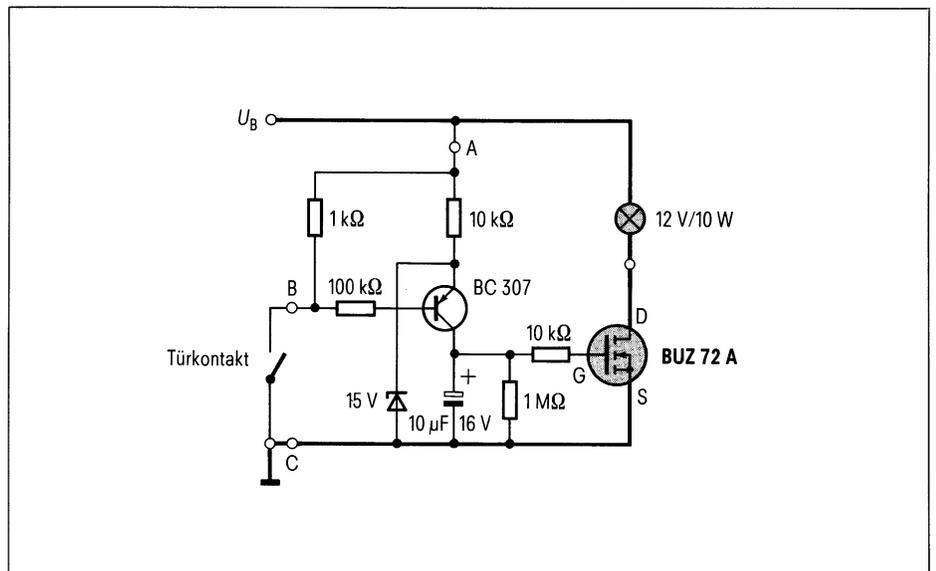
Jeder Autofahrer empfindet es als angenehm, wenn bei Dunkelheit die Innenbeleuchtung seines Fahrzeugs nach dem Einsteigen und Schließen der Türe noch eine Zeitlang an bleibt, damit man Zünd- und Sicherheitsgurtschloß nicht ertasten muß. Erfahrungsgemäß sollte die Abschaltverzögerung mindestens acht Sekunden betragen, im allgemeinen aber auch nicht länger als 15 s sein, da sie sonst beim Wegfahren den Fahrer blenden könnte.

Obwohl die Aufgabe leicht erscheint, ist in der Praxis doch ein gewisser elektronischer Schaltungsaufwand nötig, da ein zunächst sehr niederohmiger ( $\approx 1 \Omega$ ) Verbraucher geschaltet werden muß, eine verhältnismäßig lange Zeitkonstante benötigt wird und die Gesamtschaltung auch – wie eben im Kfz-Einsatz erforderlich – störimpulsfest sein muß. Außerdem soll der elektronische Schalter die mögliche Leuchtstärke nicht merklich vermindern, d. h. der Spannungsabfall an diesem Schalter soll möglichst klein sein (zumindest unter 0,5 V liegen). Weiter ist zu fordern, daß die Zusatzeinrichtung – obwohl sie ständig funktionsbereit sein muß – keinen oder nur einen verschwindend kleinen (unter 0,1 mA) Ruhestrom aufnimmt.

Die bislang bekannten Schaltungen arbeiten, wenn sie vollelektronisch, d. h. ohne Relais aufgebaut sind, im allgemeinen mit einem Darlington-Leistungstransistor, wobei dann noch etwa 15 weitere diskrete Bauelemente benötigt werden. Der Spannungsabfall beträgt also etwa 1 V, und der Bauelementaufwand ist nicht gering.

Im folgenden wird gezeigt, daß sich unter Verwendung eines SIPMOS®-Transistors mit nur wenigen Zusatzbauelementen eine Abschaltverzögerung für die Innenbeleuchtung in Kraftfahrzeugen bauen läßt, die folgende Eigenschaften aufweist:

- Nur sehr kleiner Spannungsabfall am Schaltglied (z. B.  $\approx 0,2$  V) und dadurch



**Bild 1** Abschaltverzögerungsschaltung für eine Glühlampe mit SIPMOS-Transistor für 12-V-Bordnetz

keine merkbare Beeinträchtigung der möglichen Leuchtstärke;

- kein abrupter Übergang von hell auf dunkel, d. h. physiologisch angenehmes Abschaltverhalten;
- Schonung der Glühlampe beim Einschaltvorgang durch Abflachung der Spannungsflanke, d. h. durch Vermeidung eines hohen Einschaltstromimpulses;
- mögliche Leuchtstärke auch bei höherem Übergangswiderstand im Türkontakt voll gewährleistet.

Darüber hinaus wurde die Schaltung so konzipiert, daß trotz ihrer ständigen Funktionsbereitschaft kein Ruhestrom benötigt wird und daß eine hohe Störimpulsfestigkeit (bis zu  $\pm 100$  V) vorhanden ist.

Die gesamte Schaltung zur Abschaltverzögerung ist im **Bild 1** zu sehen. Am Gate des sich im Hauptstromkreis befindlichen SIPMOS-Transistors ist über einen 10-k $\Omega$ -Widerstand ein RC-Glied gegen Masse (Source) angeschlossen.

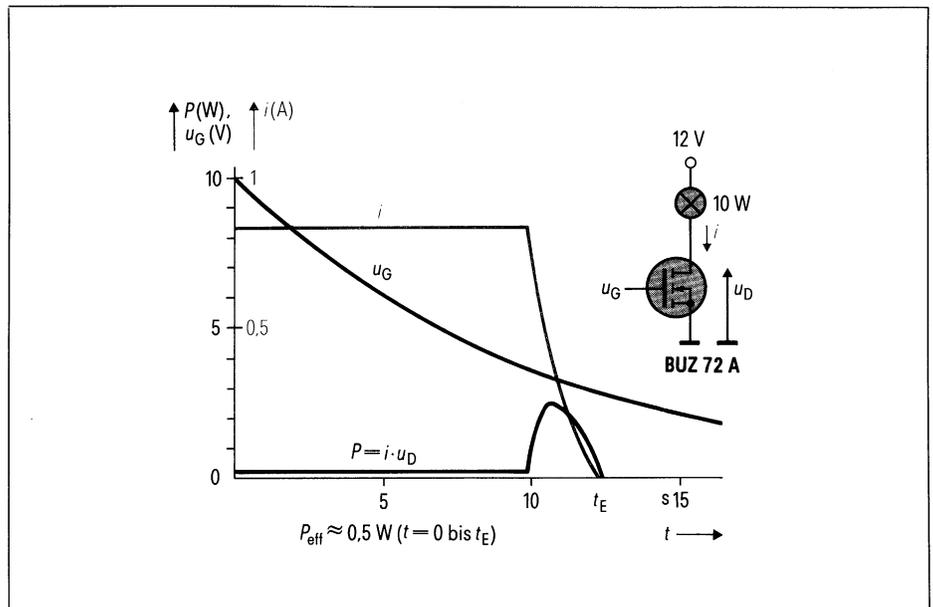
Im Ruhezustand ist der Kondensator (10  $\mu$ F) vollständig entladen, d. h. der SIPMOS-Transistor gesperrt. Beim Öffnen der Tür (Schließen des Türkontaktes) wird dagegen der Kleinsignaltransistor BC 307 leitend und der Kondensator über den 10-k $\Omega$ -Widerstand, der zwischen Emitter und der Betriebsspannung  $U_B$  liegt, auf etwa 0,9  $U_B$  aufgeladen, wobei die Zeitkonstante 0,1 s beträgt. Dadurch befindet sich nun der SIPMOS-Transistor im »Ein«-Zustand. Wegen des praktisch fast unendlich hohen Eingangswiderstandes am Gate entlädt sich der Kondensator nach dem Schließen der Autotür, d. h. nach dem Sperren des Transistors BC 307, nur über den 1-M $\Omega$ -Widerstand, also mit einer nominalen Zeitkonstante von 10 s. Erst wenn die am Gate anliegende Spannung einen gewissen Wert (Schwellspannung) unterschritten hat, ist die Glühlampe wieder erloschen. Knapp davor gibt es aber einen stetigen Übergang von hell auf dunkel, weil hier ein Bereich der Gate-

spannung durchlaufen wird, in dem der SIPMOS-Transistor nicht mehr den vollen Strom leiten kann. Die Verhältnisse sind im **Bild 2** grafisch veranschaulicht. Die Spannungs-Zeit-Kurve ist für die Steuerung maßgebend. Die Stromkurve ergibt sich aus der Übertragungscharakteristik des betreffenden SIPMOS-Transistors (s. Datenbuch). Berücksichtigt werden muß natürlich, daß in dieser Zeitphase eine erhöhte Verlustleistung  $P$  im SIPMOS-Transistor auftritt, was die entsprechende Kurve erkennen läßt. Der beim sanften Einschalten auftretende Verlustenergie-Impuls ist dagegen vernachlässigbar, da ja die Zeitkonstante um den Faktor 100 kleiner ist.

Wenn man den preisgünstigen SIPMOS-Typ BUZ 72 A einsetzt, ergibt sich für die Abschätzung der effektiven Verlustleistung während einer Arbeitsphase ( $t = 0$  bis  $t_E$ ) unter den bislang angenommenen Verhältnissen bei Raumtemperatur ein Wert von etwa 0,5 W. Der Hauptanteil davon wird vom Abschaltimpuls verursacht und ist somit unabhängig vom Durchlaßwiderstand. Bei erhöhter Temperatur wächst nur der kleinere Anteil auf maximal das Doppelte, so daß man im ungünstigsten Fall mit 0,7 W rechnen muß. Dieser Wert ist im wesentlichen unabhängig von der Zeitkonstante, da z. B. bei einer größeren Zeitkonstante zwar das Durchlaufen des verlustreichen Gebiets verlangsamt, aber auch die gesamte Phase (Zeit  $t_E$ ) entsprechend verlängert wird. Im allgemeinen tritt außerdem die abgeschätzte maximale mittlere Verlustleistung nur sehr selten auf; allein wenn eine Tür genau im Zeittakt  $t_E$  ständig kurz geöffnet und dann wieder geschlossen wird, kann diese Verlustleistung im SIPMOS-Transistor auch länger entstehen. Daraus folgt, daß keine besonderen Maßnahmen zur Abführung der Verlustwärme erforderlich sind.

Die Schaltung ist störimpulsfest bis zu  $\pm 100$  V, da die beiden Halbleiterbauelemente entsprechend ausgelegt oder geschützt sind. Vom BC-Transistor werden negative Impulse durch die Z-Diode ferngehalten und positive auf 15 V begrenzt. Der SIPMOS-Transistor weist eine Spannungsfestigkeit von 100 V auf. Negative Störimpulse werden durch seine innere Inversdiode abgeleitet.

Der 10-k $\Omega$ -Widerstand in der Gate-Zuleitung hat die Aufgabe, wilde Schwingungen zu unterbinden. Der 1-k $\Omega$ -Widerstand zwischen dem Türkontakt-Eingang und  $U_B$  ist erforderlich, da man

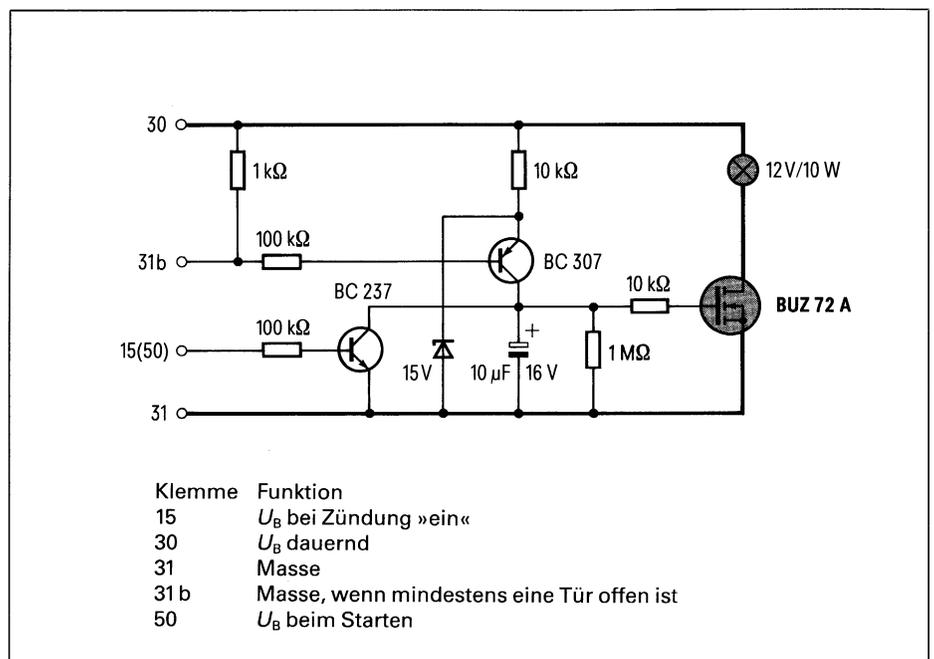


**Bild 2** Strom durch den Verbraucher und Verlustleistung im SIPMOS-Transistor bei exponentieller Abnahme der Gatespannung (Zeitkonstante  $\tau = 10$  s; Gatespannung am Beginn ( $u_G$ ) $_{t=0} = 10$  V)

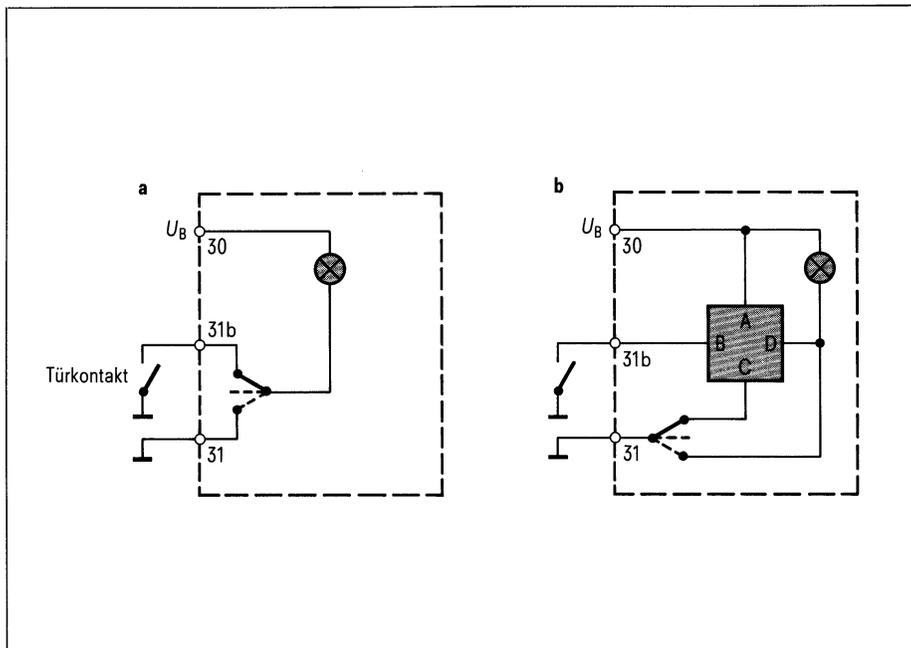
damit rechnen muß, daß bei offenem Kontakt der Widerstand gegen Masse nicht beliebig hoch ist (z. B. Feuchtigkeitsnebenschluß). Wenn man wegen des Selbstreinigungseffektes eine erhöhte Kontaktbelastung wünscht, müßte man diesen Widerstand noch niederohmiger dimensionieren, z. B. 120  $\Omega$  / 2 W.

Die Verzögerungsdauer  $t_E$  hängt von der Höhe der Bordnetzspannung  $U_B$ ,

der tatsächlichen Zeitkonstante  $RC$  und dem tatsächlichen Wert der Gate-Schwellenspannung ab, wobei die am stärksten toleranzbehafteten Größen, nämlich die Kapazität des Elektrolytkondensators und die Gate-Schwellenspannung, auch noch temperaturabhängig sind. In der Praxis muß man also mit entsprechenden Streuungen rechnen, falls man nicht eine Anpassung (z. B. mit dem  $R$ -Wert) oder eine



**Bild 3** Schaltungsvariante mit Einbeziehung der Zündschlüsselstellung



**Bild 4** Schaltungen für die Innenbeleuchtung eines Kraftfahrzeugs  
**a** übliche Anordnung ohne Elektronik,  
**b** Anordnung mit der beschriebenen Elektronikbaugruppe

Einengung (z. B. des C-Wertes) vornimmt. Für den vorgesehenen Zweck dürfte es aber unerheblich sein, wie lang die Leuchtdauer tatsächlich ist, wenn nur eine bestimmte Mindest- sowie Maximalzeit eingehalten wird. Eine zu kurze Verzögerungszeit würde nämlich den Wert der Zusatzeinrichtung in Frage stellen. Andererseits ist aber auch eine zu lange Zeit unerwünscht, weil – wie schon erwähnt – der Fahrer hierdurch bei Dunkelheit die erste Wegstrecke geblendet werden kann. Letzteres läßt sich jedoch umgehen, wenn man die im **Bild 3** zu sehende Schaltungsvariante einsetzt. Bei dieser ist die Grundfunktion in der Weise ergänzt, daß die Innenraumbelichtung beim Einschalten der Zündung (Anschluß an Klemme 15) oder beim Starten des Motors (Anschluß an Klemme 50) verlischt, falls die Verzögerungszeit nicht sowieso schon abgelaufen war. Im ersten Fall erfolgt auch kein Aufleuchten, wenn bei eingeschalteter Zündung eine Tür geöffnet wird. Der Mehraufwand in der Schaltung (ein BC-Transistor und ein Widerstand) ist unerheblich, doch ist nun eine zusätzliche Leitung samt Stecker im Bordnetz erforderlich.

Im **Bild 4** ist zu erkennen, wie die im **Bild 1** zu sehende Elektronikbaugruppe in der Leuchte zu verdrahten ist. Im allgemeinen befindet sich bei der Leuchte noch ein Schalter, mit dem man eine der folgenden drei Funktionen auswählen kann:

- Betätigung der Beleuchtung durch die Türen,
  - Beleuchtung ständig ausgeschaltet,
  - Beleuchtung ständig eingeschaltet.
- Die übliche Anordnung (ohne Elektronik) ist im **Bild 4a** zu sehen. Wenn man die Elektronik unter Beibehaltung der gebräuchlichen Schalterkonstruktion in die Leuchte einfügte, hätte das zur Folge, daß die Verzögerung auch dann wirkt, wenn man die Lampe von Hand direkt einschaltet. Daß dann beim Abschalten das Licht nicht sofort erlischt, ist ein zumindest unerwarteter, in manchen Fällen sogar unerwünschter Effekt. Eine mögliche und zweckmäßige Umkonstruktion, bei der der Schalter nur umgedreht erscheint, ist im **Bild 4b** zu sehen: Die drei Schalterstellungen ergeben jetzt wieder das gewohnte, oben beschriebene Verhalten. Bei einem 24-V-Bordnetz sind folgende Umdimensionierungen bzw. Ergänzungen vorzunehmen:
- 30-V-Z-Diode (statt 15 V),
  - BUZ 73A (statt BUZ 72A),
  - 12-V-Z-Diode parallel zum RC-Glied.

Falls die Leistung der Beleuchtungsanordnung viel mehr als 10 W beträgt (z. B. 20 W), müßte der SIPMOS-Transistor mit einem kleinen Kühlkörper versehen werden. Überdies könnte und sollte man in diesem Fall auf einen Typ mit niedrigerem Durchlaßwiderstand übergehen.

Helmut Rabl

Brad Hall

# Leistungs-MOSFET erfolgreich parallelschalten

Leistungs-MOSFET stehen in dem Ruf, daß sie sich sehr einfach parallelschalten lassen. Sicher ist, daß ihre Parallelschaltung einfacher ist als die bipolarer Transistoren. Das liegt an einer Reihe von Besonderheiten der MOS-Technologie. Ist man mit ihnen vertraut, so wird man ihre Vorteile nutzen und spezifische Schwierigkeiten vermeiden können.

Für die Parallelschaltung von MOSFET sind vor allem die folgenden Vorteile bedeutsam:

- kein zweiter Durchbruch, was nützlich ist, falls die gepulsten Ströme der parallelgeschalteten Transistoren ungleich sind,
- ein positiver Temperaturkoeffizient, der die Stromteilung im eingeschwungenen Zustand verbessert,
- geringer Bedarf an Steuerleistung.

Eines der häufigen Probleme, die bei der Parallelschaltung von MOSFET auftreten, besteht in den parasitären Schwingungen, die durch das Parallelschalten nicht entkoppelter Gates verursacht werden. Solche Schwingungen können die Leistungsfähigkeit einer Schaltung beeinträchtigen oder die MOSFET sogar beschädigen. Wird ein Widerstand bzw. eine Ferritperle mit jedem Gate in Serie geschaltet, so entsteht eine Bedämpfung in dem komplexen RLC-Steuerleitungskreis, die die Schwingungen auf ein Mindestmaß verringert oder sie sogar vollkommen beseitigt.

Ein weiteres Problem zeigt sich in Form schaltungsbedingter Spannungs-

spitzen. Sie werden durch die extrem hohe Schaltgeschwindigkeit der MOSFET sowie durch die immer vorhandenen Streuinduktivitäten verursacht.

Ein erster Schritt zur Verringerung der Spannungsspitzen besteht darin, dafür zu sorgen, daß die MOSFET nur so schnell schalten, wie dies unbedingt notwendig ist. Die Schaltung soll außerdem so ausgelegt werden, daß alle Verbindungsleitungen minimale Induktivitäten aufweisen.

Bestehen die Probleme weiterhin, so muß die Schaltung so modifiziert werden, daß die Leistungstransistoren selbst eventuelle Spannungssprünge begrenzen, die die Bausteine zerstören könnten. Wegen dieser aktiven Rolle des MOSFET, der sowohl Strom schaltet als auch Spannungssprünge unterdrückt, bezeichnet man eine derartige Modifizierung als dynamische Klemmschaltung.

## Fehlen eines zweiten Durchbruchs

Da sie keinen zweiten Durchbruch aufweisen, können MOSFET im Vergleich zu bipolaren Transistoren größeren Impulsströmen standhalten. Die Erzielung einer symmetrischen Impulsstromaufteilung wird somit weniger kritisch. Die maximale Sperrschichttemperatur stellt den einzigen Faktor dar, der den Drainstrom eines Leistungs-MOSFET begrenzt. Eine

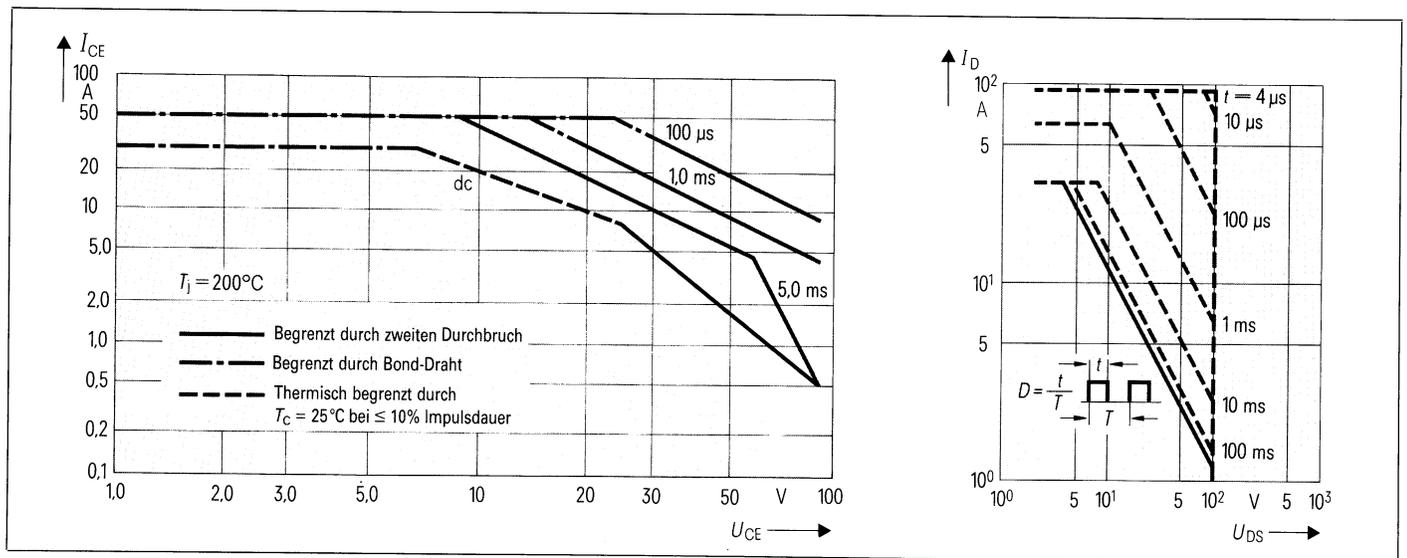
Stromreduktion, wie sie bei höheren Spannungen für bipolare Transistoren häufig angewandt wird, ist bei MOSFET, unabhängig von der Betriebsspannung, nicht erforderlich. Solange die maximale Sperrschichttemperatur  $T_{Jmax}$  unter 150 °C gehalten wird, ist der Nennwert des gepulsten Drainstroms weit höher als der höchstzulässige Wert für den Drain-Gleichstrom  $I_D$ .

Anhand der folgenden Gleichung kann man den vorhandenen gepulsten Drainstrom  $I_{Dpuls}$  bei vorgegebenen Werten für Gehäusetemperatur  $T_c$ , Drain-Source-Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  und transienten Wärmewiderstand  $R_{thJC(trans)}$  berechnen:

$$I_{Dpuls} = \sqrt{\frac{T_{Jmax} - T_c}{2 [R_{DS(on)} \text{ (bei 25 °C)}] \cdot R_{thJC(trans)}}$$

Zusätzlich geben die meisten Datenbücher einen maximalen Wert für den gepulsten Drainstrom ( $I_{Dpuls}$  oder  $I_{DM}$ ) an, der in der Regel drei- bis viermal höher als der Drain-Gleichstrom  $I_D$  liegt. Bei Betrieb des MOSFET mit gepulsten Drainströmen, die größer sind als der zulässige Drain-Gleichstrom, ist darauf zu achten, daß die Gate-Source-Steuerspannung groß genug ist, um zu verhindern, daß der MOSFET im aktiven Kennlinienfeld arbeitet. Dies würde zu übermäßiger Erwärmung des Bausteins führen.

Bild 1 verdeutlicht die höheren Impulsstromwerte des MOSFET gegenüber dem bipolaren Transistor. Die entsprechenden Maximalwerte betragen beim bipolaren Transistor 30 A, 100 V und 200 W bzw. beim MOSFET 32 A, 100 V und 125 W. Der maximale gepulste Kollektorstrom beträgt bei einer Impulsbreite von 100 µs und maximaler Spannung nur 9 A für



**Bild 1** Kurven des sicheren Arbeitsbereichs (SOA)  
 links: bipolarer Transistor (30 A, 100 V, 200 W),  
 rechts: SIPMOS-Transistor BUZ 24 (32 A, 100 V, 125 W). Der MOSFET weist einen  $I_{Dpuls}$  von 23 A bei 100 V und einer Impulsbreite von 100  $\mu$ s auf, während der bipolare Transistor ebenfalls bei 100 V und einer Impulsbreite von 100  $\mu$ s infolge des zweiten Durchbruchs einen  $I_{CM}$ -Wert von nur 9 A zuläßt

einen bipolaren 30-A-Transistor, jedoch 23 A im Fall des 32-A-MOSFET. Wegen des Fehlens eines zweiten Durchbruchs ist der MOSFET in der Lage, 23 A bei Nennspannung zu bewältigen, während der bipolare Transistor unter sonst gleichen Bedingungen mit nur 9 A belastbar ist. Infolge dieses Unterschieds wird die beim bipolaren Bauelement erforderliche höhere Nennleistung nicht ausgenutzt.

### MOSFET-Fehlanpassung

Die Einschaltzeit ist ein wesentlicher Faktor, der bei der Parallelschaltung von Leistungs-MOSFET zu berücksichtigen ist. Schaltet sich einer der parallelbetriebenen Bausteine früher als die anderen ein, bzw. später als die anderen aus, so springt der gepulste Drainstrom des betroffenen Bausteins kurzzeitig auf einen höheren Wert als der entsprechende Strom der anderen Bausteine.

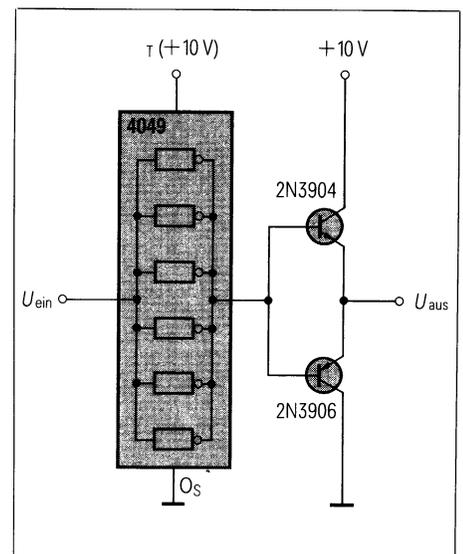
Dieser Zeitunterschied wird durch eine Ungleichheit der entsprechenden Parameter, wie etwa Schwellenspannung und Steilheit der parallelgeschalteten Bausteine, verursacht. Im eingeschwungenen Zustand teilt sich der Strom meist recht gleichmäßig auf, da der positive Temperaturkoeffizient den Strom zwischen Bausteinen ungleichen Einschaltwiderstands  $R_{DS(on)}$  regelt (siehe »Positiver Temperaturkoeffizient«).

Wird infolge einer Ungleichheit der MOSFET-Parameter die Temperatur  $T_{Jmax}$  eines Bausteins während der Ein- bzw. Ausschaltzeit überschritten, so muß die Schaltung entsprechend modifiziert werden, damit solche Einschwingerscheinungen auf ein Mindestmaß verringert oder unterdrückt werden. Die Lösung liegt in einer Verkürzung der Anstiegs- und Abfallzeit der Gate-Steuerspannung. Damit wird die Zeit reduziert, während der der schnellste MOSFET allein leitet und somit die volle Last führt.

Am einfachsten lassen sich die Anstiegs- und Abfallzeiten durch eine Verringerung des dynamischen Widerstands der Gate-Steuerschaltung verkürzen. **Bild 2** zeigt eine einfache, niederohmige Steuerschaltung. Auch wenn eine solche Steuerschaltung die von der Wertungleichheit stammenden Probleme nicht ganz beseitigt, so ermöglicht der sehr hohe gepulste Strom des MOSFET eine relativ einfache Parallelschaltung dieser Bausteine, die sich auf jeden Fall leichter als mit bipolaren Transistoren gestaltet. Infolge des Fehlens eines zweiten Durchbruchs hat der Entwickler einen größeren Spielraum, da der MOSFET bei vergleichbarem Gleichstrom-Nennwert mit einem größeren gepulsten Strom als der bipolare Transistor belastbar ist.

### Positiver Temperaturkoeffizient

Der positive Temperaturkoeffizient der Leistungs-MOSFET ist ein bekannter Vorteil der MOSFET-Technologie. Auf ihm basiert die Möglichkeit zur Parallelschaltung von MOSFET. Der typische Widerstand eines SIPMOS®-Transistors verdoppelt sich bei einer Erhöhung der Sperrschichttemperatur von 25 auf etwa 130 °C. Werden mehrere MOSFET parallel betrieben, und führen sie infolge geringer



**Bild 2** Niederohmige Steuerschaltung zur Verkürzung der Ein- und Ausschaltzeiten

Widerstandsunterschiede verschiedene Ströme, so muß der Baustein mit dem niedrigsten Widerstand einen größeren Strom als irgendein anderer Baustein führen. Dadurch ergibt sich eine höhere Wärmeerzeugung, die einen Temperaturanstieg und damit wiederum einen größeren Widerstand verursacht, so daß der über den heißeren Baustein fließende Strom verringert wird. Dieser Prozeß regelt sich selbst. Die Erfahrung hat gezeigt, daß keine zusätzlichen Maßnahmen zur Stromaufteilung erforderlich sind. Somit können die herkömmlichen Stromaufteilungswiderstände entfallen, wie sie bei bipolaren Transistoren angewandt werden. Durch den Verzicht auf solche Stabilisierungswiderstände werden nicht nur die Bauelementzahl reduziert, sondern auch der Spannungsabfall und die Verlustleistung im Lastkreis geringer gehalten.

Innerhalb eines einzelnen Transistors arbeiten Tausende parallelgeschalteter Zellen nach dem gleichen Prinzip. Führt irgendeine Zelle auf dem Chip einen größeren Strom als die benachbarten Zellen, so erhöht sich der Widerstand dieser Zelle beinahe augenblicklich. Dadurch wird der Strom reduziert und der Widerstand auf einen Wert gesenkt, bei der die Stromaufteilung unter den einzelnen Zellen wieder praktisch gleichmäßig ist. Um die Stromaufteilung zu verbessern, mag es zweckmäßig erscheinen, parallelgeschaltete Bausteine auf getrennte Kühlkörper zu plazieren, damit bei Temperaturunterschieden zwischen zwei Bausteinen ein besserer Ausgleich erzielt wird. Dies ist jedoch wegen der Komplexität und der Kosten getrennter Kühlkörper keine optimale Lösung. Trotz des positiven Temperaturkoeffizienten der Leistungs-MOSFET ist es schaltungstechnisch vorteilhaft, einen Parallelschaltungsfaktor von 0,9 bis 0,8 bei der Berechnung des Nenngleichstroms anzuwenden. Sollen beispielsweise drei MOSFET mit einem Nenngleichstrom von jeweils 24 A parallelgeschaltet werden, so betrüge der Gleichstrom in Parallelschaltung  $3 \times 24 \times 0,8 \text{ A} = 58 \text{ A}$ . Durch diese Verfahrensweise kann einigermaßen sichergestellt werden, daß keiner der Bausteine, sogar bei einem nicht einwandfreien Wärmeausgleich, übermäßig beansprucht wird.

### Minimale Gate-Steuerleistung

Bei der Verwendung bipolarer Transistoren muß der Entwickler den Leistungsverbrauch und damit die erzeugte Verlustwärme der Basis-Steuerschaltung berücksichtigen. Dies entfällt bei der Schaltungsentwicklung mit Leistungs-MOSFET, da die erforderliche Gate-Steuerleistung sehr gering ist. Das Gate des MOSFET erscheint für die Gate-Steuerschaltung als Kondensator. Seine Kapazität besteht aus der Gate-Source-Kapazität parallel mit der Gate-Drain- bzw. Miller-Kapazität. Der MOSFET wird durch das Aufladen dieser parallelen Kapazitäten über den Widerstand der Gate-Steuerschaltung eingeschaltet. Folglich verringern sich die Schaltzeiten des MOSFET mit einer Verringerung des Widerstands der Steuerschaltung. Da die Steuerschaltung einen Kondensator sieht, liefert sie Strom an das Gate und erzeugt daher beim Aufladen bzw. Entladen der Gate-Kapazität nur kurzzeitig Verlustleistung.

### Parasitäre Gate-Schwingungen

Werden die Gates der Leistungs-MOSFET ohne Entkopplung parallelgeschaltet, können parasitäre Schwingungen an den Gates auftreten. Diese Schwingungen entstehen dann, wenn die Gate-Steuerspannung den Wert der Einsatzspannung erreicht (Bild 3 oben). In vielen Fällen überschreitet die Amplitude der Schwingungen den maximalen Wert der Gate-Source-Spannung

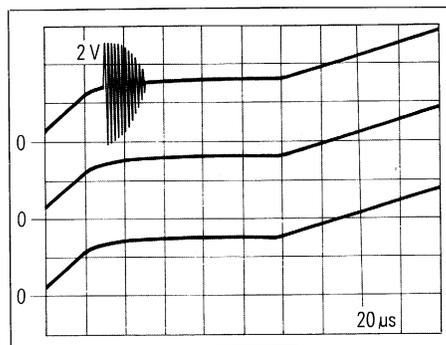


Bild 3 Verlauf der Gate-Source-Spannung beim Einschalten des MOSFET. Oben: Parasitäre Schwingungen beim Erreichen der Einsatzspannung am Gate eines parallelgeschalteten MOSFET. Mitte: 10-Ω-Widerstände mit den Gates in Serie geschaltet. Unten: Ferritperlen in den Gateleitungen. In der Mitte und unten sind die Schwingungen unterdrückt

(± 20 V), so daß die Bausteine zerstört werden.

Die Schwingungen werden durch die sehr hohe Steilheit der MOSFET verursacht. Der Schwingkreis besteht aus den parasitären Kapazitäten und Induktivitäten sowohl der Schaltung als auch der Transistoren selbst. Bild 4 veranschaulicht die Auswirkung der im Bild 3 dargestellten Gate-Schwingungen auf die Drain-Source-Spannung zweier parallelgeschalteter MOSFET. Man sieht, daß die Schwingungen um etwa 180° phasenverschoben zwischen den Drains der beiden MOSFET auftreten. Die MOSFET selbst sind damit wesentliche Komponenten des Schwingkreises. Der Amplitudenunterschied rührt von der Steilheitsdifferenz der beiden Bausteine her.

Der Schwingkreis weist einen sehr hohen Q-Wert auf, wobei Q das Verhältnis der Kreisreaktanz ( $X_L$  bzw.  $X_C$ ) zum Kreiswiderstand  $R$  ist ( $Q = X_C/R$ ). Die Amplitude der Schwingungsspannung beträgt Qmal die angelegte Spannung. Bei einem Kreis hohen Q-Wertes ist die Amplitude der Schwingungsspannung folglich sehr hoch.

Dieses Problem läßt sich sehr leicht dadurch lösen, daß man den Widerstand des Kreises erhöht und den Q-Wert auf einen vernachlässigbaren Betrag verringert, z.B. durch Beschalten des Gate eines jeden parallelgeschalteten MOSFET mit einem Serienwiderstand zwischen 4,7 und 200 Ω (siehe Bild 3 Mitte). Als weitere Lösung kann man eine kleine Ferritdrossel mit dem Gate in Serie schalten. Dabei werden

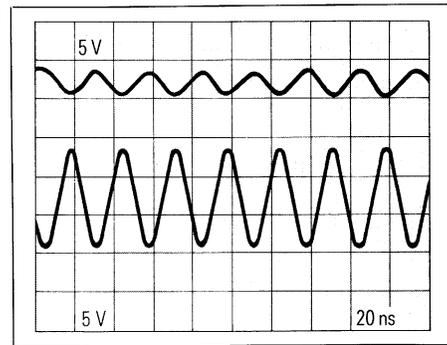


Bild 4 Das Oszillogramm zeigt die Wirkung der Gate-Schwingungen (Bild 3 oben) auf die Drain-Source-Spannung zweier parallelgeschalteter MOSFET. Die Schwingungen sind um etwa 180° phasenverschoben

die parasitären Schwingungen durch die Entkopplung von Transistor und parasitären Induktivitäten unterbunden (Bild 3 unten).

Um während der Laborphase einer Entwicklung das Gate zu schützen, empfiehlt es sich, eine Z-Diode mit etwa 16 bis 18 V Durchbruchspannung zwischen Gate und Source eines MOSFET zu schalten. Damit wird das Gate gegen unregelmäßig einsetzende Überspannungen geschützt. Werden niederohmige Gate-Steuerschaltungen verwendet, so können die Z-Dioden in der Endausführung meistens entfallen.

### Schaltungsinduzierte Spannungsspitzen

Als unvermeidbare Folge der Unterbrechung des Stromflusses über eine induktive Last werden sehr häufig Spannungen induziert. Besonders Streuinduktivitäten führen dabei zu unerwarteten Spannungsspitzen, die wiederum den Ausfall von Bauelementen verursachen können.

Gemäß der Beziehung  $U = -L \, di/dt$  sind es drei Größen, über die diese Spannungsspitzen beeinflusst werden können. Die eine ist die Zeit, die zur Reduzierung des Stromflusses erforderlich ist. Infolge der extrem hohen Schaltgeschwindigkeit der MOSFET kann diese Zeitdauer im Gegensatz zu bipolaren Transistoren sehr kurz sein, so daß die erzeugte Spannung entsprechend hoch ist. Der zu schaltende Strom ist eine weitere Größe. Beim dritten Parameter handelt es sich um die vorhandenen Induktivitäten, wobei vor allem die durch Schaltungsauslegung und Leitungslängen verursachten Streuinduktivitäten besonders kritisch sind.

Um den zeitlichen Anteil der Stromsteilheit  $di/dt$  zu verringern, läßt sich die Schaltgeschwindigkeit eines MOSFET reduzieren. Es ist in der Tat empfehlenswert, MOSFET nur so schnell schalten zu lassen, wie dies erforderlich ist. Ein anderer Gesichtspunkt liegt darin, daß, wie bei der Parallelschaltung erwähnt, die Aufteilung des gepulsten Stroms unter den MOSFET um so günstiger ist, je schneller sie schalten. Obwohl die Spannungsspitzen also durch einen langsameren Betrieb verringert werden, ist dies nicht unbedingt die beste

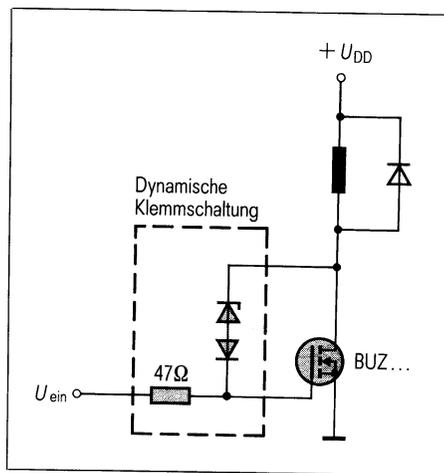


Bild 5 Prinzip der dynamischen Klemmschaltung: Z-Diode und herkömmliche Diode gegensinnig gepolt. Der Gate-Serienwiderstand entkoppelt die Klemmschaltung gegenüber der Ansteuerschaltung

Lösung für das Parallelschalten von MOSFET.

Streuinduktivitäten sind grundsätzlich nicht zu vermeiden. Sie sollten jedoch so niedrig wie nur möglich gehalten werden. Eine sorgfältige Auslegung der Platine kann sehr wirkungsvoll sein, z.B. bei zweiseitig kupferkaschierten Platinen, deren eine Seite als Masse dient. Die Verbindungen zwischen diesem Masseanschluß für die Schaltungselemente und den Masseanschlüssen der Stromversorgung und der Ansteuerung sollten möglichst kurz sein.

Andererseits kann man auch einen dreimal dickeren Kupferbelag verwenden, als für den maximalen Strom notwendig ist. Eine weitere wirksame Möglichkeit zur Unterdrückung der Induktivitäten ist, die Leiterbahnen möglichst kurz und breit zu gestalten. Schaltungstechnisch ist es immer günstig, die Verbindungen mit der Platine, besonders diejenigen, die Laststrom führen, so kurz und dick wie möglich auszulegen.

### Dynamische Klemmschaltung

Die sogenannte dynamische Klemmschaltung ist eine weitere Methode zur Unterdrückung von Spannungsspitzen. Hierbei unterdrückt jeder MOSFET die eigenen Spannungsspitzen mit Hilfe einer Gegenkopplung, d.h., ein Anteil der transienten Energie wird an das Gate bzw. die Gates der MOSFET zurückgeführt. Dies erfordert zusätz-

lich eine Kleinsignal-Z-Diode (5 W), eine Universal-Diode sowie einen Gate-Serienwiderstand (Bild 5).

Überschreitet eine positive Drain-Source-Spannung am MOSFET den Durchbruchspannungswert der Z-Diode, wird die dynamische Klemmschaltung aktiviert. Der Z-Diodenstrom lädt die Gate-Kapazität auf, bis die Gate-Spannung ihren Schwellenwert erreicht hat. Somit schaltet der MOSFET ein und führt die transiente Energie an Masse. Das Gate wird durch den Serienwiderstand gegen die Steuerschaltung entkoppelt. Der MOSFET klemmt den Sprung am Z-Spannungspiegel und schützt sich somit selbst. Im Bild 6 dienen 10-Ω-Widerstände zum Schutz der MOSFET gegen parasitäre Gate-Schwingungen. Die Oszillogramme (Bilder 7, 8, 9 und 10) zeigen die an den MOSFET erscheinenden Spannungen (Bilder 7 und 8 ohne, Bilder 9 und 10 mit dynamischer Klemmschaltung). Im Bild 10 ist zusätzlich ein ungepoltter 5-µF-Kondensator (»Snubber«) eingesetzt worden.

Die obere Kurve im Bild 7 stellt die Gate-Source-Steuerspannung dar, während an der unteren Kurve der Drain-Source-Spannungssprung 200 V erreicht, obwohl  $U_{DD}$  nur 125 V beträgt. Diese Spannungsspitze rührt von der Source-Streuinduktivität her. Schaltet sich der MOSFET aus, wird der Strom über diese Streuinduktivität unterbrochen. Die resultierende Rücklaufspannung steuert die Source des MOSFET an (negativ bezogen auf Masse), was zu einer positiven Erhöhung der Drain-Source- sowie der Gate-Source-Spannung führt. Zur Verringerung der Source-Induktivität wird die Drahtlänge zwischen der Source und Masse verkürzt und die Drahtdicke vergrößert.

Aus Bild 8 wird ersichtlich, daß infolge dieser Verringerung der Source-Induktivität die Spannung  $U_{DD}$  sich auf 175 V erhöhen läßt, ehe eine Spannungsspitze von 200 V erscheint.

Bild 9 zeigt die Wirkung der dynamischen Klemmschaltung, bei der die 200-V-Spannungsspitze des Bildes 8 nun auf <190 V geklemmt wird. Die Gate-Source-Spannung im Bild 9 wird für die Dauer des Spannungssprungs oberhalb des Schwellenwertes gehalten, d.h., der MOSFET schützt sich selbst.

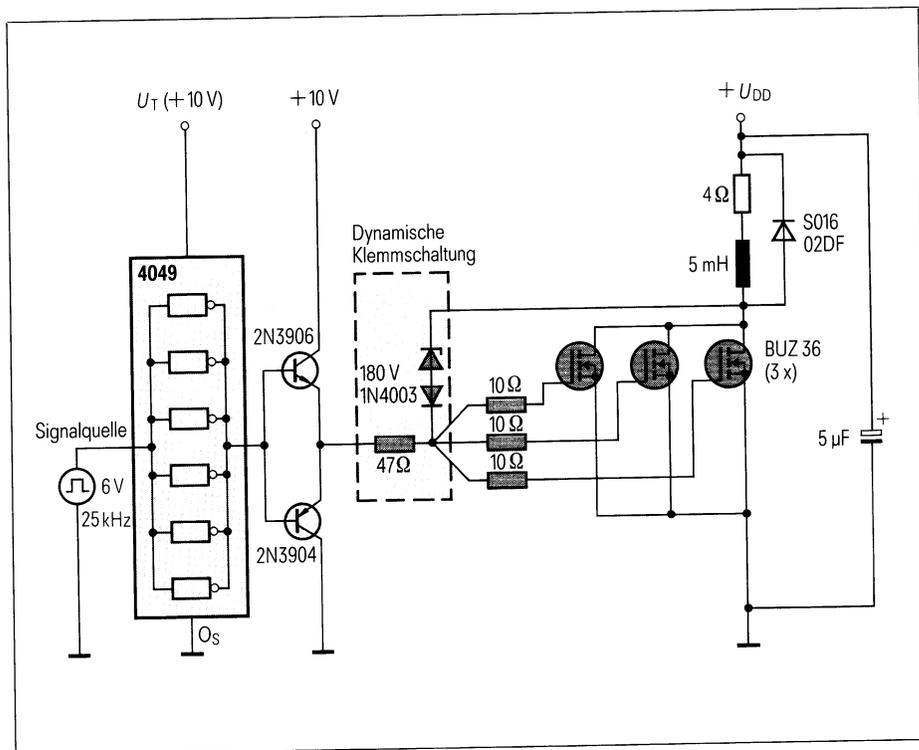


Bild 6 Parallelschaltung von MOSFET mit Last- und Steuerkreisen sowie dynamischer Klemmschaltung

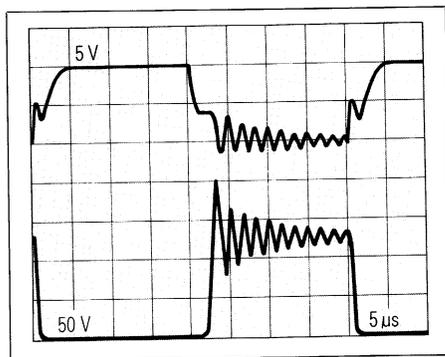


Bild 7 Oszillogramm der Gate-Spannung (oben) sowie der Drain-Source-Spannung (unten) ohne die dynamische Klemmschaltung. Bei  $U_{DD} = 125\text{ V}$  erreicht der Spannungssprung  $200\text{ V}$

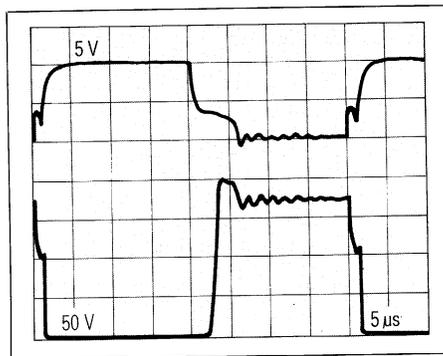


Bild 8 Nach Reduzierung der Source-Induktivität gegenüber Bild 7 läßt sich eine Spannung  $U_{DD}$  von nunmehr  $175\text{ V}$  (vorher  $125\text{ V}$ ) anlegen, bevor der Spannungssprung  $200\text{ V}$  erreicht

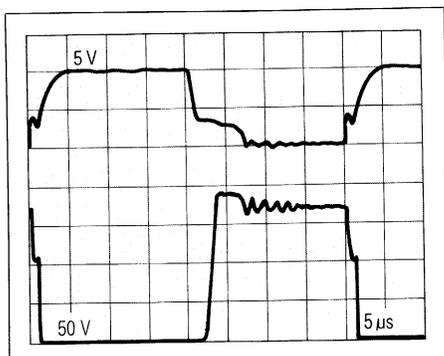


Bild 9 Durch Einsatz der dynamischen Klemmschaltung wird der  $200\text{-V}$ -Spannungssprung nach Bild 8 auf  $<190\text{ V}$  geklemmt

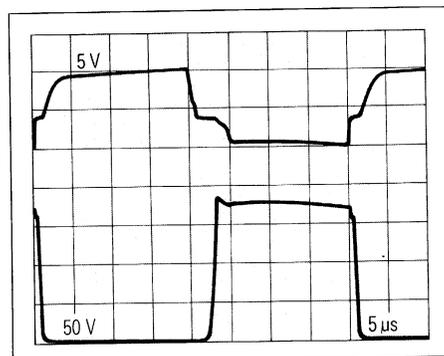


Bild 10 Reduzierung der Spannungsspitzen durch einen ungepolteten Kondensator ( $5\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ )

In diesem Beispiel kommt eine  $180\text{-V}$ -Z-Diode zum Einsatz. Die Durchbruchspannung dieser Diode wurde mit  $186\text{ V}$  bei einem Spitzenstrom von  $50\text{ mA}$ , d.h. dem Spitzenstrom bei der Aktivierung der dynamischen Klemmschaltung, gemessen. Da es sich hier um einen kontrollierten Laborversuch handelte, ließ sich eine  $180\text{-V}$ -Z-Diode zum Schutz der  $200\text{-V}$ -MOSFET verwenden.

Die empfohlene Z-Spannung für die Diode der dynamischen Klemmschaltung ist durch

$U_Z (\text{Worst-case}) < (U_{(BR)DSS} - U_{GS(th)})$  gegeben. Z-Dioden lassen sich gegebenenfalls zur Erhöhung der Gesamtspannung in Serie schalten.

Durch die dynamische Klemmschaltung werden die MOSFET gezwungen, den Drainstrom bei einer der  $U_{(BR)DSS}$  nahen Spannung zu führen, so daß eine erhebliche Verlustleistung auftritt. Folglich eignet sich die dynamische Klemmschaltung nur dazu, Spannungssprünge zu klemmen. Es wird daher als zusätzliche Schutzmaßnahme empfohlen, die dynamische Klemmschaltung parallel mit einer herkömmlichen Klemmschaltung einzusetzen. Ermöglicht dieser zusätzliche Schutz den Einsatz eines MOSFET geringerer Spannung, so ist die dynamische Klemmschaltung besonders kostenwirksam.

Bild 10 zeigt die Wirkung eines ungepolteten Kondensators von  $5\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ , der der Stromversorgung zugeschaltet ist. Er unterdrückt den Einfluß der Streuinduktivität besonders wirksam. Ein solcher Kondensator ist jedoch kostspielig und außerdem bei Anwendung der dynamischen Klemmschaltung kaum erforderlich.

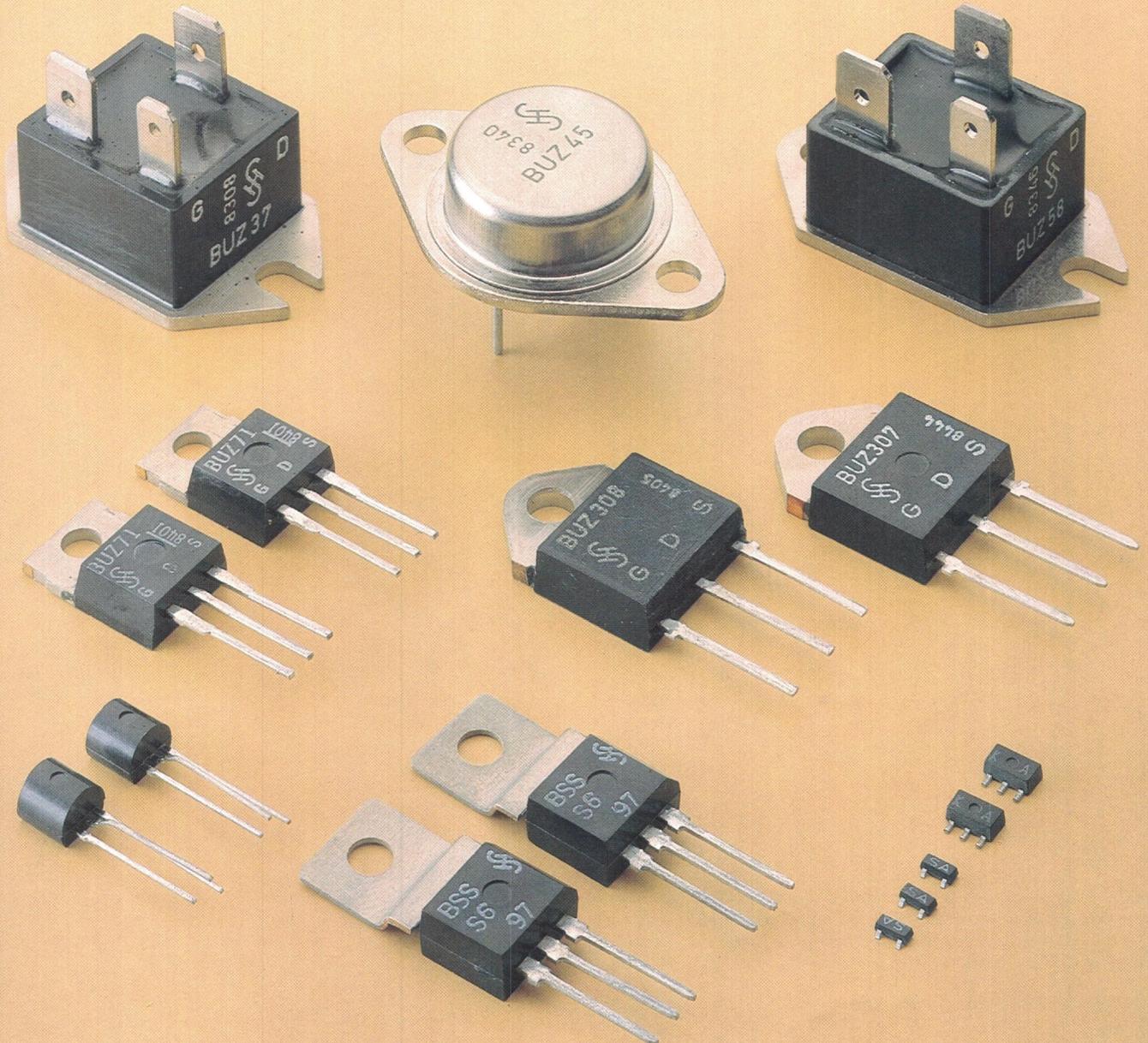
### Schlußbemerkung

Obwohl sich die Parallelschaltung von MOSFET nicht so einfach gestaltet, wie man bei ihrer ersten Markteinführung vor etwa zehn Jahren dachte, sind die Schwierigkeiten durchaus beherrschbar. Die vorgeschlagenen Lösungen, besonders die dynamische Klemmschaltung, können die Arbeit des Schaltungsentwicklers viel einfacher gestalten. Berücksichtigt man die Vorteile des MOSFET-Einsatzes, so wird deutlich, daß das Parallelschalten von MOSFET eine besonders lohnende Aufgabe ist.

**SIEMENS**

# **SIPMOS** **Kleinsignaltransistoren** **Leistungstransistoren**

**Lieferprogramm 1985**



## Inhaltsverzeichnis

	Seite
<b>Allgemeines</b> . . . . .	3
Wesentliche Merkmale . . . . .	3
Anwendungsmöglichkeiten . . . . .	3
<b>Kleinsignaltransistoren</b> . . . . .	4
im Metallgehäuse TO 18 . . . . .	4
im Kunststoffgehäuse SOT 23, SOT 89, TO 92 und TO 202 . . . . .	4
<b>Leistungstransistoren</b> . . . . .	6
im Kunststoffgehäuse TO 220 . . . . .	6
im Kunststoffgehäuse TO 218 (TOP 3) . . . . .	7
im Metallgehäuse TO 204 (TO 3) . . . . .	8
im isolierten Gehäuse TO 238 . . . . .	9
<b>Typenvergleichsliste</b> . . . . .	10
<b>Siemens in Ihrer Nähe</b> . . . . .	16

Mit vorliegendem Lieferprogramm geben wir Ihnen einen Überblick über das aktuelle Produktspektrum unserer SIPMOS-Transistoren und deren charakteristische Daten, wobei sich die Werte auf eine Umgebungstemperatur von 25 °C beziehen. Ausführliche Angaben mit Bestellnummern finden Sie in den entsprechenden Datenbüchern. Bitte beachten Sie, daß SIPMOS-Transistoren ausfuhrgenehmigungspflichtig sind.

SIPMOS® ist ein eingetragenes Warenzeichen der Siemens AG

## SIPMOS® Siemens-Power-MOS-Transistoren

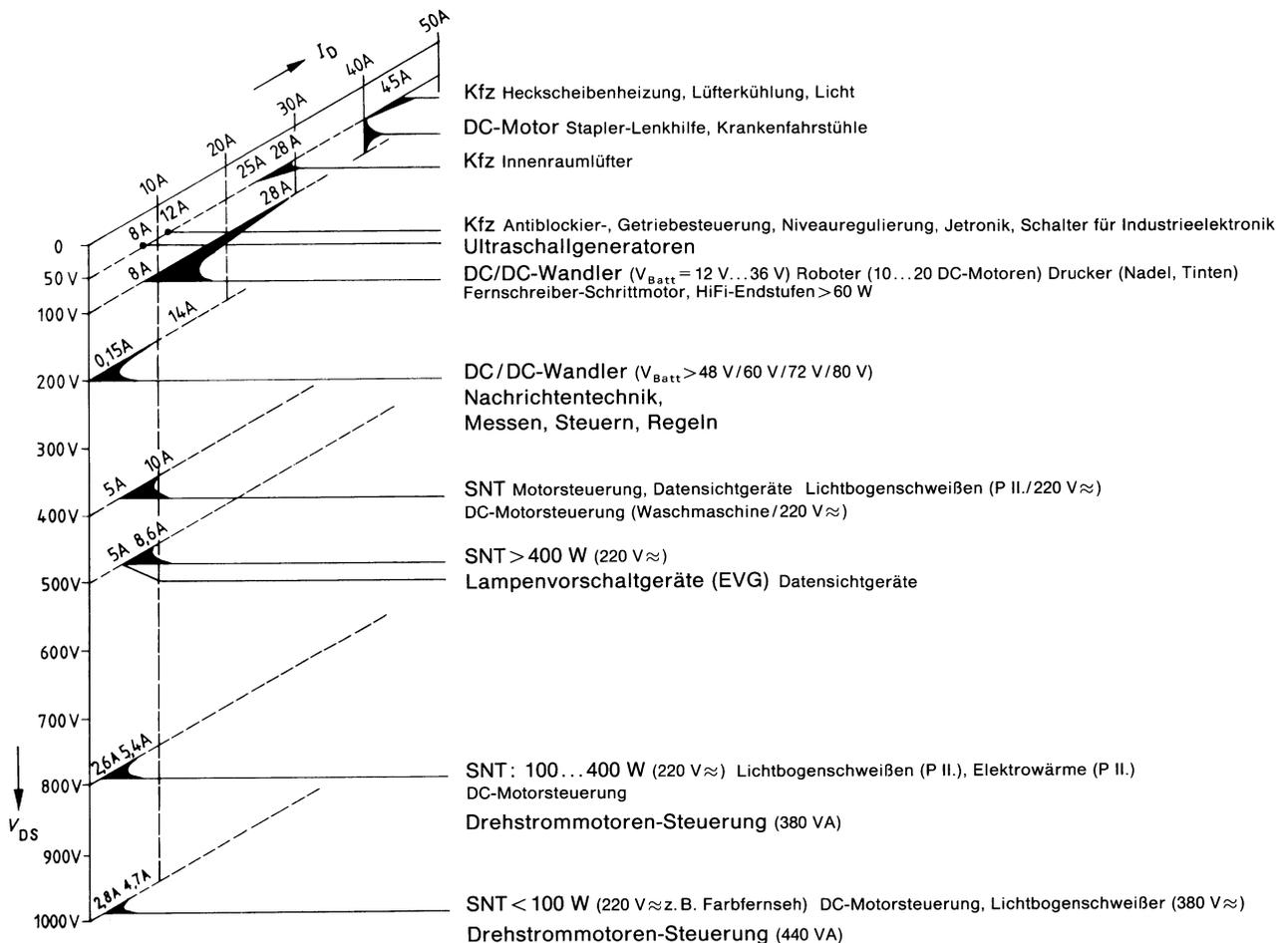
Die SIPMOS-Technologie ist ein modernes Herstellungsverfahren für MOS-Feldeffekt-Bauelemente. Optimales Design und richtungswisende Erkenntnisse auf dem Gebiet der MOS-Technik schufen neue Leistungstransistoren mit bisher nicht bekannten Eigenschaften.

SIPMOS-Transistoren können z. B. unmittelbar durch Mikrocomputer bzw. LSI-Schaltkreise angesteuert werden und eröffnen damit ganz neue Dimensionen in der Schaltungstechnik. Sie gehören zu den innovativsten und bedeutsamsten Bauelementen des Hauses Siemens.

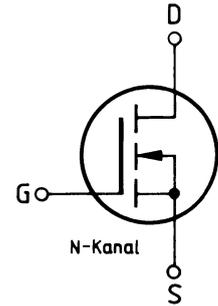
## Wesentliche Merkmale

- Hohe Schaltleistung bis 5 kW
- Einfaches Parallelschalten mehrerer Transistoren zur weiteren Leistungssteigerung
- Extrem kurze Schaltzeiten
- Schaltzeit einstellbar
- Linearer Kennlinienverlauf
- Sehr hohe Grenzfrequenz
- Hohe Strom- und Spannungsfestigkeit
- Überlastsicherheit (kein „Second Breakdown“)
- Keine Speicherzeit

## Anwendungsmöglichkeiten



# Kleinsignaltransistoren

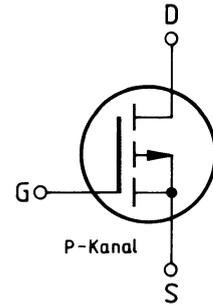


im Gehäuse TO 18, SOT 23, SOT 89, TO 92 und TO 202

Typ	$V_{DS(max)}$ V	$I_{D(max)}$ A	$R_{DSon(max)}$ $\Omega$	$P_{D(max)}$ W	$R_{thJA}$ K/W	Maßbild
BSS 98	50	0,3	3,5	0,63	$\leq 200$	4 a
BSS 100	100	0,23	6,0	0,63	$\leq 200$	4 a
BSS 123		0,17	6,0	0,36	$\leq 350$	2
BSS 87	200	0,28	6,0	1,0	$\leq 125$	3
BSS 89		0,3	6,0	1,0	$\leq 125$	4 b
BSS 91		0,35	6,0	1,5	$\leq 300$	1
BSS 95		0,8	6,0	8,3	$\leq 15^1)$	5
BSS 97		1,5	2,0	10	$\leq 12,5^1)$	5
BSS 101		0,16	12	0,63	$\leq 200$	4 a
BSS 88		230	0,3	6,0	1,0	$\leq 125$
BSS 129 <sup>2)</sup>	0,3		6,0	1,0	$\leq 125$	4 b
BSS 125	600	0,1	40	1,0	$\leq 125$	4 b

1) Wärmewiderstand  $R_{thJC}$

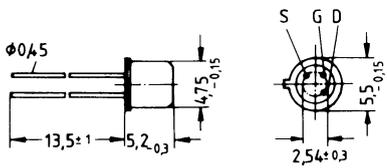
2) Verarmungstyp



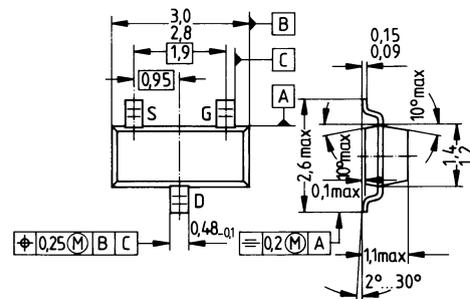
**im Kunststoffgehäuse TO 92**

Typ	$V_{DS(max)}$ V	$I_D(max)$ A	$R_{DSon(max)}$ $\Omega$	$P_D(max)$ W	$R_{thJA}$ K/W	Maßbild
BSS 92	- 200	- 0,15	20,0	1,0	$\leq 125$	4b
BSS 110	- 50	- 0,17	10,0	0,63	$\leq 200$	4a

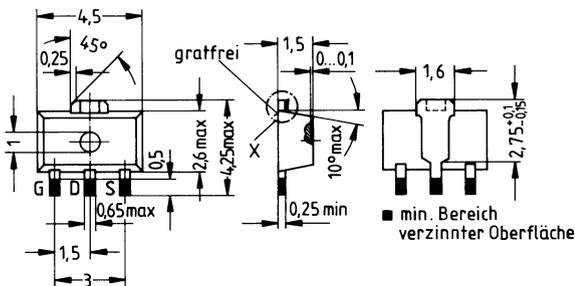
**TO 18 (Bild 1)**



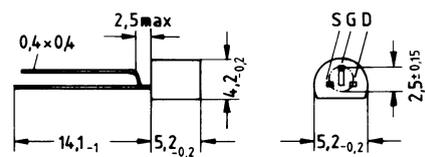
**SOT 23 (Bild 2)**



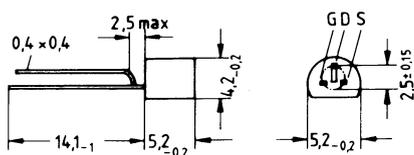
**SOT 89 (Bild 3)**



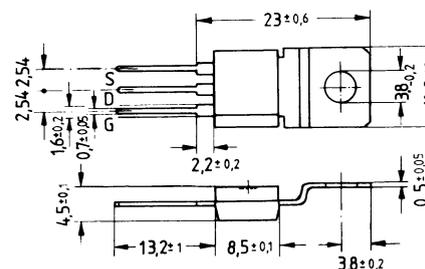
**TO 92 (Bild 4a)**



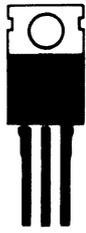
**TO 92 (Bild 4b)**



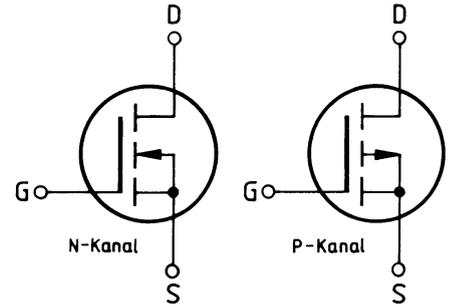
**TO 202 (Bild 5)**



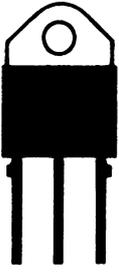
# Leistungstransistoren



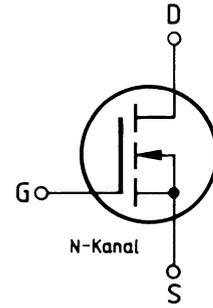
im Kunststoffgehäuse TO 220



Typ	$V_{DS(max)}$ V	$I_{D(max)}$ A	$R_{DS(on)(max)}$ $\Omega$	$P_{D(max)}$ W	$R_{thJC}$ K/W	Maßbild
<b>N-Kanal</b>						
BUZ 10	50	19	0,1	75	$\leq 1,67$	
BUZ 10 A		17	0,12	75	$\leq 1,67$	
BUZ 11		30	0,04	75	$\leq 1,67$	
BUZ 11 A		25	0,06	75	$\leq 1,67$	
BUZ 71		12	0,1	40	$\leq 3,1$	
BUZ 71 A		12	0,12	40	$\leq 3,1$	
BUZ 20	100	12	0,2	75	$\leq 1,67$	
BUZ 21		19	0,1	75	$\leq 1,67$	
BUZ 72		10,0	0,20	40	$\leq 3,1$	
BUZ 72 A		9,0	0,25	40	$\leq 3,1$	
BUZ 31	200	12,5	0,2	75	$\leq 1,67$	
BUZ 32		9,5	0,4	75	$\leq 1,67$	
BUZ 73		7,0	0,4	40	$\leq 3,1$	
BUZ 73 A		5,8	0,6	40	$\leq 3,1$	
BUZ 60	400	5,5	1,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 60 B		4,5	1,5	75	$\leq 1,67$	
BUZ 76		3,0	1,8	40	$\leq 3,1$	
BUZ 76 A		2,6	2,5	40	$\leq 3,1$	
BUZ 205	500	6,0	1,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 41 A		4,5	1,5	75	$\leq 1,67$	
BUZ 42		4,0	2,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 74		2,4	3,0	40	$\leq 3,1$	
BUZ 74 A	2,0	4,0	40	$\leq 3,1$		
BUZ 78	800	1,5	8,0	40	$\leq 3,1$	
BUZ 80		2,6	4,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 80 A		3,0	3,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 50 A	1000	2,5	5,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 50 B		2,0	8,0	75	$\leq 1,67$	
<b>P-Kanal</b>						
BUZ 171	- 50	- 7,0	0,4	40	$\leq 3,1$	
BUZ 172	- 100	- 5,0	0,8	40	$\leq 3,1$	
BUZ 173	- 200	- 3,0	2,0	40	$\leq 3,1$	



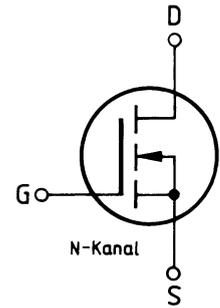
im Kunststoffgehäuse TO 218 (TOP 3)



Typ	$V_{DS(max)}$ V	$I_{D(max)}$ A	$R_{DS(on)max}$ $\Omega$	$P_{D(max)}$ W	$R_{thJC}$ K/W	Maßbild
BUZ 326	400	9,4	0,5	100	$\leq 1,25$	
BUZ 351		11,5	0,40	125	$\leq 1,0$	
BUZ 382 <sup>1)</sup>		12,5	0,40	125	$\leq 1,0$	
BUZ 330	500	7,4	0,80	100	$\leq 1,25$	
BUZ 353		9,6	0,6	125	$\leq 1,0$	
BUZ 354		8,3	0,8	125	$\leq 1,0$	
BUZ 385 <sup>1)</sup>		9,0	0,8	125	$\leq 1,0$	
BUZ 307	800	3,0	3,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 308		2,6	4,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 355		6,0	1,5	125	$\leq 1,0$	
BUZ 356		5,3	2,0	125	$\leq 1,0$	
BUZ 310	1000	2,5	5,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 311		2,0	8,0	75	$\leq 1,67$	
BUZ 357		5,3	2,0	125	$\leq 1,0$	
BUZ 358		4,6	2,6	125	$\leq 1,0$	
BUZ 380 <sup>1)</sup>		5,3	2,0	125	$\leq 1,0$	
BUZ 381 <sup>1)</sup>		4,6	2,6	125	$\leq 1,0$	

1) FREDFET, Leistungstransistor mit schneller Inversdiode

# Leistungstransistoren

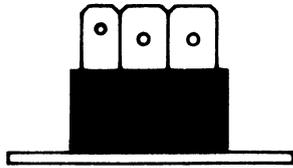


im Metallgehäuse TO 204 (TO 3)

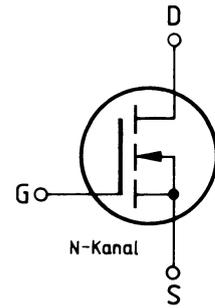
Typ	$V_{DS(max)}$ V	$I_{D(max)}$ A	$R_{DSon(max)}$ $\Omega$	$P_{D(max)}$ W	$R_{thJC}$ K/W	Maßbild
BUZ 14 <sup>1)</sup>	50	39	0,04	125	$\leq 1,0$	
BUZ 15 <sup>1)</sup>		45	0,03	125	$\leq 1,0$	
BUZ 23	100	10	0,2	78	$\leq 1,6$	
BUZ 25 <sup>1)</sup>		19	0,1	78	$\leq 1,6$	
BUZ 24 <sup>1)</sup>		32	0,06	125	$\leq 1,0$	
BUZ 34 <sup>1)</sup>	200	14	0,2	78	$\leq 1,6$	
BUZ 35		9,9	0,4	78	$\leq 1,6$	
BUZ 36 <sup>1)</sup>		22	0,12	125	$\leq 1,0$	
BUZ 63	400	5,9	1,0	78	$\leq 1,6$	
BUZ 63B		4,5	1,5	78	$\leq 1,6$	
BUZ 64		11,5	0,40	125	$\leq 1,0$	
BUZ 201 <sup>2)</sup>		12,5	0,40	125	$\leq 1,0$	
BUZ 202 <sup>2)</sup>		11,0	0,5	125	$\leq 1,0$	
BUZ 45C	450	10	0,45	125	$\leq 1,0$	
BUZ 44 A	500	4,8	1,5	78	$\leq 1,6$	
BUZ 45		9,6	0,6	125	$\leq 1,0$	
BUZ 45 A		8,3	0,8	125	$\leq 1,0$	
BUZ 45 B		10	0,5	125	$\leq 1,0$	
BUZ 46		4,2	2,0	78	$\leq 1,6$	
BUZ 210 <sup>2)</sup>		10,0	0,60	125	$\leq 1,0$	
BUZ 211 <sup>2)</sup>		9,0	0,80	125	$\leq 1,0$	
BUZ 83		800	2,9	4,0	78	
BUZ 83 A	3,4		3,0	78	$\leq 1,6$	
BUZ 84	5,3		2,0	125	$\leq 1,0$	
BUZ 84 A	6,0		1,5	125	$\leq 1,0$	
BUZ 220 <sup>2)</sup>	6,0		1,5	125	$\leq 1,0$	
BUZ 221 <sup>2)</sup>	5,3		2,0	125	$\leq 1,0$	
BUZ 53 A	1000	2,6	5,0	78	$\leq 1,6$	
BUZ 54		5,3	2,0	125	$\leq 1,0$	
BUZ 54 A		4,6	2,6	125	$\leq 1,0$	
BUZ 230 <sup>2)</sup>		5,3	2,0	125	$\leq 1,0$	
BUZ 231 <sup>2)</sup>		4,6	2,6	125	$\leq 1,0$	

1) Source/Gate-Anschluß  $\varnothing 1,5$  mm

2) FREDFET, Leistungstransistor mit schneller Inversdiode.



im isolierten Gehäuse TO 238



Typ	$V_{DS(max)}$ V	$I_{D(max)}$ A	$R_{DSon(max)}$ $\Omega$	$P_{D(max)}$ W	$R_{thJC}$ K/W	Maßbild
BUZ 17	50	32	0,04	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 18		37	0,03	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 27	100	26	0,06	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 28		18	0,10	70	$\leq 1,78$	
BUZ 37	200	13	0,2	70,0	$\leq 1,78$	
BUZ 38		18	0,12	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 67	400	9,6	0,40	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 47 A	500	3,9	2,00	70	$\leq 1,78$	
BUZ 48		7,8	0,60	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 48 A		6,8	0,80	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 88	800	4,3	2,00	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 88 A		5,0	1,50	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 57 A	1000	2,5	5,00	70,0	$\leq 1,78$	
BUZ 58		4,3	2,00	83,3	$\leq 1,5$	
BUZ 58 A		3,7	2,60	83,3	$\leq 1,5$	

# Typenvergleichsliste

## Leistungstransistoren / N-Kanal

General Electric	Siemens	Gehäuse	General Electric	Siemens	Gehäuse	International Rectifier	Siemens	Gehäuse
D84CK1	BUZ71A	TO 220	D86DM1	BUZ35	TO 3	IRF150	BUZ24	TO 3
D84CK2	BUZ72A	TO 220	D86DM2	BUZ35	TO 3	IRF151	BUZ14	TO 3
D84CL1	BUZ72A	TO 220	D86DM4	BUZ35	TO 3	IRF152	BUZ24	TO 3
D84CL2	BUZ72A	TO 220	D86DN1	BUZ35	TO 3	IRF153	BUZ24	TO 3
D84CM1	BUZ73A	TO 220	D86DN2	BUZ35	TO 3	IRF220	BUZ35	TO 3
D84CM2	BUZ73A	TO 220	D86DN4	BUZ35	TO 3	IRF221	BUZ35	TO 3
D84CN1	BUZ73A	TO 220	D86DQ1	BUZ63	TO 3	IRF222	BUZ35	TO 3
D84CN2	BUZ73A	TO 220	D86DQ2	BUZ63	TO 3	IRF223	BUZ35	TO 3
D84CQ1	BUZ76	TO 220	D86DQ3	BUZ63B	TO 3	IRF230	BUZ35	TO 3
D84CQ2	BUZ76	TO 220	D86DQ4	BUZ63B	TO 3	IRF231	BUZ35	TO 3
D84CR1	BUZ74	TO 220	D86DR1	BUZ44A	TO 3	IRF232	BUZ35	TO 3
D84CR2	BUZ74	TO 220	D86DR2	BUZ44A	TO 3	IRF233	BUZ35	TO 3
D84DK1	BUZ71A	TO 220	D86EK1	BUZ14	TO 3	IRF240	BUZ36	TO 3
D84DK2	BUZ21	TO 220	D86EK2	BUZ24	TO 3	IRF241	BUZ36	TO 3
D84DK4	BUZ20	TO 220	D86EL1	BUZ24	TO 3	IRF242	BUZ34	TO 3
D84DL1	BUZ21	TO 220	D86EL2	BUZ24	TO 3	IRF243	BUZ34	TO 3
D84DL2	BUZ21	TO 220	D86EM1	BUZ36	TO 3	IRF250	–	TO 3
D84DL4	BUZ20	TO 220	D86EM2	BUZ36	TO 3	IRF251	–	TO 3
D84DM1	BUZ32	TO 220	D86EN1	BUZ36	TO 3	IRF252	BUZ36	TO 3
D84DM2	BUZ32	TO 220	D86EN2	BUZ36	TO 3	IRF253	BUZ36	TO 3
D84DM4	BUZ32	TO 220	D86EQ1	BUZ64	TO 3	IRF320	BUZ63B	TO 3
D84DN1	BUZ32	TO 220	D86EQ2	BUZ64	TO 3	IRF321	BUZ63B	TO 3
D84DN2	BUZ32	TO 220	D86ER1	BUZ45C	TO 3	IRF322	BUZ63B	TO 3
D84DN4	BUZ32	TO 220	D86ER2	BUZ45A	TO 3	IRF323	BUZ63B	TO 3
D84DQ1	BUZ60	TO 220	D86FK1	BUZ15	TO 3	IRF330	BUZ63	TO 3
D84DQ2	BUZ60	TO 220	D86FK2	BUZ15	TO 3	IRF331	BUZ63	TO 3
D84DQ3	BUZ60B	TO 220	D86FL1	BUZ24	TO 3	IRF332	BUZ63B	TO 3
D84DQ4	BUZ60B	TO 220	D86FL2	BUZ23	TO 3	IRF333	BUZ63B	TO 3
D84DR1	BUZ41A	TO 220	D86FM1	BUZ23	TO 3	IRF340	BUZ64	TO 3
D84DR2	BUZ41A	TO 220	D86FM2	BUZ35	TO 3	IRF341	BUZ64	TO 3
D84EK1	BUZ11	TO 220	D86FN1	BUZ35	TO 3	IRF342	BUZ64	TO 3
D84EK2	BUZ11	TO 220	D86FN2	BUZ35	TO 3	IRF343	BUZ64	TO 3
D84EL1	BUZ21	TO 220	International Rectifier	Siemens	Gehäuse	IRF350	BUZ64	TO 3
D84EL2	BUZ21	TO 220	IRF120	BUZ23	TO 3	IRF351	BUZ64	TO 3
D84EM1	BUZ21	TO 220	IRF121	BUZ23	TO 3	IRF352	BUZ64	TO 3
D84EM2	BUZ31	TO 220	IRF122	BUZ23	TO 3	IRF353	BUZ64	TO 3
D84EN1	BUZ31	TO 220	IRF123	BUZ23	TO 3	IRF420	BUZ46	TO 3
D84EN2	BUZ31	TO 220	IRF130	BUZ25	TO 3	IRF421	BUZ46	TO 3
D84ER1	BUZ41A	TO 220	IRF131	BUZ25	TO 3	IRF422	BUZ46	TO 3
D84ER2	BUZ41A	TO 220	IRF132	BUZ23	TO 3	IRF423	BUZ46	TO 3
D86DK1	BUZ14	TO 3	IRF133	BUZ23	TO 3	IRF430	BUZ44A	TO 3
D86DK2	BUZ25	TO 3	IRF140	BUZ24	TO 3	IRF431	BUZ44A	TO 3
D86DK4	BUZ23	TO 3	IRF141	BUZ24	TO 3	IRF432	BUZ46	TO 3
D86DL1	BUZ25	TO 3	IRF142	BUZ25	TO 3	IRF433	BUZ46	TO 3
D86DL2	BUZ25	TO 3	IRF143	BUZ25	TO 3	IRF440	BUZ45A	TO 3
D86DL4	BUZ23	TO 3				IRF441	BUZ45A	TO 3

International Rectifier	Siemens	Gehäuse	International Rectifier	Siemens	Gehäuse	Motorola	Siemens	Gehäuse
IRF442	BUZ45A	TO 3	IRF741	BUZ64	TO 220	MTM3N60	BUZ84	TO 3
IRF443	BUZ45A	TO 3	IRF742	BUZ60	TO 220	MTM3N95	BUZ54A	TO 3
IRF452	BUZ45B	TO 3	IRF743	BUZ60	TO 220	MTM3N100	BUZ54A	TO 3
IRF453	BUZ45C	TO 3	IRF820	BUZ74	TO 220	MTM4N45	BUZ46	TO 3
IRF510	BUZ72A	TO 220	IRF821	BUZ74	TO 220	MTM4N50	BUZ46	TO 3
IRF511	BUZ72A	TO 220	IRF822	BUZ74A	TO 220	MTM4N85	BUZ54	TO 3
IRF512	BUZ72A	TO 220	IRF823	BUZ74A	TO 220	MTM4N90	BUZ54	TO 3
IRF513	BUZ72A	TO 220	IRF830	BUZ41A	TO 220	MTM4N95	BUZ54	TO 3
IRF520	BUZ72A	TO 220	IRF831	BUZ41A	TO 220	MTM4N100	BUZ54	TO 3
IRF521	BUZ72A	TO 220	IRF832	BUZ42	TO 220	MTM5N18	BUZ35	TO 3
IRF522	BUZ72A	TO 220	IRF833	BUZ42	TO 220	MTM5N20	BUZ35	TO 3
IRF523	BUZ72A	TO 220	IRF842	BUZ41A	TO 220	MTM5N35	BUZ63B	TO 3
IRF530	BUZ21	TO 220	2N6755	BUZ23	TO 3	MTM5N40	BUZ63B	TO 3
IRF531	BUZ71	TO 220	2N6756	BUZ25	TO 3	MTM5N85	BUZ54	TO 3
IRF532	BUZ72A	TO 220	2N6757	BUZ35	TO 3	MTM5N90	BUZ54	TO 3
IRF533	BUZ71A	TO 220	2N6758	BUZ35	TO 3	MTM6N55	BUZ44A	TO 3
IRF541	BUZ11A	TO 220	2N6759	BUZ63B	TO 3	MTM6N60	BUZ84A	TO 3
IRF542	BUZ71	TO 220	2N6760	BUZ63	TO 3	MTM7N12	BUZ35	TO 3
IRF543	BUZ10	TO 220	2N6761	BUZ44A	TO 3	MTM7N15	BUZ35	TO 3
IRF610	BUZ73A	TO 220	2N6762	BUZ44A	TO 3	MTM7N18	BUZ35	TO 3
IRF611	BUZ73A	TO 220	2N6763	BUZ24	TO 3	MTM7N20	BUZ35	TO 3
IRF612	BUZ73A	TO 220	2N6764	BUZ24	TO 3	MTM7N45	BUZ45A	TO 3
IRF613	BUZ73A	TO 220	2N6765	BUZ36	TO 3	MTM7N50	BUZ45A	TO 3
IRF620	BUZ73A	TO 220	2N6767	BUZ64	TO 3	MTM8N08	BUZ23	TO 3
IRF621	BUZ73A	TO 220	2N6769	BUZ45C	TO 3	MTM8N10	BUZ23	TO 3
IRF622	BUZ73A	TO 220				MTM8N12	BUZ23	TO 3
IRF623	BUZ73A	TO 220	Motorola	Siemens	Gehäuse	MTM8N15	BUZ35	TO 3
IRF630	BUZ32	TO 220	MTH6N55	BUZ354	TO 218	MTM8N18	BUZ35	TO 3
IRF631	BUZ32	TO 220	MTH6N60	BUZ354	TO 218	MTM8N20	BUZ35	TO 3
IRF632	BUZ73	TO 220	MTH7N45	BUZ354	TO 218	MTM8N35	BUZ64	TO 3
IRF633	BUZ73	TO 220	MTH7N50	BUZ354	TO 218	MTM8N40	BUZ64	TO 3
IRF642	BUZ31	TO 220	MTH8N35	BUZ351	TO 218	MTM10N05	BUZ23	TO 3
IRF643	BUZ31	TO 220	MTH8N40	BUZ351	TO 218	MTM10N06	BUZ23	TO 3
IRF710	BUZ76A	TO 220	MTH10N45	BUZ353	TO 218	MTM10N08	BUZ23	TO 3
IRF711	BUZ76A	TO 220	MTH10N50	BUZ353	TO 218	MTM10N10	BUZ23	TO 3
IRF712	BUZ76A	TO 220	MTH12N35	BUZ351	TO 218	MTM10N12	BUZ23	TO 3
IRF713	BUZ76A	TO 220	MTH12N40	BUZ351	TO 218	MTM10N15	BUZ34	TO 3
IRF720	BUZ76	TO 220	MTM1N95	BUZ53A	TO 3	MTM10N45	BUZ45C	TO 3
IRF721	BUZ76	TO 220	MTM1N100	BUZ53A	TO 3	MTM10N50	BUZ45B	TO 3
IRF722	BUZ76A	TO 220	MTM2N45	BUZ46	TO 3	MTM12N05	BUZ23	TO 3
IRF723	BUZ76A	TO 220	MTM2N50	BUZ46	TO 3	MTM12N06	BUZ23	TO 3
IRF730	BUZ60	TO 220	MTM2N85	BUZ53A	TO 3	MTM12N08	BUZ23	TO 3
IRF731	BUZ60	TO 220	MTM2N90	BUZ53A	TO 3	MTM12N10	BUZ23	TO 3
IRF732	BUZ60B	TO 220	MTM3N35	BUZ63B	TO 3	MTM12N18	BUZ34	TO 3
IRF733	BUZ60B	TO 220	MTM3N40	BUZ63B	TO 3	MTM12N20	BUZ34	TO 3
IRF740	BUZ64	TO 220	MTM3N55	BUZ46	TO 3	MTM15N05	BUZ25	TO 3

# Typenvergleichsliste

## Leistungstransistoren / N-Kanal

Motorola	Siemens	Gehäuse	Motorola	Siemens	Gehäuse	RCA	Siemens	Gehäuse
MTM15N06	BUZ25	TO 3	MTP4N08	BUZ72A	TO 220	RFK45N06	BUZ15	TO 3
MTM15N12	BUZ34	TO 3	MTP4N10	BUZ72A	TO 220	RFM3N45	BUZ46	TO 3
MTM15N18	BUZ36	TO 3	MTP4N45	BUZ42	TO 220	RFM3N50	BUZ46	TO 3
MTM15N20	BUZ36	TO 3	MTP4N50	BUZ42	TO 220	RFM4N35	BUZ46	TO 3
MTM15N35	BUZ64	TO 3	MTP5N05	BUZ71A	TO 220	RFM4N40	BUZ46	TO 3
MTM15N40	BUZ64	TO 3	MTP5N06	BUZ72A	TO 220	RFM7N45	BUZ44A	TO 3
MTM15N45	BUZ45C	TO 3	MTP5N18	BUZ72A	TO 220	RFM7N50	BUZ44A	TO 3
MTM15N50	BUZ45B	TO 3	MTP5N20	BUZ73A	TO 220	RFM8N18	BUZ35	TO 3
MTM20N08	BUZ25	TO 3	MTP5N35	BUZ60B	TO 220	RFM8N20	BUZ35	TO 3
MTM20N10	BUZ25	TO 3	MTP5N40	BUZ60B	TO 220	RFM10N12	BUZ23	TO 3
MTM20N12	BUZ36	TO 3	MTP7N12	BUZ73	TO 220	RFM10N15	BUZ34	TO 3
MTM20N15	BUZ36	TO 3	MTP7N15	BUZ73	TO 220	RFM12N08	BUZ23	TO 3
MTM20N18	BUZ36	TO 3	MTP7N18	BUZ73	TO 220	RFM12N10	BUZ23	TO 3
MTM20N20	BUZ36	TO 3	MTP7N20	BUZ73	TO 220	RFM12N18	BUZ34	TO 3
MTM25N05	BUZ14	TO 3	MTP8N08	BUZ72A	TO 220	RFM12N20	BUZ34	TO 3
MTM25N06	BUZ24	TO 3	MTP8N10	BUZ72A	TO 220	RFM15N05	BUZ25	TO 3
MTM25N08	BUZ24	TO 3	MTP8N12	BUZ72A	TO 220	RFM15N06	BUZ25	TO 3
MTM25N10	BUZ24	TO 3	MTP8N15	BUZ32	TO 220	RFM15N12	BUZ36	TO 3
MTM25N12	BUZ24	TO 3	MTP8N18	BUZ32	TO 220	RFM15N15	BUZ36	TO 3
MTM25N12	BUZ36	TO 3	MTP8N20	BUZ32	TO 220	RFM18N08	BUZ25	TO 3
MTM35N05	BUZ14	TO 3	MTP10N05	BUZ71A	TO 220	RFM18N10	BUZ25	TO 3
MTM35N06	BUZ24	TO 3	MTP10N06	BUZ72A	TO 220	RFM25N05	BUZ14	TO 3
MTM35N08	BUZ24	TO 3	MTP10N08	BUZ72A	TO 220	RFM25N06	BUZ24	TO 3
MTM35N10	BUZ24	TO 3	MTP10N10	BUZ72A	TO 220	RFP1N35	BUZ76A	TO 220
MTM50N05	BUZ15	TO 3	MTP10N12	BUZ20	TO 220	RFP1N40	BUZ76A	TO 220
MTM50N06	BUZ15	TO 3	MTP10N15	BUZ31	TO 220	RFP2N08	BUZ72A	TO 220
MTP1N45	BUZ74A	TO 220	MTP12N05	BUZ71A	TO 220	RFP2N10	BUZ72A	TO 220
MTP1N50	BUZ74A	TO 220	MTP12N06	BUZ71A	TO 220	RFP2N12	BUZ73A	TO 220
MTP1N55	BUZ80A	TO 220	MTP12N08	BUZ20	TO 220	RFP2N15	BUZ73A	TO 220
MTP1N60	BUZ80A	TO 220	MTP12N10	BUZ20	TO 220	RFP2N18	BUZ73A	TO 220
MTP1N95	BUZ50B	TO 220	MTP12N18	BUZ72A	TO 220	RFP2N20	BUZ73A	TO 220
MTP1N100	BUZ50B	TO 220	MTP12N20	BUZ31	TO 220	RFP3N45	BUZ74	TO 220
MTP2N18	BUZ73A	TO 220	MTP15N05	BUZ71A	TO 220	RFP3N50	BUZ74	TO 220
MTP2N20	BUZ73A	TO 220	MTP15N06	BUZ71A	TO 220	RFP4N05	BUZ72A	TO 220
MTP2N35	BUZ76A	TO 220	MTP20N08	BUZ21	TO 220	RFP4N06	BUZ72A	TO 220
MTP2N40	BUZ76A	TO 220	MTP20N10	BUZ21	TO 220	RFP4N35	BUZ76	TO 220
MTP2N45	BUZ74A	TO 220	MTP25N05	BUZ11A	TO 220	RFP4N40	BUZ76	TO 220
MTP2N50	BUZ74A	TO 220	MTP25N06	BUZ11A	TO 220	RFP7N45	BUZ41A	TO 220
MTP2N85	BUZ50B	TO 220				RFP7N50	BUZ41A	TO 220
MTP2N90	BUZ50B	TO 220	RCA	Siemens	Gehäuse	RFP8N18	BUZ32	TO 220
MTP3N12	BUZ73A	TO 220	RFK15N45	BUZ45A	TO 3	RFP8N20	BUZ32	TO 220
MTP3N15	BUZ73A	TO 220	RFK15N50	BUZ45B	TO 3	RFP10N12	BUZ31	TO 220
MTP3N35	BUZ76A	TO 220	RFK25N18	BUZ36	TO 3	RFP10N15	BUZ31	TO 220
MTP3N40	BUZ76A	TO 220	RFK25N20	BUZ36	TO 3	RFP12N08	BUZ20	TO 220
MTP3N55	BUZ42	TO 220	RFK30N12	BUZ24	TO 3	RFP12N10	BUZ20	TO 220
MTP3N60	BUZ80A	TO 220	RFK45N05	BUZ15	TO 3	RFP12N18	BUZ31	TO 220

RCA	Siemens	Gehäuse	Unitrode	Siemens	Gehäuse	Unitrode	Siemens	Gehäuse
RFP12N20	BUZ31	TO 220	UFN420	BUZ46	TO 3	UFN820	BUZ74	TO 220
RFP15N05	BUZ10A	TO 220	UFN421	BUZ46	TO 3	UFN821	BUZ74	TO 220
RFP15N06	BUZ21	TO 220	UFN430	BUZ44A	TO 3	UFN822	BUZ74A	TO 220
RFP15N12	BUZ31	TO 220	UFN431	BUZ44A	TO 3	UFN823	BUZ74A	TO 220
RFP18N08	BUZ21	TO 220	UFN432	BUZ46	TO 3	UFN830	BUZ41A	TO 220
RFP18N10	BUZ21	TO 220	UFN433	BUZ46	TO 3	UFN831	BUZ41A	TO 220
RFP25N05	BUZ11A	TO 220	UFN440	BUZ45A	TO 3	UFN832	BUZ42	TO 220
RFP25N06	BUZ11A	TO 220	UFN441	BUZ45A	TO 3	UFN833	BUZ42	TO 220
Unitrode	Siemens	Gehäuse	UFN442	BUZ45A	TO 3	Siliconix	Siemens	Gehäuse
UFN120	BUZ23	TO 3	UFN443	BUZ45A	TO 3	BSR80	BUZ71A	TO 220
UFN121	BUZ23	TO 3	UFN450	BUZ45B	TO 3	BSR81	BUZ72A	TO 220
UFN122	BUZ23	TO 3	UFN451	BUZ45B	TO 3	BSR82	BUZ72A	TO 220
UFN123	BUZ23	TO 3	UFN452	BUZ45B	TO 3	BUP60	BUZ63	TO 3
UFN130	BUZ25	TO 3	UFN453	BUZ45B	TO 3	BUP61	BUZ63	TO 3
UFN131	BUZ25	TO 3	UFN520	BUZ72A	TO 220	BUP62	BUZ63	TO 3
UFN132	BUZ23	TO 3	UFN521	BUZ72A	TO 220	BUP63	BUZ63	TO 3
UFN133	BUZ23	TO 3	UFN522	BUZ72A	TO 220	BUP64	BUZ44A	TO 3
UFN140	BUZ24	TO 3	UFN523	BUZ72A	TO 220	BUP65	BUZ46	TO 3
UFN141	BUZ14	TO 3	UFN530	BUZ21	TO 220	BUP66	BUZ44A	TO 3
UFN142	BUZ25	TO 3	UFN531	BUZ10A	TO 220	BUP67	BUZ46	TO 3
UFN143	BUZ25	TO 3	UFN532	BUZ72A	TO 220	BUP68	BUZ63	TO 3
UFN150	BUZ24	TO 3	UFN533	BUZ72A	TO 220	BUP69	BUZ63	TO 3
UFN151	BUZ14	TO 3	UFN542	BUZ21	TO 220	BUP70	BUZ44A	TO 3
UFN152	BUZ24	TO 3	UFN543	BUZ21	TO 220	BUP71	BUZ44A	TO 3
UFN153	BUZ14	TO 3	UFN620	BUZ73A	TO 220	VNC003A	BUZ15	TO 3
UFN230	BUZ35	TO 3	UFN621	BUZ73A	TO 220	VNE003A	BUZ24	TO 3
UFN231	BUZ35	TO 3	UFN622	BUZ73A	TO 220	VNL001A	BUZ63	TO 3
UFN240	BUZ36	TO 3	UFN623	BUZ73A	TO 220	VNL002A	BUZ63B	TO 3
UFN241	BUZ36	TO 3	UFN630	BUZ73	TO 220	VNM001A	BUZ63	TO 3
UFN242	BUZ34	TO 3	UFN631	BUZ73	TO 220	VNM002A	BUZ63B	TO 3
UFN243	BUZ34	TO 3	UFN632	BUZ73A	TO 220	VNN002A	BUZ44A	TO 3
UFN320	BUZ63B	TO 3	UFN633	BUZ73A	TO 220	VNP002A	BUZ44A	TO 3
UFN321	BUZ63B	TO 3	UFN642	BUZ31	TO 220	VN35AA	BUZ14	TO 3
UFN322	BUZ63B	TO 3	UFN643	BUZ31	TO 220	VN40AD	BUZ71A	TO 220
UFN323	BUZ63B	TO 3	UFN710	BUZ76A	TO 220	VN46AD	BUZ71A	TO 220
UFN330	BUZ63	TO 3	UFN711	BUZ76A	TO 220	VN64GA	BUZ23	TO 3
UFN331	BUZ63	TO 3	UFN712	BUZ76A	TO 220	VN66AD	BUZ72A	TO 220
UFN332	BUZ63B	TO 3	UFN713	BUZ76A	TO 220	VN67AA	BUZ23	TO 3
UFN333	BUZ63B	TO 3	UFN720	BUZ76	TO 220	VN67AD	BUZ71A	TO 220
UFN340	BUZ64	TO 3	UFN721	BUZ76	TO 220	VN88AD	BUZ72A	TO 220
UFN341	BUZ64	TO 3	UFN722	BUZ76A	TO 220	VN89AD	BUZ72A	TO 220
UFN350	BUZ64	TO 3	UFN723	BUZ76A	TO 220	VN90AA	BUZ23	TO 3
UFN351	BUZ64	TO 3	UFN730	BUZ60	TO 220	VN99AA	BUZ23	TO 3
UFN352	BUZ64	TO 3	UFN731	BUZ60	TO 220	VN0300D	BUZ71A	TO 220
UFN353	BUZ64	TO 3	UFN732	BUZ60B	TO 220	VN0400A	BUZ14	TO 3
			UFN733	BUZ60B	TO 220			

## Leistungstransistoren / N-Kanal

Siliconix	Siemens	Gehäuse	Ferranti/ Supertex	Siemens	Gehäuse	Ferranti/ Supertex	Siemens	Gehäuse
VN0400D	BUZ71A	TO 220	ZVN0110L	BUZ72A	TO 220	ZVN12A3L	BUZ71A	TO 220
VN0401A	BUZ14	TO 3	ZVN0114L	BUZ73A	TO 220	ZVN12A3M	BUZ14	TO 3
VN0401D	BUZ71A	TO 220	ZVN0116L	BUZ73A	TO 220	ZVN1204L	BUZ71A	TO 220
VN0600A	BUZ25	TO 3	ZVN0120L	BUZ73A	TO 220	ZVN1204M	BUZ23	TO 3
VN0600D	BUZ21	TO 220	ZVN02AL	BUZ71A	TO 220	ZVN1206L	BUZ72A	TO 220
VN0601A	BUZ25	TO 3	ZVN02A3L	BUZ71A	TO 220	ZVN1206M	BUZ23	TO 3
VN0601D	BUZ21	TO 220	ZVN0204L	BUZ71A	TO 220	ZVN1208L	BUZ72A	TO 220
VN0800A	BUZ25	TO 3	ZVN0206L	BUZ72A	TO 220	ZVN1208M	BUZ23	TO 3
VN0800D	BUZ21	TO 220	ZVN0208L	BUZ72A	TO 220	ZVN1209L	BUZ72A	TO 220
VN0801A	BUZ25	TO 3	ZVN0209L	BUZ72A	TO 220	ZVN1209M	BUZ23	TO 3
VN0801D	BUZ20	TO 220	ZVN0210L	BUZ72A	TO 220	ZVN1210L	BUZ72A	TO 220
VN1000A	BUZ25	TO 3	ZVN0214L	BUZ73A	TO 220	ZVN1210M	BUZ23	TO 3
VN1000D	BUZ21	TO 220	ZVN0216L	BUZ73A	TO 220	ZVN1214L	BUZ73A	TO 220
VN1001A	BUZ25	TO 3	ZVN0220L	BUZ73A	TO 220	ZVN1214M	BUZ35	TO 3
VN1001D	BUZ20	TO 220	ZVN0330L	BUZ76	TO 220	ZVN1216L	BUZ73A	TO 220
VN1200A	BUZ36	TO 3	ZVN0330M	BUZ63B	TO 3	ZVN1216M	BUZ35	TO 3
VN1200D	BUZ21	TO 220	ZVN0335L	BUZ76	TO 220	ZVN1220M	BUZ35	TO 220
VN1201A	BUZ34	TO 3	ZVN0335M	BUZ63B	TO 3	2N6656	BUZ14	TO 3
VN1201D	BUZ20	TO 220	ZVN0340L	BUZ76	TO 220	2N6657	BUZ23	TO 3
VN1206D	BUZ73A	TO 220	ZVN0340M	BUZ63B	TO 3	2N6658	BUZ23	TO 3
VN1706D	BUZ73A	TO 220	ZVN0345L	BUZ74	TO 220			
VN2406D	BUZ76A	TO 220	ZVN0345M	BUZ46	TO 3	Hitachi	Siemens	Gehäuse
VN3500A	BUZ63	TO 3	ZVN0350L	BUZ74A	TO 220	2SK294	BUZ72A	TO 220
VN3500D	BUZ60	TO 220	ZVN0350M	BUZ46	TO 3	2SK295	BUZ72A	TO 220
VN3501A	BUZ63	TO 3	ZVN0530L	BUZ76A	TO 220	2SK296	BUZ76A	TO 220
VN3501D	BUZ60B	TO 220	ZVN0535L	BUZ76A	TO 220	2SK298	BUZ63B	TO 3
VN4000A	BUZ63	TO 3	ZVN0540L	BUZ76A	TO 220	2SK299	BUZ44A	TO 3
VN4000D	BUZ60	TO 220	ZVN0545L	BUZ74A	TO 220	2SK308	BUZ34	TO 3
VN4001A	BUZ63	TO 3	ZVN11A2L	BUZ71A	TO 220	2SK310	BUZ76	TO 220
VN4001D	BUZ60B	TO 220	ZVN11A3L	BUZ71A	TO 220	2SK311	BUZ74A	TO 220
VN4500D	BUZ41A	TO 220	ZVN1104L	BUZ71A	TO 220	2SK319	BUZ76	TO 220
VN4501A	BUZ44A	TO 3	ZVN1106L	BUZ72A	TO 220	2SK320	BUZ41A	TO 220
VN4501D	BUZ42	TO 220	ZVN1108L	BUZ72A	TO 220	2SK345	BUZ71A	TO 220
VN4502A	BUZ46	TO 3	ZVN1108M	BUZ23	TO 3	2SK346	BUZ72A	TO 220
VN5000D	BUZ41A	TO 220	ZVN1109L	BUZ72A	TO 220	2SK398	BUZ23	TO 3
VN5001A	BUZ44A	TO 3	ZVN1109M	BUZ23	TO 3	2SK351	BUZ83A	TO 3
VN5001D	BUZ42	TO 220	ZVN1110L	BUZ72A	TO 220	2SK382	BUZ74A	TO 220
VN5002A	BUZ46	TO 3	ZVN1110M	BUZ23	TO 3	2SK383	BUZ72	TO 220
			ZVN1114L	BUZ73A	TO 220	2SK401	BUZ64	TO 3
Ferranti/ Supertex	Siemens	Gehäuse	ZVN1114M	BUZ35	TO 3	2SK428	BUZ72	TO 220
ZVN01A2L	BUZ71A	TO 220	ZVN1116L	BUZ73A	TO 220			
ZVN01A3L	BUZ71A	TO 220	ZVN1116M	BUZ35	TO 3			
ZVN01A4L	BUZ71A	TO 220	ZVN1120L	BUZ73A	TO 220			
ZVN0106L	BUZ72A	TO 220	ZVN1120M	BUZ35	TO 3			
ZVN0108L	BUZ72A	TO 220	ZVN12A2L	BUZ71A	TO 220			
ZVN0109L	BUZ72A	TO 220	ZVN12A2M	BUZ14	TO 3			



**Siemens AG, Bereich Bauelemente**  
**Balanstraße 73, Postfach 8017 09, D-8000 München 80**  
 ☎ (089) 4144-0 ☎ 52108-0 FAX (089) 4144-2689

## Siemens in Ihrer Nähe

### Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG  
 Salzufer 6-8  
**1000 Berlin 10**  
 ☎ (030) 3939-1, ☎ 1810-278  
 FAX (030) 3939-2630  
 Ttx 308190 = siezbn

Siemens AG  
 Lahnweg 10  
 Postfach 1115  
**4000 Düsseldorf 1**  
 ☎ (0211) 399-0, ☎ 8581301  
 FAX (0211) 399-2506

Siemens AG  
 Lindenplatz 2  
 Postfach 105609  
**2000 Hamburg 1**  
 ☎ (040) 282-1, ☎ 215584-0  
 FAX (040) 282-2210

Siemens AG  
 Richard-Strauss-Straße 76  
 Postfach 202109  
**8000 München**  
 ☎ (089) 9221-0  
 ☎ 0529421-19  
 FAX (089) 9221-4390

Siemens AG  
 Nicolaus-Otto-Straße 4  
 Postfach 3606  
**7900 Ulm 1**  
 ☎ (0731) 499-1  
 ☎ 712826  
 FAX (0731) 499-267

Siemens AG  
 Schweriner Straße 1  
 Postfach 7820  
**4800 Bielefeld 1**  
 ☎ (0521) 291-1, ☎ 932805  
 FAX (0521) 291-375

Siemens AG  
 Rödelheimer Landstraße 5-9  
 Postfach 111733  
**6000 Frankfurt 1**  
 ☎ (069) 797-0, ☎ 414131  
 FAX (069) 797-2253

Siemens AG  
 Am Maschpark 1  
 Postfach 5329  
**3000 Hannover 1**  
 ☎ (0511) 129-0, ☎ 922333  
 FAX (0511) 129-2799

Siemens AG  
 Von-der-Tann-Straße 30  
 Postfach 4844  
**8500 Nürnberg 1**  
 ☎ (0911) 654-1, ☎ 622251  
 FAX (0911) 654-3436, 3464

Siemens AG  
 Andreas-Grieser-Str. 30  
 Postfach 800  
**8700 Würzburg 21**  
 ☎ (0931) 801-1  
 ☎ 68844  
 FAX (0931) 801-348

Siemens AG  
 Contrescarpe 72  
 Postfach 107827  
**2800 Bremen**  
 ☎ (0421) 364-0, ☎ 245451  
 FAX (0421) 364-2687

Siemens AG  
 Habsburgerstraße 132  
 Postfach 1380  
**7800 Freiburg 1**  
 ☎ (0761) 2712-1  
 ☎ 772842  
 FAX (0761) 2712-234

Siemens AG  
 Wittland 2-4  
 Postfach 4049  
**2300 Kiel 1**  
 ☎ (0431) 5860-1, ☎ 292814  
 FAX (0431) 5860-420

Siemens AG  
 Geschwister-Scholl-Straße 24  
 Postfach 120  
**7000 Stuttgart 1**  
 ☎ (0711) 2076-1, ☎ 723941-0  
 FAX (0711) 2076-706

### Siemens in Europa

**Belgien**  
 Siemens S.A.  
 chaussée de Charleroi 116  
 B-1060 Bruxelles  
 ☎ (02) 5362-111, ☎ 21347

**Griechenland**  
 Siemens AE  
 Vouli 7  
 P.O.B. 3601  
 GR-10210 Athen  
 ☎ (01) 3293-1, ☎ 216291

**Italien**  
 Siemens Elettra S.p.A.  
 Via Fabio Filzi, 29  
 Casella Postale 10388  
 I-20100 Milano  
 ☎ (02) 6992, ☎ 330261

**Österreich**  
 Siemens Aktiengesellschaft  
 Österreich  
 Postfach 326  
 A-1031 Wien  
 ☎ (0222) 7293-0, ☎ 1372-0

**Schweiz**  
 Siemens-Albis AG  
 Freilagerstraße 28  
 Postfach  
 CH-8047 Zürich  
 ☎ (01) 495-3111, ☎ 558911

**Dänemark**  
 Siemens A/S  
 Borupvang 3  
 DK-2750 Ballerup  
 ☎ (02) 656565, ☎ 35313

**Großbritannien**  
 Siemens Ltd.  
 Siemens House  
 Windmill Road  
 Sunbury-on-Thames  
 Middlesex TW 16 7HS  
 ☎ (09327) 85691  
 ☎ 8951091

**Niederlande**  
 Siemens Nederland N.V.  
 Postb. 16068  
 NL-2500 BB Den Haag  
 ☎ (070) 782782, ☎ 31373

**Portugal**  
 Siemens S.A.R.L.  
 Avenida Almirante Reis, 65  
 Apartado 1380  
 P-1100 Lisboa-1  
 ☎ (011) 538805, ☎ 12563

**Spanien**  
 Siemens S.A.  
 Orense, 2  
 Apartado 155  
 E-28020 Madrid  
 ☎ (01) 4552500, ☎ 43320

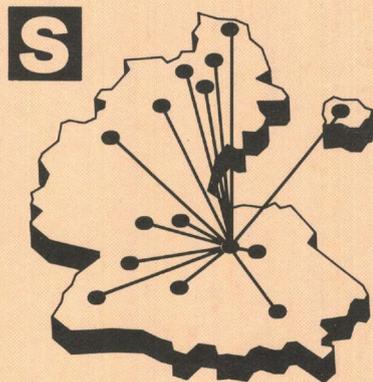
**Finnland**  
 Siemens Osakeyhtiö  
 Mikonkatu 8  
 Fach 8  
 SF-00101 Helsinki 10  
 ☎ (0) 1626-1, ☎ 124465

**Irland**  
 Siemens Ltd.  
 8, Raglan Road  
 Dublin 4  
 ☎ (01) 684727, ☎ 5341

**Norwegen**  
 Siemens A/S  
 Østre Aker vei 90  
 Postboks 10, Veitvet  
 N-Oslo 5  
 ☎ (02) 153090, ☎ 18477

**Schweden**  
 Siemens AB  
 Norra Stationsgatan 63-65  
 Box 23141  
 S-10435 Stockholm  
 ☎ (08) 161100, ☎ 19880

**Türkei**  
 ETMAŞ Elektrik Tesisati ve  
 Mühendislik A.Ş.  
 Meclisi Mebusan Caddesi 55/35  
 Fındıklı  
 P.K. 1001 Karaköy  
 İstanbul  
 ☎ (011) 452090, ☎ 24233



### Problemlos bestellen mit der SBS-Preis- und Lagerliste.

#### Für Kunden in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Die SBS-Preis- und Lagerliste erscheint jährlich neu. Sie umfaßt die Schwerpunkttypen aus dem Siemens-Bauteile-Gesamtprogramm mit Preisen und den wichtigsten technischen Daten. Ihre Bestellungen richten Sie bitte an den Ihnen nächstgelegenen Siemens-Bauteile-Vertrieb.

Die SBS-Preis- und Lagerliste erhalten Sie kostenlos bei Siemens AG, Infoservice Postfach 146 D-8510 Fürth  
 ☎ (0911) 30 01-260, ☎ 6 23 313  
 FAX (0911) 30 01-271  
 Stichwort „SBS-Preis- und Lagerliste“.  
**Für Kunden im Ausland** dient als Bezugsquelle der Vertrieb Bauteile der jeweiligen Landesgesellschaften oder Vertretungen.

Herausgegeben von Siemens AG, Bereich Bauelemente, Produktinformation, Balanstraße 73, D-8000 München 80.

Für die angegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen.

Mit den Angaben werden die Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Fragen über Technik, Preise und Liefermöglichkeiten richten Sie bitte an den Ihnen nächstgelegenen Siemens-Bauteile-Vertrieb in der Bundesrepublik

Deutschland und Berlin (West) oder an unsere Landesgesellschaften im Ausland.

S3 d 3/85

**SIEMENS**

# **SIPMOS**

## **Leistungstransistoren**

**Technologie · Schaltverhalten**  
**Schutzschaltungen · Ansteuer-**  
**schaltungen · Anwendungsbeispiele**

**Technische Beschreibung**  
**Ausgabe 1985**



# Inhaltsverzeichnis

	Seite
<b>1 Einführung</b> . . . . .	<b>3</b>
1.1 Merkmale . . . . .	3
1.2 Einsatzmöglichkeiten . . . . .	3
1.3 Literaturhinweise . . . . .	3
<b>2 Technologie</b> . . . . .	<b>3</b>
2.1 Aufbau des SiPMOS-Leistungstransistors . . . . .	3
2.2 Ersatzschaltbild . . . . .	4
2.3 Kennlinienfeld . . . . .	4
2.4 Schaltvorgänge . . . . .	6
2.4.1 Schalten bei ohmscher Last . . . . .	6
2.4.2 Schalten bei getakteter induktiver Last . . . . .	7
2.4.3 Steuern im Analogbereich . . . . .	9
2.5 Sicherer Arbeitsbereich (SOA) . . . . .	9
<b>3 Schaltverhalten</b> . . . . .	<b>9</b>
3.1 Steuern im Schaltbetrieb . . . . .	9
3.1.1 Anlegen einer Betriebsspannung . . . . .	9
3.1.2 Einstellen der Schaltzeit . . . . .	10
3.1.3 Steuerleistung . . . . .	10
3.1.4 Strombelastbarkeit und Verluste . . . . .	10
3.2 Parallelschalten . . . . .	11
3.3 SiPMOS-Inversdiode im Freilaufbetrieb . . . . .	12
3.3.1 Kommutierungsstöreffekt . . . . .	12
3.3.2 Konventionelle Gegenmaßnahmen . . . . .	12
3.3.3 Abhilfe mit FREDFET . . . . .	13
<b>4 Schutzschaltungen</b> . . . . .	<b>14</b>
4.1 Gate-Source-Überspannungen . . . . .	14
4.2 Drain-Source-Überspannungen . . . . .	14
4.3 Drain-Überstrom . . . . .	14
4.4 Unterspannungsabschalten . . . . .	16
<b>5 Ansteuerschaltungen</b> . . . . .	<b>16</b>
5.1 Ansteuern mit Gegentakt- und Brückenschaltung . . . . .	16
5.2 Ansteuern mit CMOS-Gatter . . . . .	17
5.3 Ansteuern mit komplementären Transistoren . . . . .	17
5.4 Quasikomplementäres Gegentakt-Ansteuern . . . . .	18
5.5 Ansteuern mit Open-Kollektor-Schaltungen . . . . .	18
5.6 Potentialfreies Ansteuern mit Optokoppler . . . . .	18
5.7 Ansteuern mit IC . . . . .	18
5.8 Potentialfreies Ansteuern mit Übertrager . . . . .	19
5.9 Potentialfreies Ansteuern mittels Impulsübertrager . . . . .	19
5.10 Ansteuern bei masseseitiger Last oder bei zu geringer Ansteuerspannung . . . . .	21
<b>6 Anwendungsbeispiele</b> . . . . .	<b>23</b>
6.1 Schaltnetzteile bis 250 W . . . . .	23
6.2 Schaltnetzteil für Halogenlampen, (dimmbar) . . . . .	25
6.3 SiPMOS-Halbbrücke für Frequenz-Umrichter . . . . .	29
<b>7 Anschriftenverzeichnis</b> . . . . .	<b>35</b>



# 1 Einführung

SIPMOS-Transistoren sind selbstsperrende Feldeffekt-Transistoren mit den Anschlüssen Gate, Source und Drain. Durch Anlegen einer Spannung zwischen Gate und Source wird der Kanalwiderstand zwischen Drain und Source gesteuert. Man unterscheidet N-Kanal- und P-Kanal-Transistoren. N-Kanal-Typen werden mit einer positiven Gate-Source-Spannung gesteuert und sperren positive Drain-Source-Spannungen. Bei P-Kanal-Dotierung sind die Spannungspolaritäten umgekehrt. SIPMOS-Transistoren besitzen ein unsymmetrisches Sperrverhalten, d.h. ein N-Kanal-Transistor ist nur in der Drain-Source-Richtung sperrfähig. In der Gegenrichtung ist die Inversdiode leitend.

Das Typenspektrum bei N-Kanal-Transistoren ist gegenüber den P-Kanal-Transistoren umfangreicher. Die Ursache liegt an der physikalisch bedingten besseren Leitfähigkeit des N-Kanals. Bei MOS-Transistoren gleicher Sperrspannung und Chipfläche ist der Drain-Source-On-Widerstand  $R_{DS(on)}$  eines P-Kanal-Transistors mehr als doppelt so hoch. Zudem steigt der Fertigungsaufwand, so daß sich das Preis-Leistungsverhältnis zugunsten des N-Kanal-Transistors verschiebt. Jeder N-Kanal-Transistor ist bei entsprechender Ansteuerung anstelle eines P-Kanal-Transistors einsetzbar.

## 1.1 Merkmale

- Spannungsgesteuert
- Hohe Schaltleistung
- Einfaches Parallelschalten
- Extrem kurze Schaltzeiten
- Schaltzeit einstellbar
- Keine Speicherzeit
- Hohe Grenzfrequenz
- Hohe Strom- und Spannungsfestigkeit
- Überlastsicherheit (kein „Second Breakdown“)
- Linearer Kennlinienverlauf

## 1.2 Einsatzmöglichkeiten (Auswahl)

- Schaltnetzteile
- Motorsteuerungen
- Gleichspannungswandler
- Wechselrichter
- Näherungsschalter
- Breitbandverstärker
- NF-Verstärker
- Ultraschallgeneratoren
- Unterbrechungsfreie Stromversorgung
- Flimmerfreie Monitore

## 1.3 Literaturhinweise

- Lieferprogramm:
  - SIPMOS-Transistoren . . . . . B3-B3336
- Broschüren:
  - Zuverlässigkeit von SIPMOS-Transistoren . . . . . B/2910
  - Schutzmaßnahmen gegen elektrostatische Aufladungen . . . . . B/2909
- Schaltbeispiele:
  - Sperrwandler-SNT . . . . . B/3032
  - Tiefsetzsteller . . . . . B/2987

- Schaltnetzteil . . . . . B/3031
- Durchflußwandler-SNT . . . . . B/3030
- Umrichterschaltungen für Drehstrommotoren . . . . . B/2906
- Induktiver Näherungsschalter . . . . . B/3093
- Batteriebetriebenes 100-kHz-Lampenvorschaltgerät . . . . . B1-B3192
- DC/DC-Wandler von 12 V auf +25 V/180 W . . . . . B1-B3191

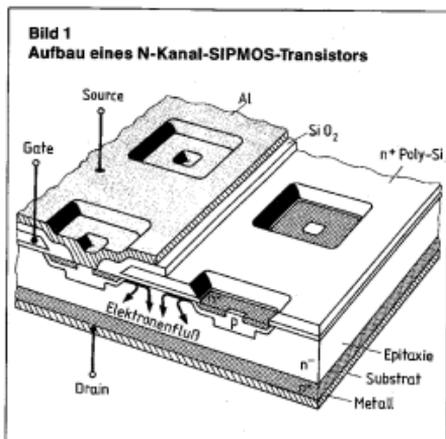
- Datenbuch:
  - SIPMOS-Kleinsignal- und Leistungs-transistoren . . . . . B3-B3209

# 2 Technologie

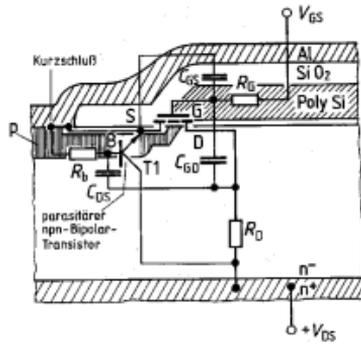
## 2.1 Aufbau des SIPMOS-Leistungs-transistors

SIPMOS-Transistoren sind vertikal aufgebaut und haben eine doppeltimplantierte Kanalstruktur, man spricht daher auch von einem DIMOS-Prozeß (vgl. Bild 1). Bei einem N-Kanal-Transistor dient das  $n^+$ -Substrat mit der darunterliegenden Drainmetallisierung als Träger. Über dem  $n^+$ -Substrat schließt sich eine  $n^+$ -Epitaxieschicht an, die je nach Sperrspannung verschieden dick und entsprechend dotiert ist. Das darüberliegende Gate aus  $n^+$ -Polysilizium ist in isolierendes Siliziumdioxid eingebettet. Die Source-metallisierung überdeckt die gesamte Struktur und schaltet die einzelnen Transistorzellen des Chips parallel.

Die Source-metallisierung bildet so einen sicheren Kurzschluß zwischen dem  $n^+$ - und  $p$ -Sourcegebiet (vgl. Bild 2). Dadurch wird die Basis-Emitter-Strecke des parasitären vertikalen  $n^+pn^+$ -Bipolar-Transistors kurzgeschlossen (vgl. Bild 3). Das ist notwendig, um ein Einschalten des Transistors bei dynamischen Vorgängen zu vermeiden. Selbst durch hohe Spannungsteilheiten zwischen Drain und Source werden die parasitären  $npn$ -Transistoren bei reinem Transistorbetrieb durch Ströme über die Drain-Source-Kapazität nicht eingeschaltet. Dieser Effekt muß jedoch beachtet werden, wenn in der Inversdiode hohe Kommutierungsteilheiten auftreten (vgl. Abschnitt 3.3). Die Basis-Kollektor-Diode ( $pn$ -Übergang) entspricht dabei der SIPMOS-Inversdiode.



**Bild 2**  
Parasitärer Bipolar-Transistor im Schnittbild eines N-Kanal-SIPMOS



Der erwähnte vertikale Transistoraufbau gewährleistet eine optimale Chipflächen-Ausnutzung, garantiert eine gute Wärmeableitung und ermöglicht hohe Sperrspannungen. Die Doppelimplantation mit den extrem kurzen Kanallängen erlaubt sehr hohe Stromdichten. Der SIPMOS-Chip ist mit der Drainseite (Drainmetallisierung) durch einen leitfähigen Epoxidharzkleber auf dem Gehäuseboden befestigt. Für Leistungsbaulemente war diese Art der Kontaktierung und Befestigung bisher nicht üblich. Man erreicht jedoch dadurch ein erheblich besseres Wechselstellverhalten der Transistoren gegenüber konventionell gelöteten Bauelementen. Die Kontaktierung von Source und Gate auf der Chip-Oberseite erfolgt durch Ultraschallbonden mit Aluminiumdrähten.

## 2.2 Ersatzschaltbild

Man geht davon aus, daß zwischen den Anschlüssen komplexe Leitwerte und Bahnwiderstände auftreten. Dabei zeigen die Leitwerte zwischen den Anschlüssen bei gesperrtem Transistor kapazitives Verhalten. Die Kapazitäten

heißen: Drain-Source-Kapazität  $C_{DS}$ , Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$  und Gate-Drain-Kapazität  $C_{GD}$  (auch Miller-Kapazität  $C_{Ml}$ ). Der Gate-Bahnwiderstand  $R_G$  in der Größenordnung von einigen Ohm ist stark von der Chipgeometrie abhängig. In der Drain-Source-Strecke befindet sich im eingeschalteten Zustand der Drain-Source-Widerstand  $R_{DS(on)}$ , der sich im wesentlichen aus der Summe des  $n^-$ -Epitaxieschicht-Widerstandes  $R_D$  und dem Kanalwiderstand  $R_k$  zusammensetzt (vgl. Bild 4).

Bei Niederspannungstransistoren ( $V_{DS} \leq 100$  V) dominiert der Kanalwiderstand  $R_k$ , bei höher sperrenden Typen ( $V_{DS} > 100$  V) der Epitaxieschicht-Widerstand  $R_D$  (siehe vereinfachte Ersatzschaltbilder 5 und 6). Bei den Ersatzschaltbildern handelt es sich um Näherungen, da auf einem Chip bis zu 6000 Transistor-Einzelzellen parallelgeschaltet sind. Man hat es also mit verteilten Kapazitäten und Bahnwiderständen zu tun, und diese ändern sich teilweise in Abhängigkeit der Drain-Source-Spannung.

Die Spannungsabhängigkeit der Gate-Drain- oder Miller-Kapazität hat auf das Schaltverhalten wesentlichen Einfluß. Bei einer vereinfachten Darstellung ergibt sich bei Drain-Source-Spannungen kleiner gleich der Gate-Source-Steuerspannung ein sprunghaftes Ansteigen der Miller-Kapazität (etwa Faktor 10, vgl. Bild 7). Tatsächlich setzt die Kapazitätserhöhung schon etwas früher ein und nimmt zur idealisierten Sprungstelle exponentiell zu (vgl. Kurven im Datenblatt).

Die im Ersatzschaltbild angegebenen Kapazitäten sind nur als verknüpfte Größen zu betrachten und nicht einzeln meßbar (Bild 8). Zwischen den Kapazitäten besteht unter Vernachlässigung der Bahnwiderstände folgender Zusammenhang:

$$\text{Eingangskapazität: } C_{in} = C_{GS} + C_{GD}$$

$$\text{Rückwirkungskapazität: } C_{res} = C_{GD}$$

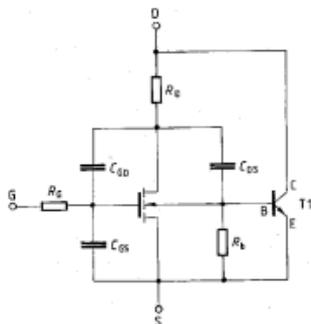
$$\text{Ausgangskapazität: } C_{out} = C_{DS} + C_{GD} \quad (C_{GD} \hat{=} C_{Ml})$$

Dabei beziehen sich die tabellierten Datenbuchangaben auf einen bestimmten Arbeitspunkt.

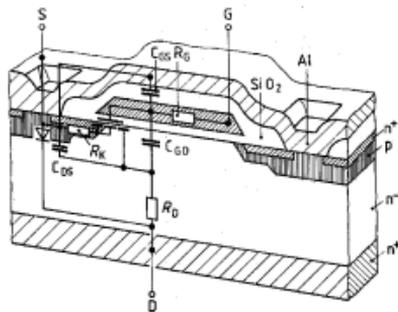
## 2.3 Kennlinienfeld

Liegt positive Drain-Source-Spannung bei Steuerspannung  $V_{GS} = 0$  V an einem N-Kanal-Transistor, so fließt ein temperatur- und spannungsabhängiger Sperrstrom. Die-

**Bild 3**  
Ersatzschaltbild mit parasitärem Bipolar-Transistor



**Bild 4**  
Schnittbild eines N-Kanal-SIPMOS mit dargestellten Leitwerten des Ersatzschaltbildes

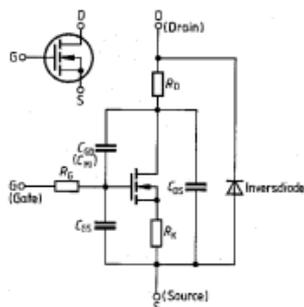


ser Sperrstromgrenzwert ist in den Datenblättern spezifiziert und beträgt typisch wenige nA. Steigert man die Gate-Source-Steuerspannung, so bleibt der Transistor gesperrt, bis die Gate-Source-Einsatzspannung (Gate-Source-Schwelle Spannung  $V_{GS(th)}$ ) erreicht ist. Die Einsatzspannung  $V_{GS(th)}$  liegt bei Leistungs-FET zwischen 2,1 und 4,0 V, bei  $I_D = 10$  mA, während sie bei Kleinsignal-FET zwischen 0,8 V und 2,8 V und  $I_D = 1$  mA liegt.

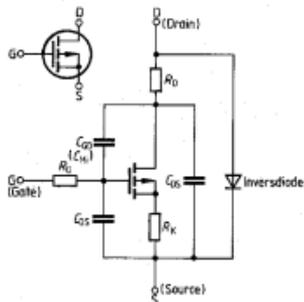
Der Temperaturkoeffizient beträgt bei Leistungs-FET  $-5$  mV/°C und  $-3$  mV/°C bei Kleinsignal-FET. Erhöht man die Steuerspannung über die Einsatzspannung hinaus, nimmt der Drainstrom entsprechend der Transfer-Kennlinie zu (Übertragungscharakteristik  $I_D = f(V_{GS})$ , Bild 9). Die Steilheit ist nicht linear, sie liegt in einem Bereich zwischen 1 S und 20 S und hängt vom Transistortyp ab (vgl. Datenblatt).

Bei einer Gate-Source-Spannung unterhalb der Einsatzspannung ist der Transistor vollständig gesperrt. Eine negative Gate-Source-Spannung erhöht die Sperrfähigkeit nicht, d. h. das gesamte Kennlinienfeld kann mit Steuerspannungen einer Polarität durchfahren werden.

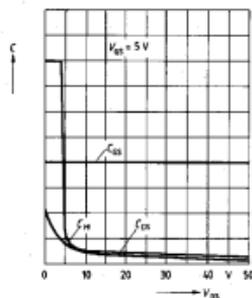
**Bild 5**  
Schalt-symbol und Ersatzschaltbild eines N-Kanal-SIPMOS



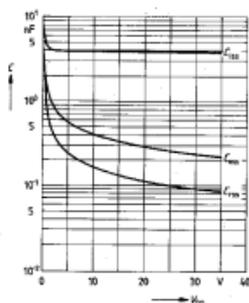
**Bild 6**  
Schalt-symbol und Ersatzschaltbild eines P-Kanal-SIPMOS



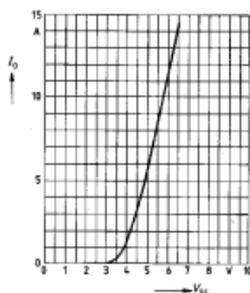
**Bild 7**  
Spannungsabhängigkeit der SIPMOS-Kapazitäten des Ersatzschaltbildes



**Bild 8**  
Spannungsabhängigkeit der verknüpften Kapazitäten am Beispiel des BUZ 45 (Parameter:  $V_{GS} = 0$ ,  $f = 1$  MHz)



**Bild 9**  
Typ. Übertragungscharakteristik am Beispiel des BUZ 45 (Parameter: 80  $\mu$ s Pulstest,  $V_{DS} = 25$  V,  $T_j = 25^\circ$ C)

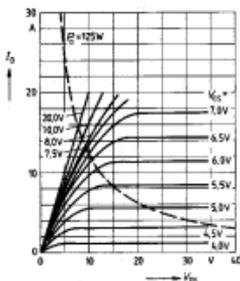


Der Maximalwert der Gate-Source-Spannung beträgt  $\pm 20\text{ V}$ . Dieser Wert darf auch nicht kurzzeitig überschritten werden, da sonst der Transistor zerstört werden kann.

Mißt man den Drainstrom in Abhängigkeit zur Drain-Source-Spannung mit dem Parameter Gate-Source-Steuerspannung, so erhält man das Ausgangskennlinienfeld (vgl. Bild 10).

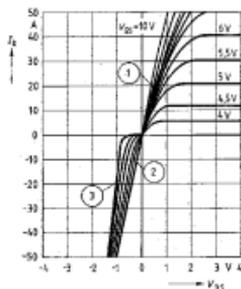
Im Einzustand verhält sich der Transistor wie ein ohmscher Widerstand, d. h. es fließen positive und negative Drainströme. Im III. Quadranten des Kennlinienfeldes tritt selbstverständlich nur insoweit ein ohmsches Verhalten auf, wie die Inversdiode-Schwellenspannung noch nicht überschritten ist (vgl. Bild 11). Dieses Verhalten ist besonders dann wichtig, wenn Gleichrichterschaltungen mit extrem niederen Durchlaßspannungen realisiert werden sollen, oder, wenn die Inversdiode-Sperrverzögerungszeit durch das Aufsteuern des Transistors verkürzt werden soll.

**Bild 10**  
Typ. Ausgangscharakteristik am Beispiel des BUZ 45  
(Parameter:  $80\ \mu\text{s}$  Pulstest,  $T_C = 25^\circ\text{C}$ )



**Bild 11**  
Ausgangscharakteristik mit Inversdiode-Verhalten

- ① Transistor-Ausgangskennlinien
- ② Inverstransistor-Ausgangskennlinien
- ③ Inversdiode-Durchlaßkennlinie



## 2.4 Schaltvorgänge

SIPMOS-Transistoren benötigen im stationären Betriebszustand keinen Steuerstrom, da sie spannungsgesteuert sind. Bei jeder Betriebszustandsänderung entstehen jedoch Umladeströme der Eingangskapazitäten. Während diese Ströme im NF-Bereich (Analogbetrieb) kaum von Bedeutung sind, müssen sie bei HF-Anwendungen und im Schaltbetrieb beachtet werden. Da SIPMOS-Transistoren vornehmlich als Schalter eingesetzt werden, wird deshalb das Schaltverhalten besonders erläutert.

Die Schaltzeit eines SIPMOS-Transistors wird nur durch das Umladen der Eingangskapazität bestimmt. Durch die freie Wahl des Innenwiderstandes  $R_i$  der Ansteuerschaltung läßt sich die Schaltzeit von SIPMOS-Transistoren in einem weiten Bereich einstellen. Die Grenze für einen hochohmigen Innenwiderstand ist infolge erhöht auftretender Schaltverluste durch die thermische Belastbarkeit gegeben. Bei einem niederohmigen Innenwiderstand ergibt sich eine Begrenzung des Umladestroms der Eingangskapazität durch den Gate-Bahnwiderstand und die Induktivität des Steuerkreises.

### 2.4.1 Schalten bei ohmscher Last

Zum Einsatz kommt ein Ansteuergenerator mit definiertem Innenwiderstand  $R_i$ , der eine Rechteckausgangsspannung liefert (vgl. Meßschaltung für Schaltzeiten im Datenbuch).

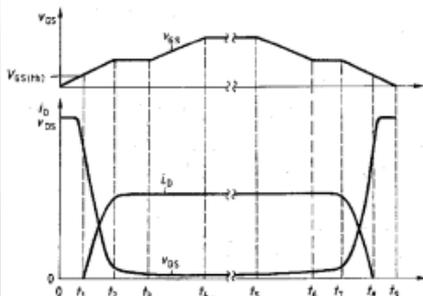
#### Einschaltvorgang

Zum Zeitpunkt  $t_0$  wird der Transistor angesteuert (vgl. Bild 12). Die Gate-Source-Spannung  $V_{GS}$  steigt entsprechend dem Ladevorgang, der durch die Eingangskapazität  $C_{iss}$  und den Innenwiderstand  $R_i$  der Steuerschaltung entsteht.

Sobald die Einsatzspannung im Zeitpunkt  $t_1$  erreicht ist, beginnt der Transistor Strom zu führen. Die Drain-Source-Spannung sinkt entsprechend dem zunehmenden Spannungsabfall am Lastwiderstand.

Im Zeitabschnitt  $t_1$  bis  $t_2$  steigt der Drainstrom. Dabei wird zu diesem Zeitpunkt kleine Miller-Kapazität mit dem

**Bild 12**  
Schaltvorgang bei ohmscher Last



Drain-Source-Spannungshub entladen, und gleichzeitig nimmt die Gate-Source-Spannung entsprechend der Transfer-Kennlinie zu (vgl. Bild 9).

Im Zeitpunkt  $t_2$  ist die Drain-Source-Spannung  $V_{DS}$  gleich der Gate-Source-Spannung  $V_{GS}$ . Nun wirkt die stark erhöhte Miller-Kapazität.

Im Zeitabschnitt  $t_2$  bis  $t_3$  arbeitet der Transistor als Miller-Integrator, d. h., die Gate-Source-Spannung bleibt konstant, während der Gate-Ladestrom über die Miller-Kapazität fließt und zu einer weiteren Drain-Source-Spannungsabsenkung führt.

Im Zeitpunkt  $t_3$  hat die Drain-Source-Spannung das Analogbereichsende des Ausgangs-Kennlinienfeldes und die Miller-Kapazität ihren größten Wert erreicht. Im Verlauf  $t_3$  bis  $t_4$  wird die Eingangskapazität  $C_{iss}$  auf das Niveau der angelegten Steuerspannung geladen. Dabei verringert sich der Kanalwiderstand weiter. Dies ist im Kennlinienfeld an der Kurvenscharscherung im ohmschen Bereich ersichtlich.

Im Zeitpunkt  $t_4$  hat der Transistor seinen niedrigsten Durchlaßwiderstand (Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$ ) erreicht (entspricht der Drain-Source-Restspannung dividiert durch den Drainstrom).

#### Abschaltvorgang

Der Abschaltvorgang wird im Zeitpunkt  $t_5$  durch Ausschalten der Steuerspannung eingeleitet. Die zu diesem Zeitpunkt höchste Eingangskapazität  $C_{iss}$  entlädt sich über den Innenwiderstand  $R_i$  des Ansteuergenerators. Die Gate-Source-Spannung sinkt auf einen Wert, bei dem der momentane Drainstrom gerade noch im ohmschen Bereich des Kennlinienfeldes geführt werden kann.

Dies ist im Zeitpunkt  $t_6$  erreicht, wobei der Durchlaßwiderstand geringfügig zugenommen hat.

Im Zeitabschnitt  $t_6$  bis  $t_7$  wirkt der Transistor wiederum als Miller-Integrator, d. h., die Gate-Source-Spannung bleibt konstant, während der Gate-Steuerstrom vollständig über die noch immer erhöhte Miller-Kapazität fließt und zu einem Drain-Source-Spannungsanstieg führt.

Im Zeitpunkt  $t_7$  herrscht Spannungsgleichheit zwischen der momentanen Gate-Source-Spannung und der Drain-Source-Spannung, d. h., die Miller-Kapazität sinkt auf einen kleinen Wert.

Im Zeitabschnitt  $t_7$  bis  $t_8$  erfolgt die Ladung der nun kleineren Miller-Kapazität entsprechend der rasch ansteigenden Drain-Source-Spannung. Gleichzeitig nimmt der Drainstrom entsprechend dem sinkenden Spannungsabfall am Lastwiderstand ab, ebenso die Gate-Source-Spannung. Im Zeitpunkt  $t_8$  ist die Einsatzspannung erreicht und der Transistor vollständig gesperrt. Danach folgt die Entladung der Eingangskapazität auf das Steuerspannungsniveau im Zeitabschnitt  $t_8$  bis  $t_9$ .

### 2.4.2 Schalten bei getakteter induktiver Last

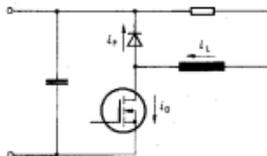
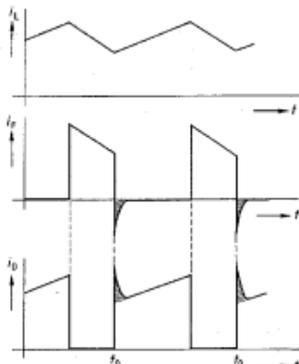
Im eingeschwungenen Zustand fließt durch die induktive Last und durch die Freilaufdiode ein Strom, der sich für die Dauer des Einschaltens nicht verändert (vgl. Bild 13).

#### Einschaltvorgang

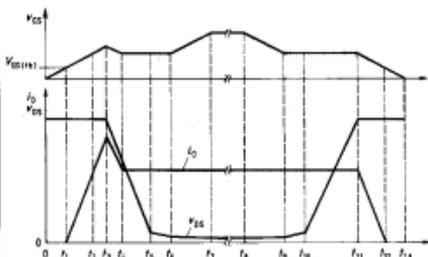
Der SiPMOS-Transistor ist gesperrt und wird im Zeitpunkt  $t_0$  mit einer Rechteckspannung gesteuert (vgl. Bild 14). Die Gate-Source-Spannung  $V_{GS}$  steigt entsprechend dem Ladevorgang, der durch die Eingangskapazität  $C_{iss}$  des Transistors und den Innenwiderstand  $R_i$  der Steuerschaltung entsteht. Im Zeitpunkt  $t_1$  ist die Einsatzspannung erreicht.

**Bild 13**  
Schaltverhalten bei getakteter induktiver Last

$i_L \triangleq$  Laststrom  
 $i_F \triangleq$  Diodenstrom  
 $i_D \triangleq$  Transistorstrom



**Bild 14**  
Schaltvorgang bei getakteter induktiver Last mit Freilaufdiode



Im Zeitabschnitt  $t_1$  bis  $t_2$  steigt der Drainstrom proportional zur Gate-Source-Spannung, während die Drain-Source-Spannung unverändert auf dem Niveau der Betriebsspannung bleibt. Im Zeitpunkt  $t_2$  übernimmt der Transistor vollständig den Laststrom. Im folgenden Zeitabschnitt  $t_2$  bis  $t_3$  steigt der Drainstrom weiter, da sich zum Laststrom der Diodenrückstrom addiert. Das Maximum des Drainstromes tritt im Zeitpunkt  $t_3$ , dem Umkehrpunkt des Diodenrückstromes, auf. Bis zu diesem Zeitpunkt ist die Drain-Source-Spannung unverändert und gleich der Betriebsspannung. Die Gate-Source-Spannung hat einen Wert erreicht, bei dem der Transistor den auftretenden Spitzenstrom führen kann. Im Zeitabschnitt  $t_3$  bis  $t_4$  sinkt die Drain-Source-Spannung, während die Diodensperrespannung in gleichem Maße zunimmt. Die Drain-Source-Spannung fällt normalerweise so schnell, wie die Miller-Kapazität vom augenblicklichen Gate-Steuerstrom umgeladen wird. Während dieser Betriebsphase bleibt die Gate-Source-Spannung konstant (Miller-Integrator), wie das im folgenden Zeitabschnitt  $t_4$  bis  $t_5$  der Fall ist.

Im Zeitabschnitt  $t_5$  bis  $t_6$  jedoch beeinflusst die Drainstromänderung, die durch den abnehmenden Diodenrückstrom verursacht wird, den Schaltvorgang zusätzlich. Bei sinkendem Drainstrom wird die Gate-Source-Kapazität über die Miller-Kapazität entladen. Die Gate-Source-Spannung sinkt soweit, daß der momentane Drainstrom fließen kann. Deshalb kommt in diesem Zeitabschnitt eine wesentlich steilere Drain-Source-Spannungsflanke zustande. Die Vorgänge, die zum Spannungsverlauf an der Drain-Source-Strecke im Zeitabschnitt  $t_5$  bis  $t_6$  führen, sind unbedingt zu beachten. Beim niederohmigen Ansteuern eines SIPMOS-Transistors entsteht eine hohe Anstiegsgeschwindigkeit des Drainstroms und damit gleichzeitig eine zu hohe Kommutierungssteilheit des Freilaufdiodenstroms. Die Folge ist ein hoher Diodenrückstrom, der nach Erreichen seines Maximums steil abreißt. Die Stromänderungsgeschwindigkeit des abklingenden Diodenrück-

stroms verursacht Spannungsüberhöhungen in der Schaltung und bewirkt zusammen mit den SIPMOS-Kapazitäten extrem steile Drain-Source-Spannungsflanken.

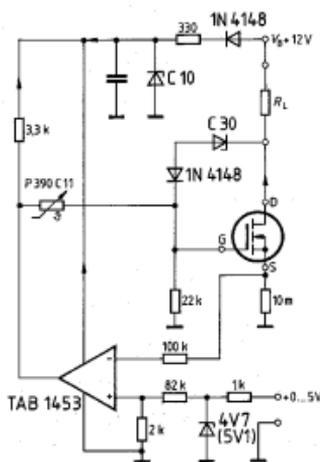
Da die Freilaufdiode in Brückenschaltungen durch die Inversdiode des anderen SIPMOS-Transistors ersetzt wird, sei vermerkt, daß eben dieser Betriebsfall im Hinblick auf das Einschalten des parasitären Transistors kritisch ist. Um das zu verhindern, wurde der SIPMOS-FREDFET entwickelt (Fast-Recovery-Epitaxial-Diode-Field-Effect-Transistor). Die Inversdiode dieses Transistors weist eine extrem kurze Sperrverzögerungszeit auf. Dadurch sinken die Rückströme während der Kommutierung so weit, daß ein Einschalten und ein zweiter Durchbruch des parasitären Transistors nicht mehr auftreten kann.

Im Zeitpunkt  $t_5$  ist die Drain-Source-Spannung gleich der Gate-Source-Spannung; die Miller-Kapazität erhöht sich stark. Im weiteren Verlauf  $t_5$  bis  $t_6$  findet eine Drain-Source-Spannungssenkung statt, wobei der Transistor nun mit der erhöhten Miller-Kapazität als Integrator wirkt. Im Zeitabschnitt  $t_6$  bis  $t_7$  steigt die Gate-Source-Spannung auf das Niveau der angelegten Steuerspannung.

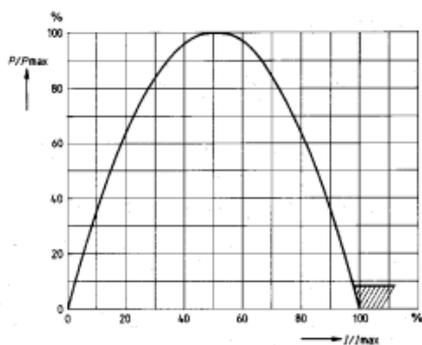
### Abschaltvorgang

Der Abschaltvorgang beginnt im Zeitpunkt  $t_6$ . Im Zeitpunkt  $t_6$  hat die Gate-Source-Spannung einen Wert erreicht, bei dem der Transistor den momentanen Drainstrom gerade noch im ohmschen Bereich des Kennlinienfeldes führen kann. Im Zeitabschnitt  $t_6$  bis  $t_{10}$  wirkt der Transistor als Miller-Integrator mit erhöhter Miller-Kapazität. Im Zeitpunkt  $t_{11}$  wird die Freilaufdiode leitend, während die Drain-Source-Spannung  $V_{DS}$  konstant bleibt. Nun nimmt der Drainstrom proportional zur Gate-Source-Spannung  $V_{GS}$  ab und wird im Zeitpunkt  $t_{12}$  Null, wenn die Gate-Source-Spannung auf die Einsatzspannung gesunken ist. Im Zeitabschnitt  $t_{12}$  bis  $t_{13}$  wird die Eingangskapazität auf Null entladen.

**Bild 15**  
Ansteuern im Analogbereich



**Bild 16**  
Analoge Verlustleistungskennlinie



## 2.4.3 Steuern im Analogbereich

Bei Analog-Anwendungen ist es zweckmäßig, aufgrund der Toleranz  $V_{GS(th)}$  (Gate-Schwellenspannung) einen Operationsverstärker vorzuschalten (vgl. Bild 15). Die Sollwert-Einstellung (0...5 V) wird dem nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers über einen Spannungsteiler 40:1 zugeführt. An den Eingang gelangt eine Spannung, die von einem Strommeßwiderstand im Sourcekreis (10 mV) abgeleitet wird. Der Operationsverstärker regelt den über die Transistoren fließenden Strom so, daß zwischen eingespeiseter und rückgeführter Spannung immer ein Gleichgewicht herrscht, d.h., die Schaltung wirkt gleichzeitig als Strombegrenzer. Durch die hohe Schleifenverstärkung des Regelkreises gehen Toleranzen der Transistoren praktisch nicht mehr ein. Die max. Belastbarkeit dieser Schaltung zeigt die Verlustleistungsparabel in Bild 16.

## 2.5 Sicherer Arbeitsbereich (SOA)

Der SiPMOS-Transistor ist aufgrund seiner Technologie ein überaus robustes Bauelement. Die Zellenstruktur bewirkt eine vorteilhafte Verlustwärmeverteilung im Chip und der positive Temperaturkoeffizient aller an der Stromführung beteiligten Bereiche sorgt für eine Eigenstabilisierung und die Source-Metallisierung bildet einen sicheren Kurzschluß für die Basis-Emitter-Strecke des im Transistor enthaltenen parasitären Bipolar-Transistors. Auf diese Weise wird ein Aufsteuern dieses Bipolar-Transistors mit der möglichen Folge eines zweiten Durchbruchs in allen Betriebsfällen verhindert (ausgenommen bei zu hohen Kommutierungsteilheiten des Inversdiodenstroms).

Besonders erwähnenswert ist die hohe Strombelastbarkeit eines SiPMOS-Transistors. So ist z.B. ein gepulster Drainstrom in vierfacher Höhe zulässig (bezogen auf den zulässigen DC-Drainstrom).

Kurzzeitig darf dieser Pulsdrainstrom sogar bei maximaler Sperrspannung geführt werden (vgl. Bild 17). Dabei darf die Sperrspannung jedoch nicht, auch nicht kurzzeitig, überschritten werden. Neben den im Datenblatt angegebenen Grenzwerten für den Draingleichstrom ist der thermische Widerstand (Sperrschicht-Kühlmedium) maßgebend für den tatsächlich zulässigen Drainstrom im Betrieb.

SOA = Safe Operating Area

# 3 Schaltverhalten

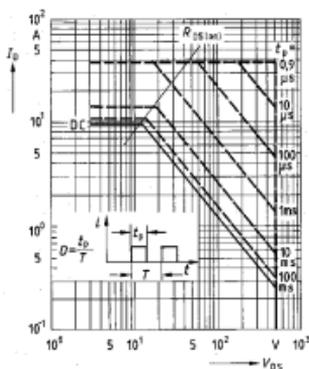
## 3.1 Steuern im Schaltbetrieb

### 3.1.1 Anlegen einer Betriebsspannung

Liegt eine Drain-Source-Betriebsspannung  $V_{DS}$  am Transistor, darf der Gate-Anschluß nicht unbeschaltet bleiben oder hochohmig angesteuert werden. In diesem Falle lädt sich nämlich die Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$  über die Gate-Drain-Kapazität  $\hat{=} C_{GD}$  auf. Dabei steigt die Gate-Spannung über den typischen Schwellenwert 3 V an und der Transistor wird leitend.

Das geschieht in so stärkerem Maße, je höher die Drain-Spannung bzw. die Betriebsspannung ist. Bereits ein Drain-Spannungshub von 30 V genügt, um den Transistor leitend zu schalten. Hohe Betriebsspannungen

**Bild 17**  
Sicherer Arbeitsbereich (SOA) am Beispiel des BUZ 45  
(Parameter:  $D = 0,01$ ,  $T_C = 25^\circ\text{C}$ )



### 3.1.2 Einstellen der Schaltzeit

Ein MOSFET ist ein Leistungsschalter, bei dem die Schaltzeit über die Anstiegszeit des Steuersignals eingestellt werden kann, d. h. der Transistor schaltet immer gerade so schnell, wie es der jeweilige Anwendungsfall erforderlich macht, ohne daß ein Beschaltungsnetzwerk notwendig wird.

Die Flankensteilheit des Steuersignals wird durch einen Gate-Vorwiderstand entsprechend den Erfordernissen angepaßt (vgl. Bild 19). Die durch die Freilaufdiode verursachte Einschaltstromspitze kann durch die Steuersteilheit auf jeden gewünschten Wert begrenzt werden (vgl. Bild 20). Überspannung und Überstrom werden durch eine kleinere Steuersteilheit und damit einen kleineren Drainstromanstieg auf ein tolerierbares Maß begrenzt. Allerdings erhöhen sich dabei die Schaltverluste.

### 3.1.3 Steuerleistung

SIPMOS-Transistoren benötigen nur beim Einschalten Treiberenergie. Dabei ist die Steuerleistung von der Schaltfrequenz und den Eingangskapazitäten abhängig. Der Energiebedarf ist außerordentlich gering und wird hauptsächlich zum Aufladen der Gate-Drain-Kapazität ( $\Delta C_{M1}$ ) benötigt. Allerdings können beim Aufladen der Gate-Drain-Kapazität hohe Spitzenströme entstehen entsprechend  $I_g = V_{gs}/R_g$  z. B.  $I_g = 10 \text{ V}/50 \Omega = 200 \text{ mA}$ . Beim Ausschalten wird keine Treiberenergie benötigt, da die Transistorkapazitäten gegen Masse entladen werden.

Bei Anwendungen mit kleinen Treiberströmen sollte deshalb mit möglichst niedrigen Gate-Source-Spannungen gearbeitet werden. Dabei muß sichergestellt sein, daß der Transistor beim höchsten zu erwartenden Drainstrom im Widerstandsbereich des Kennlinienfeldes arbeitet (vgl. Abschnitt 4.4). Die Ansteuerleistung beträgt z. B. beim BUZ 80, bei 50 kHz ca. 25 mW. Ein Reduzieren der Gate-Source-Spannung von 12 V auf 8 V verringert die Steuerleistung auf etwa 14 mW.

### 3.1.4 Strombelastbarkeit und Verluste

Die Strombelastbarkeit eines SIPMOS-Transistors ist durch die maximal abführbare Verlustleistung  $P_D$  begrenzt.  $P_D$  darf nicht überschritten werden.

Im Schaltbetrieb ist die Gesamtverlustleistung die Summe aus Durchlaß- und Schaltverlusten  $P_D = P_F + P_S$ . Die Durchlaßverluste sind temperaturabhängig, da der Drain-Source-Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  mit der Temperatur zunimmt. Der  $R_{DS(on)}$  ist im Datenblatt mit 25°C spezifiziert.

Die Schaltverluste sind abhängig von: Strom, Spannung, Frequenz und Art der Last – sie sind aber wegen der fehlenden Speicherzeit und der hohen Schaltgeschwindigkeit gering und in vielen Fällen vernachlässigbar. Ausnahmen: induktive Lasten in Brückenschaltungen, Frequenzen > 100 kHz und ein bewußtes Verlangsamern der Schaltgeschwindigkeit. Die Schaltverluste  $P_S$  entsprechen der Schaltenergie  $W_s$  eines Schaltzyklus multipliziert mit der Betriebsfrequenz  $P_S = W_s \cdot f$ .

Die Durchlaßverluste errechnen sich nach der Formel  $P_F = I_{eff}^2 \times R_{DS(on)}$ . Dabei ist zu beachten, daß der  $R_{DS(on)}$  entsprechend der Chip-Temperatur im Betrieb eingesetzt werden muß.

#### Berechnung von Dauergleichstrom und Verlustleistung am Beispiel des BUZ 45

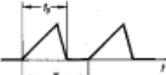
$$T_C = 25^\circ\text{C}$$

$$R_{DS(on)} = 0,6 \Omega \text{ (} R_{DS(on)} \text{ bei } 25^\circ\text{C)}$$

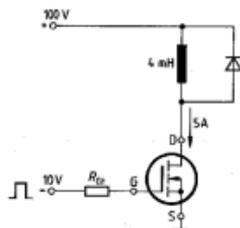
$$R_{DS(on)} = 1,35 \Omega \text{ (} R_{DS(on)} \text{ bei } 150^\circ\text{C)}$$

$$R_{thJC} = 1,0 \text{ K/W}$$

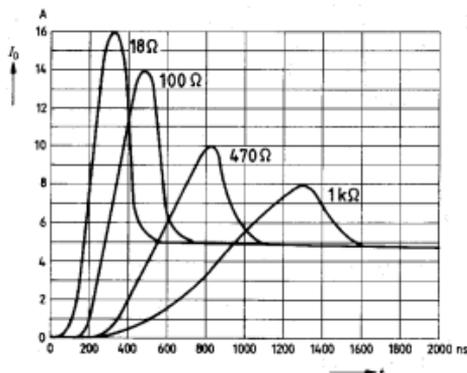
$$I_p/T = 0,5$$

Stromform	DC		
$I_{DC}, I_{eff}$	$I$	$I \times \sqrt{\frac{I_p}{T}}$	$I \times \sqrt{\frac{I_p}{3T}}$

**Bild 19**  
Ansteuern mit Gate-Vorwiderstand



**Bild 20**  
Schaltverhalten des Drainstroms für verschiedene Gate-Vorwiderstände



## 1. Rechnung:

$$I_{DC} = \sqrt{\frac{T_{jmax} - T_C}{R_{thJC} \times R_{DS(on)}}$$

$$I_{DC} = \sqrt{\frac{150 - 25}{1,0 \times 1,35}} \text{ A} = 9,6 \text{ A}$$

$$\hat{i} = \sqrt{\frac{150 - 25}{1,0 \times 1,35 \times 0,5}} \text{ A} = 13,6 \text{ A}^*)$$

In der Praxis sind diese Werte nicht realisierbar, da:

- eine Gehäusetemperatur  $T_C = 25^\circ\text{C}$  kaum eingehalten werden kann,
- der Gehäuse-Umluft-Wärmewiderstand  $R_{thCA}$  nicht  $0 \text{ K/W}$  beträgt,
- eine Umgebungstemperatur  $T_A = 45^\circ\text{C}$  mindestens angenommen werden muß.

Geht man davon aus, daß der Wärmewiderstand Gehäuse-Umluft  $R_{thCA} = 2 \times R_{thJC}$  beträgt, so ergibt sich folgendes:

## 2. Rechnung:

$$P_D = \frac{T_{jmax} - T_A}{R_{thJA}}$$

$$P_D = \frac{150 - 45}{1 + 2} \text{ W} = 35 \text{ W}$$

$$I_{DC} = \sqrt{\frac{P_D}{R_{DS(on)}}} = \sqrt{\frac{35}{1,35}} \text{ A} = 5,1 \text{ A}$$

$$\hat{i} = \sqrt{\frac{P_D}{R_{DS(on)} \times 0,5}} = \sqrt{\frac{35}{1,35 \times 0,5}} \text{ A} = 7,2 \text{ A}^*)$$

\*) Definition:  $I_{eff} = \hat{i}$  bei  $\frac{t_p}{T} = 0,5$

## Erklärung der Formelzeichen:

$\hat{i}$	Spitzenstrom
$I_{DC}$	Dauergleichstrom
$I_{eff}$	Effektivstrom
$P_D$	Verlustleistung
$P_F$	Durchlaßverluste
$P_S$	Schaltverluste
$R_{DS(on)}$	Drain-Source-Einschaltwiderstand
$R_{thJA}$	Wärmewiderstand (Chip-Umgebung)
$R_{thJC}$	Wärmewiderstand (Chip-Gehäuse)
$T$	Periodendauer
$T_A$	Umgebungstemperatur
$T_C$	Gehäusetemperatur
$T_{jmax}$	Max. Chiptemperatur
$t_p$	Pulszeit

## 3.2 Parallelschalten

SIPMOS-Transistoren können zur Leistungserhöhung einfach parallelgeschaltet werden. Dabei ist zu beachten, daß aufgrund der hohen Schaltgeschwindigkeit und der großen Steilheit Schwingungen auftreten können. Durch Entkopplungswiderstände in jeder Gate-Leitung (vgl. Bild 21) oder durch getrennte Treiber (vgl. Bild 22) werden diese Schwingungen unterdrückt. Durch die Bauelemen-

te-Toleranzen und einen unsymmetrischen Schaltungsaufbau kann es zu Transistor-Stromfehlauflagen kommen. Um ein Überlasten des einzelnen Transistors zu vermeiden, empfiehlt sich deshalb eine Drainstromreduzierung um den Faktor 0,8.

$$I_{Dgas} = 0,8 \times I_D \times n$$

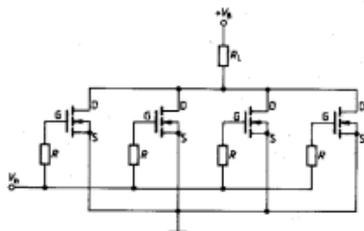
(n: Anzahl der parallel zu schaltenden Transistoren.)

## Generell ist zu beachten:

- Den Schaltungsaufbau möglichst induktionsarm ausführen.
- Die Laststromzuführungen symmetrisch verlegen.
- Erdschleifen vermeiden.
- Steuerleitungen gegenseitig entkoppeln.
- Den Draingesamtstrom reduzieren.
- Die Spannungsversorgung mit Kondensator abblocken.
- Möglichst mit hohen Schaltgeschwindigkeiten arbeiten.

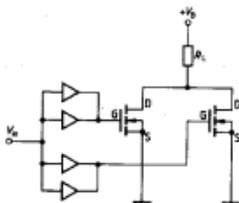
Beim Parallelschalten im Analogbereich ist die Toleranz der Einsatzspannung und die sehr hohe Steilheit der Transistoren besonders zu beachten.

**Bild 21**  
Parallelschalten mit Gate-Widerständen



$R_g = 4,7 \Omega$  bis  $200 \Omega$

**Bild 22**  
Parallelschalten mit getrennten Treibern





- Der Spitzenwert des Rückstroms  $i_2$  wird durch eine entsprechende Stromergiebigkeit von  $T_2$  begrenzt. Hierzu eignet sich eine relativ langsame oder eine treppenförmige Ansteuerung. Das ist eine einfache, jedoch toleranzempfindliche Methode, besonders beim Parallelschalten.
- Mit einer Induktivität in Serie zum Lastwiderstand wird  $i_{2\max}$  und  $di_2/dt$  begrenzt. Zugleich wirkt die Anordnung als Einschaltentlastung für  $T_2$ . Diese Lösung verursacht allerdings zusätzliche Verluste und hat Totzeiten beim Abmagnetisieren zur Folge.

Folgende Maßnahmen sorgen dafür, daß der auftretende Spannungsanstieg  $dv/dt$  unterhalb der kritischen Spannungsteilheit bleibt. Sie verhindern jedoch nicht das Auftreten eines Basisstroms.

- Durch eine kapazitive Gegenkopplung zwischen Drain und Source wird  $dv/dt$  begrenzt.
- Eine RCD-Beschaltung parallel zu Drain und Source begrenzt insbesondere beim Parallelschalten die Wirksamkeit, steigert allerdings die Schaltverluste.

Alle beschriebenen Abhilfemethoden müssen in jedem Fall optimiert werden.

### 3.3.3 Abhilfe mit FREDFET

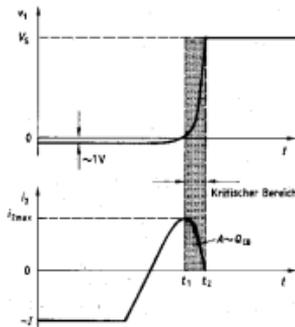
Um das Projektieren zu vereinfachen, wurde der FREDFET entwickelt.

Bild 28 zeigt eine Vollbrückenschaltung mit FREDFET. Diese Schaltung ist ohne zusätzliche Schutzbauelemente voll funktionsfähig.

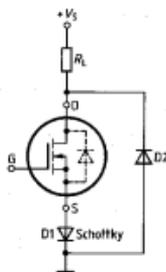
Mit einer speziellen Schwermetalldotierung ist es gelungen, der FET-Inversdiode FRED-Eigenschaften zu geben, ohne andere Parameter des Transistors zu beeinflussen.

Durch die superschnelle Inversdiode wird die Rückstromladung um Größenordnungen reduziert. Damit verringert sich der maximale Rückstrom  $i_2$  während der Kommutierung entsprechend (vgl. Bild 29). Ein Einschalten des parasitären Bipolar-Transistors kann somit nicht mehr auftreten und gleichzeitig wird ein Überlasten von  $T_2$  verhindert.

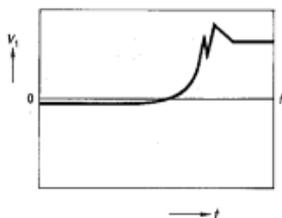
**Bild 25**  
Typ. Kommutierungsverlauf



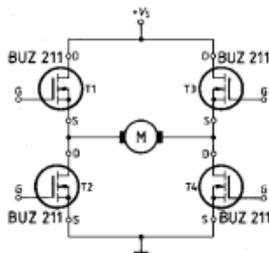
**Bild 27**  
Verhindern des Inversstroms durch Diodenkombination



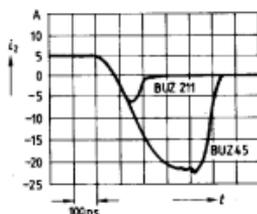
**Bild 26**  
Spannungsverlauf  $V_1$  bei Aktivwerden des parasitären Bipolar-Transistors



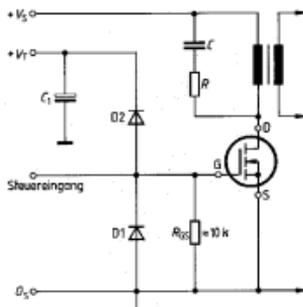
**Bild 28**  
Vollbrückenschaltung mit FREDFET



**Bild 29**  
Rückstromverlauf am Beispiel des FREDFET  
BUZ 211 verglichen mit einem BUZ 45



**Bild 30**  
Schutzschaltung mit zwei Dioden



## 4 Schutzschaltungen

### 4.1 Gate-Source-Überspannungen

Zwischen Gate und Source ist eine maximale Spannung von  $\pm 20$  V zugelassen. Ein Überschreiten dieser Spannung führt zur Zerstörung der Oxidschicht und damit zum Ausfall des Transistors (siehe auch Abschnitt 3.1.1).

- Als ein sehr wirkungsvoller Schutz hat sich das Beschalten mit zwei Dioden erwiesen (vgl. Bild 30). Die untere Diode verhindert, daß am Gate Negativ-Spannungen  $> 1$  V zustande kommen. Die obere Diode bewirkt, daß die Positiv-Spannung am Gate maximal 1 V höher ist als die Hilfsspannung  $V_T$ . Sinnvoll ist es, die Spannung  $V_T$  mit einer großen Kapazität  $C_1$  für höhere Frequenzen niederohmig zu machen. Damit werden auch Spannungsspitzen durch die Diodenschaltung beseitigt. Gegenüber anderen Lösungen haben die Dioden den Vorteil, daß sie relativ schnell schalten.
- Beim Verwenden eines CMOS-Inverters zur Ansteuerung des Transistors (vgl. Bild 31) sind diese beiden Dioden bereits als Schutzdioden im Schaltkreis integriert.
- Häufig genügt es auch, eine Zenerdiode und einen Vorwiderstand an das Gate anzuschließen (vgl. Bild 32). In positiver Richtung wird die Zenerdiode bei ihrer Spannung leitend, in negativer Richtung wirkt sie wie eine normale Diode. Nachteilig ist jedoch die hohe Eigenkapazität sowie die Tatsache, daß Zenerdioden relativ langsam schalten.

Alle drei Schutzschaltungen wirken sowohl gegen Überspannungen aus den Ansteuerschaltungen als auch gegen induzierte Überspannungen.

### 4.2 Drain-Source-Überspannungen

Die Transistor-Sperrspannung ist entsprechend der Betriebsgleichspannung auszuwählen. Wichtig ist, daß Netzstörungen durch geeignete Siebglieder abgeblockt werden.

Beim Schalten induktiver Lasten entstehen induzierte Spannungsspitzen, die am einfachsten durch eine Frei-

laufdiode (vgl. Bild 33), durch RC-Glieder (vgl. Bild 34) oder einer Kombination aus beiden bedämpft werden. Bei höheren Frequenzen empfiehlt sich eine RCD-Schaltung (vgl. Bild 35) oder eine Surpressordiode (vgl. Bild 36).

Spannungsspitzen können ebenso durch Leitungs- und Streuinduktivitäten hervorgerufen werden, daher müssen beim Dimensionieren von Schaltungen auch die Streuinduktivitäten der Übertrager minimiert werden. Um Leitungsinduktivitäten zu vermeiden, sind kurze Verbindungen sowie eine entsprechende Leitungsführung notwendig. Dabei sind die allgemeinen Richtlinien der HF-Technik zu beachten.

Neben den bekannten Bedämpfungsmaßnahmen der Drain-Source-Überspannungen hat sich die Schaltung mit aktiver Beteiligung des SiPMOS-Transistors als sehr zuverlässig erwiesen (vgl. Bild 37): Zum Schutz des SiPMOS-Transistors wird hier zusätzlich zwischen Gate und Drain eine Z-Diode  $D_1$  und eine normale Diode  $D_2$  eingefügt. Zweckmäßigerweise betreibt man einen SiPMOS-Transistor in solchen störbeeinflussten Netzen mit einer Z-Diode  $D_3$  zwischen Gate und Source. Im eingeschalteten Zustand können die Störspannungsspitzen dem Transistor nicht schaden, da sie nur am Lastwiderstand anliegen. Bei gesperrtem Transistor erfolgt das selbsttätige Ansteuern des Transistors, sobald die Drain-Source-Spannung die Summe aus Z-Spannung von  $D_1$ , Schwellenspannung von  $D_2$  und Gate-Source-Schwellenspannung übersteigt. Man erzielt dadurch ein definiertes Avalancheverhalten des Transistors. Die dabei auftretenden Verluste müssen allerdings berücksichtigt werden. Um ein Einschalten des SiPMOS-Transistors sicherzustellen, muß ein Gate-Widerstand vorhanden sein.

Gate-Widerstand gemäß

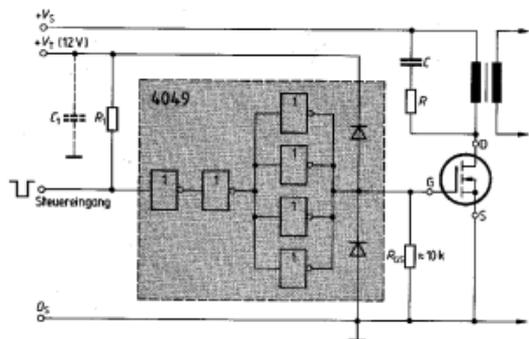
$$R \geq \frac{V_{GS, \text{max}} + 2V}{I_z} = \frac{6V}{I_z} \text{ z. B. } \frac{6V}{500 \text{ mA}} = 12 \Omega$$

### 4.3 Drain-Überstrom

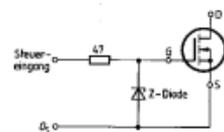
Bei Heizungen, Lampen und Motorsteuerungen können sehr hohe Einschaltströme auftreten. Die dabei auftretenden Spitzenströme können den zulässigen Betriebsstrom des SiPMOS-Transistors weit übersteigen.

Diese Stromspitzen müssen bei der Dimensionierung des Transistors berücksichtigt werden; sie können in vielen

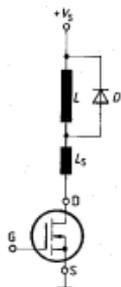
**Bild 31**  
Schutzschaltung mit integrierten MOS-Dioden



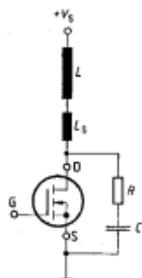
**Bild 32**  
Schutzschaltung mit Zener-Diode



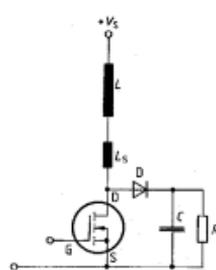
**Bild 33**  
Schutzschaltung mit Freilaufdiode



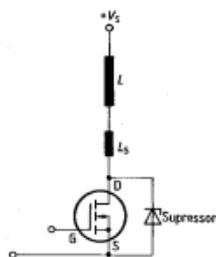
**Bild 34**  
Schutzschaltung mit RC-Glied



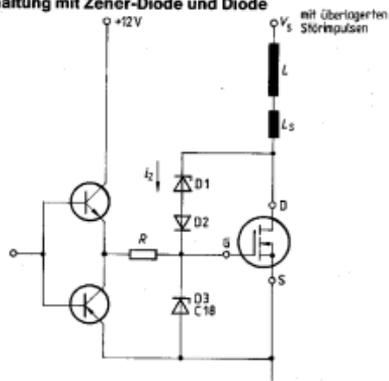
**Bild 35**  
RCD-Schaltung



**Bild 36**  
Schutzschaltung mit Supressordiode



**Bild 37**  
Schutzschaltung mit Zener-Diode und Diode



Fällen durch Verlangsamung der Schaltgeschwindigkeit des SIPMOS-Transistors gemildert werden (vgl. Bild 20).

Eine wirkungsvolle Kurzschlußsicherung ist beim SIPMOS-Transistor einfach realisierbar. Durch die extrem kurzen Schaltzeiten ist ein Gegenkoppeln praktisch ohne Totzeit möglich. Ein kurzschlußartiger Anstieg des Drainstroms kann an einen Widerstand im Lastkreis detektiert werden. Dieses Signal kann zum Abschalten des Transistors benutzt werden. Diese Schutzschaltung kann außerdem mit einer integrierten Ansteuerschaltung mit Überstromabschaltung ohne Mehraufwand realisiert werden (vgl. Anwendungsbeispiele, Abschnitt 6.1).

#### 4.4 Unterspannungsabschalten

Häufig werden Transistoren dadurch zerstört, daß Schaltungen in Betriebszustände geraten, in denen der Transistor nicht voll durchgesteuert ist. Dies gilt in gleicher Weise für Bipolar- und MOS-Transistoren.

Während beim Dimensionieren bipolarer Schaltungen die Entwickler mit dieser Anforderung vertraut sind und den Transistor mit genügend Basisstrom ansteuern, wird beim verlustleistungsfreien Ansteuern von MOS-Transistoren die notwendige Steuerspannung nicht genügend beachtet. Da SIPMOS-Transistoren mit ihrem niederohmigen  $R_{DS(on)}$  auch sehr hohe Ströme verlustarm schalten, gerät der Transistor bei ungenügender Ansteuerspannung leicht in einen Betriebszustand, bei dem seine max. zugelassene Verlustleistung überschritten wird. Daher ist beim Schaltungsentwurf unbedingt darauf zu achten, daß eine Abschalteneinrichtung vorgesehen ist, die bei Unterspannung die Ansteuerung des Transistors abschaltet. Bei unseren integrierten Steuerschaltungen für Schaltnetzteile der Familie TDA47.. ist ein solcher Unterspannungsschutz integriert, so daß SIPMOS-Transistoren beim Einsatz dieser Steuerbausteine geschützt sind. Werden andere Ansteuerschaltungen verwendet, so ist ein solcher Unterspannungsschutz vorzusehen.

## 5 Ansteuerschaltungen

### 5.1 Ansteuern einer Gegentakt- und Brückenschaltung

Gegentaktsschaltungen können entweder gleichspannungsgekoppelt oder mit einem Transformator aufgebaut werden. Bei der Transformator-Gegentaktsschaltung (vgl. Bild 38) sind beide Source-Anschlüsse über einen niederohmigen Meßwiderstand mit Masse verbunden; die Gates werden wechselseitig angesteuert. Die Drain-Anschlüsse liegen an den Enden einer Trafowicklung, der Mittelanzapf dieser Wicklung ist mit einer positiven Speisespannung verbunden.

Die andere Gegentaktsschaltung ist eine sogenannte Halbbrücken-Schaltung (vgl. Bild 39). Hier sind zwei Transistoren in Reihe geschaltet, der untere in Source-Schaltung, der obere in Source-Folger-Schaltung. Der obere Drain-Anschluß führt an die positive Speisespannung, die Last ist über einen Kondensator mit beiden Transistoren verbunden. Dabei ist es gleichgültig, ob das andere Ende des Lastwiderstandes auf Plus oder Minus geschaltet ist. Als Ansteuerung kann beispielsweise die Schaltung nach Bild 48 verwendet werden.

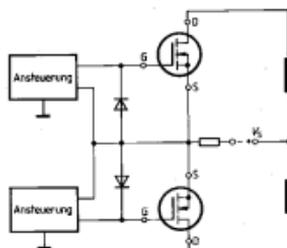
Folgendes ist besonders zu beachten:

- Die Ansteuerschaltungen müssen so konzipiert werden, daß nicht beide FET gleichzeitig leitend sind (Kurzschluß).
- Bei induktiven Lastwiderständen werden die Inversdioden leitend, sobald die Drain-Spannung negativer als die Source-Spannung wird.

In vielen Schaltungen nutzt man die Inversdioden zur Stromführung in der Freilaufphase aus und deshalb müssen die Eigenschaften der Inversdioden unbedingt berücksichtigt werden.

Wird zur Halbbrückenschaltung eine weitere hinzugefügt (vgl. Bild 40), erhält man eine Vollbrückenschaltung. Der Lastwiderstand ist hier jeweils mit den Verbindungspunkten der linken und rechten Halbbrückenschaltung verbunden. Als Ansteuerung kommt die Schaltung nach

**Bild 38**  
Transformator-Gegentakt-Ansteuern



**Bild 39**  
Ansteuern einer Halbbrücken-Schaltung

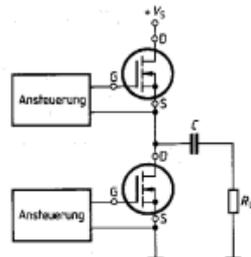


Bild 48 in Betracht, wobei die beiden unteren Transistoren auch direkt angesteuert werden können.

Anmerkung: Bei Motorsteuerungen ist ein Verwenden von Optokopplern zum Ansteuern der oberen Transistoren kritisch.

## 5.2 Ansteuern mit CMOS-Gatter

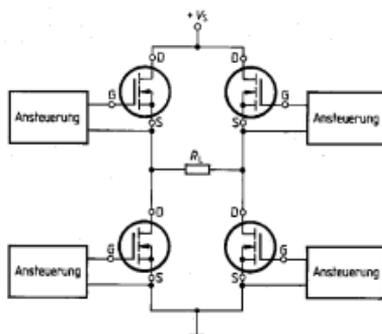
Als preiswerte Lösung zum schnellen Auf- und Entladen der Eingangs- und Miller-Kapazität des SIPMOS-Transistors bietet sich eine Treiberschaltung mit Gegentaktausgang an (vgl. Bild 41). Solche Schaltungen haben den Vorteil eines geringen Eigenstrombedarfs. Der CMOS-Standard-Sechsfach-Inverter 4049 liefert an jedem Ausgang einen Strom von etwa  $-40$  oder  $+20$  mA. Durch Parallelschalten von vier Invertern kann der zum schnellen Schalten des SIPMOS-Transistors notwendige Gate-Strom geliefert werden. Die integrierten Ausgangsschutzdioden sind ein weiterer Vorteil, sie verhindern ein Zerstören des Gate durch Überspannungen. Hier sollte die Hilfsstromversorgung  $+V_1$  beim Einschalten von  $+V_S$  mindestens eine Spannung von 4 V aufgebaut haben, damit die Aus-

gangsschaltung leitend ist. Der Steuereingang muß auf High-Pegel liegen; der Widerstand  $R_1$  sorgt bei abgetrennter Steuerelektronik für diesen Zustand.

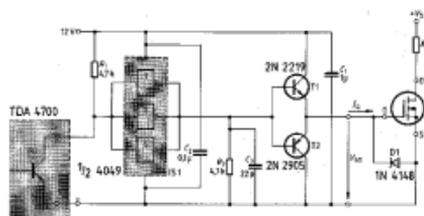
## 5.3 Ansteuern mit komplementären Transistoren

Bild 42 zeigt eine andere Schaltungsvariante. Der CMOS-Inverter dient als Phasenumkehrstufe für das Ausgangssignal einer integrierten Schaltung mit offenem Kollektor, z. B. TDA 4700, und gleichzeitig als Treiberstufe für die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ . Der Widerstand  $R_2$  steuert den Transistor  $T_2$  dann an, wenn sich am Gate ein Potential bildet, z. B. bei Einschaltvorgängen, während die Ansteuerung noch nicht ausreichend mit Spannung versorgt wird. So wird verhindert, daß der Transistor unbeabsichtigt durchschaltet. Der Kondensator  $C_3$  verkürzt die Zeitkonstante  $R_2 \times C_{BE(T2)}$ , kann aber bei den meisten Anwendungen entfallen. Gegenüber der Schaltung nach Bild 41, bei der der Transistor direkt von dem CMOS-Inverter angesteuert wird, ist hier die Ansteuerung wesentlich niederohmiger und das ergibt kürzere Schaltzeiten.

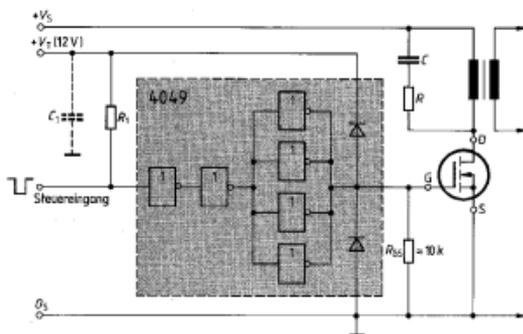
**Bild 40**  
Ansteuern einer Vollbrücken-Schaltung



**Bild 42**  
Ansteuern mit komplementären Transistoren



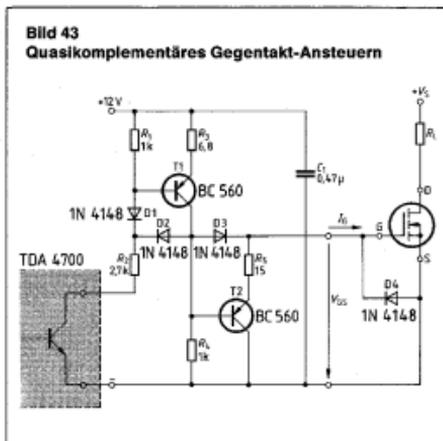
**Bild 41**  
Treiberschaltung mit Gegentaktausgang



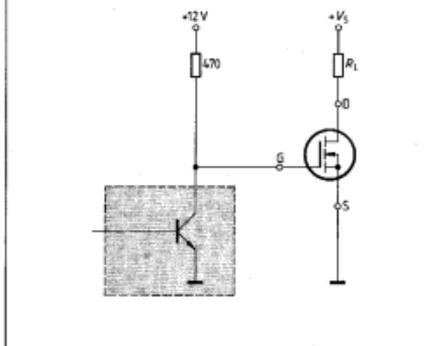
## 5.4 Quasikomplementäres Gegentakt-Ansteuern

Sobald der Ausgangstransistor des TDA 4700 (vgl. Bild 43) durchschaltet, gelangt an die Basis von  $T_1$  die durch den Spannungsteiler  $R_1, R_2$  bestimmte Spannung. Der Spannungsteiler darf hier nicht hochohmig dimensioniert werden, damit  $T_1$  einen großen Kollektorstrom führen kann, der durch den Emittier-Widerstand  $R_3$  begrenzt wird. Die Dioden  $D_1$  und  $D_2$  verhindern, daß  $T_1$  in die Sättigung gelangt, während  $D_3$  bewirkt, daß  $T_2$  sicher sperrt, solange  $T_1$  leitet.

Sperrt der Ausgangstransistor von TDA 4700, so sperrt  $T_1$  ebenfalls und  $T_2$  wird über  $R_4$  angesteuert, wobei die Eingangs-Kapazität des SIPMOS-Transistors über  $T_2$  und  $R_5$  als Strombegrenzungswiderstand entladen wird. Diese Schaltung zeichnet sich durch geringe Stromaufnahme infolge der Gegentakt-Ansteuerung aus. Fehlt die 12-V-Hilfsstromversorgung, so verhindert der Transistor  $T_2$  ein „Aufsteuern“ des SIPMOS-Transistors, da er über  $R_4$  schon bei geringen Gate-Spannungen leitend wird.



**Bild 44**  
Ansteuern mit Open-Kollektor



## 5.5 Ansteuern mit Open-Kollektor-Schaltungen

Sollen nur kleine Betriebsspannungen, z. B. 12 V, geschaltet werden und wird an die Schaltzeit keine besondere Anforderung gestellt, genügt häufig ein Widerstand (vgl. Bild 44). An diesen Verbindungspunkt führt der offene Kollektor-Anschluß einer hochaktiven Steuerschaltung. Bei den digitalen Schaltungen gibt es Leistungstreiber, bei denen üblicherweise 15 V bzw. 30 V mit zulässigen Strömen von 40 mA ... 400 mA (je nach Typ) geschaltet werden können. Bei relativ langsamen Schaltzeiten sollten besonders die Schaltverluste beachtet werden (vgl. Abschnitt 3.1.4).

*Anmerkung: Bei dieser Schaltungsart ist es wichtig, daß der Open-Kollektor-Transistor im Einschaltzustand entweder leitend ist, oder die Einschaltflanke von  $V_5$  sehr flach verläuft.*

## 5.6 Potentialfreies Ansteuern mit Optokoppler

In der Industrieelektronik werden zum Kopplern von Stromkreisen mit unterschiedlichen Potentialen häufig optoelektronische Bauelemente eingesetzt. Um Steuersignale auf optischem Wege weiterzugeben, bedient man sich der Optokoppler oder der Lichtleiterkabel.

Die Isolationsgleichspannungsfestigkeit von Optokopplern liegt im Bereich von 0,5 kV ... 5,2 kV. Bild 45 zeigt eine Schaltung, bei der sich mit Hilfe von Optokopplern SIPMOS-Transistoren potentialfrei ansteuern lassen. Wie die Oszillogramme zeigen, sind die Einschalt- und Abschaltvorgänge relativ langsam. Das ist zulässig, da wegen des anzusteuern Schützes eine schnelle Schaltfolge gar nicht möglich ist. Ein kurzzeitiges Durchschalten des Transistors beim Anlegen der Netzspannung ist ebenfalls nicht möglich, da das Schütz während dieser kurzen Dauer nicht anspricht. Auch treten während der Einschaltspitze keine großen Ströme auf, da das Schütz eine induktive Last darstellt.

Durch Zwischenschalten einer komplementären Gegentaktstufe (zwischen Optokoppler und SIPMOS-Transistor) lassen sich Ein- und Abschaltspitzenzeiten verringern, man erreicht Werte von 1,2 µs für die Einschaltzeit und 7 µs für die Abschaltzeit.

## 5.7 Ansteuern mit IC

SIPMOS-Transistoren lassen sich auch direkt von einem IC aus ansteuern. Das wird an zwei Beispielen gezeigt. In Bild 46 ist der Ausgang des Gleichstrom-Drehzahlreglers TCA 955 direkt mit dem Gate des Schalttransistors verbunden. Im TCA 955 befindet sich als Ausgangstreiber eine komplementäre Darlington-Schaltung, die durch ihre hohe Stromergiebigkeit ein schnelles Schalten des SIPMOS-Transistors gewährleistet. Als zulässiger Ausgangsstrom sind 200 mA angegeben. Die Abschaltzeit wird durch den vom Gate nach Masse geschalteten Widerstand bestimmt. Der Widerstandwert ist dabei mit 470 Ω ausreichend. Allerdings entsteht auch im eingeschalteten Zustand durch diesen Widerstand ein Leistungsverbrauch.

Bild 47 zeigt die Ausgangsschaltung des TDA 4601, die für Sperrschwingernetzteile bestimmt ist. Die Schaltungsteile für das Ansteuern und das Ausschalten sind an zwei getrennten Anschlüssen 7 und 8 herausgeführt. Beide Schaltungsteile gewährleisten die Möglichkeit eines sehr schnellen Ein- bzw. Abschaltens. Durch einen zusätzlichen Vorwiderstand  $R_3$  kann man die Einschaltflanke mehr oder weniger verlangsamen.

## 5.8 Potentialfreies Ansteuern mit Übertrager

Beim Ansteuern über Transformatoren unterscheidet man das direkte und das indirekte Ansteuern, bei dem der Trafo lediglich als Potentialtrennung dient.

Für relativ langsame Schaltvorgänge ist die Schaltung nach Bild 48 geeignet. Der SIPMOS-Transistor wird hier nicht direkt, sondern über den Übertrager angesteuert. Dadurch erhält man auch die Möglichkeit einer Source-Folger-Schaltung, d. h. die Last kann einseitig mit Masse verbunden sein. Der Übertrager besteht aus einem Ferritkern  $\varnothing$  12,5 mm, Werkstoff N30 und wird mit Hilfe von zwei Transistoren als Sperrschwinger betrieben. Die an der Sekundärseite des Sperrschwingers stehende Wechselspannung wird durch eine Diode 1N4148 gleichgerichtet und dem Gate des SIPMOS-Transistors zugeführt. Zur Entladung der Eingangskapazität des Transistors dient der Widerstand 4,7 k $\Omega$ . Mit der zweiten Sekundärwicklung kann ein weiterer SIPMOS-Transistor geschaltet werden. Diese Schaltung ist z. B. zum Ansteuern von Transistoren

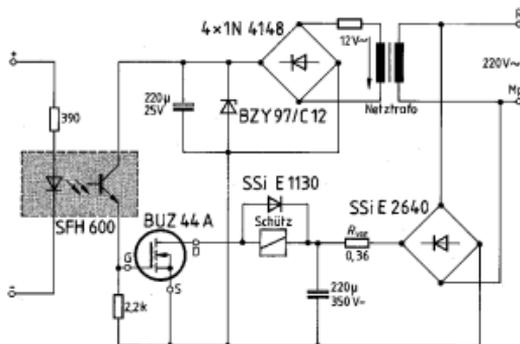
geeignet, wie sie in Vollbrückenschaltungen vorkommen. Die Ein- und Ausschaltvorgänge sind in Bild 49 und 50 dargestellt.

## 5.9 Potentialfreies Ansteuern mittels Impulsübertrager (vgl. Bild 51)

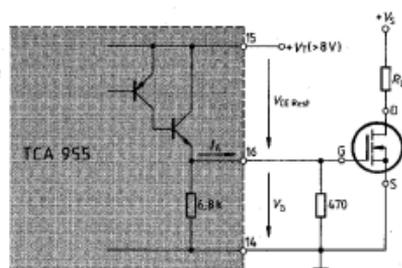
Dieses Ansteuer-Prinzip sieht zur Übertragung anstelle von Blocksignalen lediglich kurze Impulse vor, wobei Anfang und Ende der Einschaltperiode markiert sind. Dabei ergeben sich minimale Spannungszeitflächen, optimales Zeitverhalten und hohe Störsicherheit bei kleinsten Übertragerabmessungen. Mehrere Sekundärwicklungen erlauben ferner einfache Parallel-, Serien- und Gegentaktanordnungen.

Netzwerk 1 ordnet einem Blocksignal am Anfang einen positiven und am Ende einen negativen Nadelimpuls zu. Die Impulse werden mit einem Ringkernübertrager übertragen und der Widerstand  $R$  dämpft die Rückschwingun-

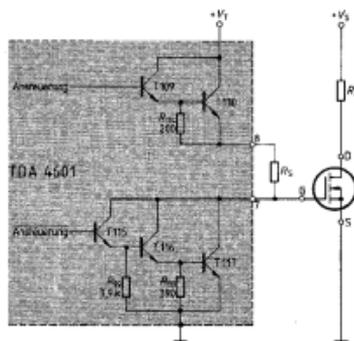
**Bild 45**  
Potentialfreies Ansteuern mit Optokoppler



**Bild 46**  
IC-Ansteuern mit TCA 955



**Bild 47**  
IC-Ansteuern mit TDA 4601





gen. Das über einer Zenerdiode angesteuerte Netzwerk 2 speichert den positiven Puls, regeneriert das Originalsignal und steuert den FET über Treiber 3 an. Über eine Diode wird mittels der positiven Pulse eine Kapazität geladen, die die sekundärseitige Stromversorgung darstellt.

Bild 52 zeigt die Versorgung einer Halbbrücke mit einem Primärtreiber. Ein sich überlappendes Schalten beider Stufen wird durch geringfügige Einschaltverzögerungen bewirkt, z.B. durch diodenüberbrückte Serienwiderstände vor den Treiberstufen.

Bild 53 zeigt eine einfache Ausführung des dargestellten Prinzips. Während der Anstiegszeit der Vorflanke wird der Transistor  $T_2$  über  $C_2$ , während der Abfallzeit der Rückflanke  $T_1$  über  $C_1$ , leitend gesteuert. Eine andere Realisierungsmöglichkeit dieser Funktionen bieten z.B. monostabile CMOS-Kippstufen, die durch die Blocksignalfanken getriggert werden. Das Einspeichern der Signale geschieht sekundärseitig durch  $C_2$ . Gegebenenfalls kann auch ein CMOS-Flipflop herangezogen werden. Die Schaltung hat wegen ihrer Leckströme eine untere Grenzfrequenz von 1 Hz. Die Frequenz reicht im allgemeinen aus. Sollen stationäre Einschaltzustände erzielt werden, sind die negativen Pulse zu unterdrücken.

## 5.10 Ansteuern bei masseseitiger Last oder bei geringer Ansteuerspannung

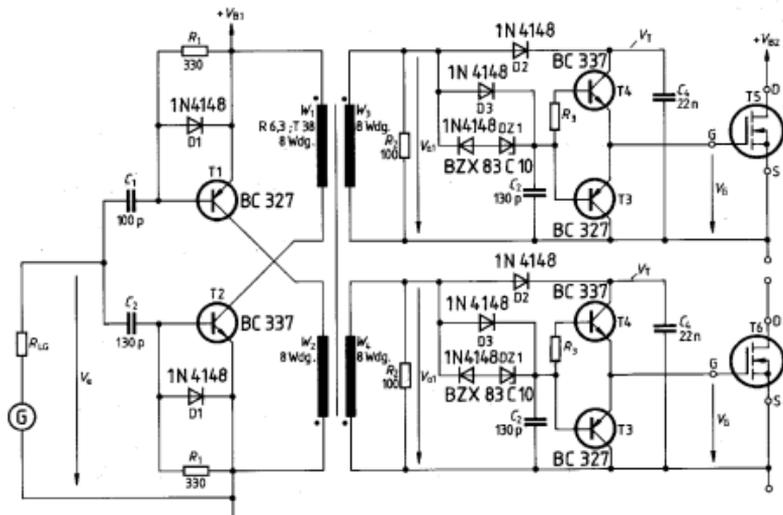
Elektrische Geräte und Bauteile, die entweder bauartbedingt oder aus anderen Gründen einseitig an Masse liegen, benötigen zur Stromversorgung im Prinzip nur eine einpolige Leitung, wenn die Rückleitung über das metallische Chassis oder andere Metallteile der betreffenden Konstruktion erfolgt.

Derartige Lasten kommen besonders häufig im Kfz- und Maschinenbau vor. Wenn man mit SiPMOS-Transistoren solche zwischen Source und Masse liegende Lasten schalten will, benötigt man zwischen Gate und Masse eine Spannung  $V_{GS}$ , die um mindestens 5 V (bei voller Ausnutzung der Schaltleistung  $\approx 7$  V) über der allgemeinen Betriebsspannung  $V_B$  liegen muß. Für den Fall, daß ein solcher Schalter nicht extrem schnell zu sein braucht, sondern eine Schaltzeit von 0,1 bis 1 ms haben darf – oder sogar haben soll – und die Betriebsspannung im Bereich von 5 bis 30 V liegt, läßt sich ein entsprechender Gate-Spannungsgenerator verhältnismäßig einfach aufbauen. Bei Schaltströmen von 1 A und darüber ist eine solche Anordnung in der Summe sicher kostengünstiger als der Einsatz eines teureren P-Kanal-Feldeffekttransistors.

In Bild 54 ist zu erkennen, welche Spannung am Gate angelegt werden muß, um einen SiPMOS-Transistor bei masseseitiger Last vollständig ein- bzw. auszuschalten. Zu beachten ist dabei, daß zwischen Gate und Source sowie zwischen Gate und Drain Kapazitäten liegen ( $C_{GS}$  und  $C_{GD}$ ), die beim Einschaltvorgang aufgeladen und beim Ausschaltvorgang wieder entladen werden müssen.

In Bild 55 ist die einfachste Ausführung eines Gate-Spannungsgenerators zu sehen. Ein CMOS-Schmitt-Trigger arbeitet infolge einer äußeren Beschaltung mit einem Widerstand ( $R_1$ ) und einem Kondensator ( $C_1$ ) als Rechteckimpulsgenerator, wobei der Spannungshub praktisch fast genauso groß ist wie  $V_B$ . Immer, wenn der Ausgang den Logikpegel L hat, wird der Kondensator  $C_2$  über die Diode  $D_1$  auf  $V_B - V_T$  ( $V_T$  ist die Diodendurchlaßspannung) aufgeladen. Während der darauffolgenden Halperiode (Logikpegel H) addiert sich nun diese am Kondensator  $C_2$  liegende Spannung zur Betriebsspannung, so daß nach der Diode  $D_2$  halberiodenweise eine Spannung von

**Bild 53**  
**Potentialfreies Impuls-Ansteuern einer Gegentaktstufe**



$V_B - V_F + V_B - V_F$ , d.h.  $2(V_B - V_F)$  vorhanden ist. Wenn man mit dieser Spitzenspannung die Eingangskapazität im SIPMOS-Transistor auflädt, erreicht man im Endeffekt eine Spannung von  $V_{GS} = 2(V_B - V_F) - V_B$ , d.h. etwa  $V_B - 2V$ , da  $V_F$  nicht größer als 1 V annehmen kann. Die Schaltung eignet sich demnach für Betriebsspannungen von 9 ... 15 V, wobei sich die obere Grenze durch die maximal zulässige Speisespannung für den CMOS-Baustein ergibt.

Wenn  $V_B$  z. B. nur 5 V beträgt, benötigt man statt der Spannungs-Verdoppler-Schaltung eine Spannungs-Verdreifacher-Schaltung. Eine mögliche Ausführung wird in Bild 56 gezeigt. Hier ist nach der ersten vollen Rechteckschwingungsperiode im Idealfall der Kondensator  $C_3$  auf  $2(V_B - V_F)$  aufgeladen, und bei der nächsten Halbperiode kommt zu dieser Spannung noch  $V_B$  dazu, so daß nach der Diode  $D_3$  halberperiodenweise eine Spannung von  $3(V_B - V_F)$  entsteht, d.h. für  $V_{GS}$  noch mit einer Spannung von  $\approx 2V_B - 3V$  zu rechnen ist (bei  $V_B = 5V$  somit  $V_{GS} \approx 7V$ ).

Falls die Betriebsspannung über 15 V liegt, muß der Rechteckimpulsgenerator anders ausgeführt werden. Eine Schaltung mit einem Operationsverstärker, die sich z. B.

für Betriebsspannungen bis zu 30 V eignet, ist in Bild 57 zu sehen. Eine solche Schaltung ist auch dann günstig, wenn ein besonders kleiner Generator-Innenwiderstand erforderlich ist, weil man schnell schalten oder mehrere Leistungsschalter mit nur einem Generator betreiben will.

Da die SIPMOS-Eingangskapazität die Größenordnung von 1 nF hat und die Ladung von einer Kapazität entnommen wird, die 10 nF beträgt, ergibt sich bei der Inbetriebnahme des Rechteckimpulsgenerators bereits nach der ersten Periode eine entsprechend hohe Spannung  $V_{GS}$ . Andererseits ist zu berücksichtigen, daß der 10 nF-Kondensator infolge des Innenwiderstandes vom Rechteckimpulsgenerator nicht beliebig schnell aufgeladen wird. Wenn z. B. ein Innenwiderstand von 1 k $\Omega$  vorliegt ( $R_i$  in Bild 57), gilt eine Zeitkonstante von 10  $\mu$ s, d.h. es bringt nicht viel, wenn man die Impulsfrequenz des Rechteckimpulsgenerators über  $1/2 \cdot 10 \mu$ s (= 50 kHz) legt. Andererseits schadet aber eine etwas höhere Frequenz nicht; sie kann also z. B. ohne weiteres bei etwa 100 kHz liegen.

Bislang wurde immer nur das Aufladen der Eingangskapazität betrachtet, also das Einschalten des Transistors.

**Bild 54**  
SIPMOS-Transistor als Schalter bei masseseitiger Last  $R_L$

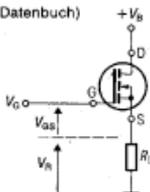
	$V_{in}^{(1)}$	$V_{GS}^{(2)}$	$V_{GS}^{(3)}$
„On“	$\approx V_B$	5 ... 7 V	$V_B + 5 \dots 7 V$
„Off“	$\emptyset$	< 2 V	< 2 V

$$V_G = V_B + V_{GS}$$

1) Schalterbedingung

2) Physikalisch bedingt (s. Datenbuch)

3) Forderung für  $V_G$



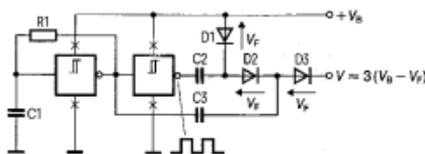
**Bild 56**  
Gatespannungsgenerator in Verdreifacher-Schaltung für Betriebsspannungen von 5 ... 10 V

Dimensionierungsbeispiel:

$$C_3 = 10 \text{ nF}$$

$$D_3: 1N4148$$

(sonst wie Bild 55)



**Bild 55**  
Gatespannungsgenerator (Spannungsverdoppler) mit CMOS-Schmitt-Trigger 4584 für Betriebsspannungen von 9 ... 15 V

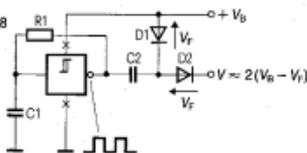
Dimensionierungsbeispiel:

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 100 \text{ pF}$$

$$C_2 = 10 \text{ nF}$$

$$D_1, D_2: 1N4148$$



— 16 4584

— x — Versorgungsleitungen

**Bild 57**  
Gatespannungsgenerator mit Operationsverstärker TAB 1453A für Betriebsspannungen von 10 ... 30 V (Spannungsverdoppler)

Dimensionierungsbeispiel:

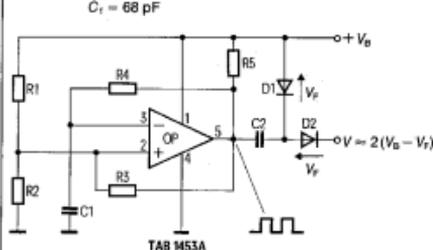
$$R_1, R_2, R_3, R_4 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 68 \text{ pF}$$

$$C_2 = 10 \text{ nF}$$

$$D_1, D_2: 1N4148$$



Zum Ausschalten gibt es im Prinzip zwei Möglichkeiten, nämlich die selbsttätige Entladung durch einen ständig zwischen Gate und Masse liegenden Widerstand  $R_p$  (Bild 58, Version I), oder ein niederohmiges Verbinden des Gates mit Masse durch einen Schalter, wobei aber dann ein Vorwiderstand  $R_s$  in die Leitung zwischen Gatespannungsgenerator und Gate einzufügen ist (Bild 58, Version II). Selbstverständlich können beide Schalterarten durch Kleinsignaltransistoren realisiert werden. Bei der Version I ergibt sich der Vorteil, daß kein Ruhestrom auftritt, weil der Gatespannungsgenerator vollständig von  $V_B$  getrennt ist, während die Version II den Vorteil bietet, auch mehrere Transistoren mit nur einem Gatespannungsgenerator versorgen zu können. Zu beachten ist, daß der Widerstand  $R_p$  bzw.  $R_s$  im allgemeinen sehr hochohmig sein muß im Verhältnis zum Innenwiderstand des Rechteckimpulsgenerators, damit keine wesentliche Herabsetzung der am Gate letztendlich anliegenden Spannung auftritt.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß ein Gatespannungsgenerator, wie er hier vorgestellt wurde, auch dann zweckmäßig sein kann, wenn die Last zwar nicht

einseitig an Masse liegt, die zur Ansteuerung verfügbare Spannung jedoch zu klein ist (z. B. 5-V-Steuerelektronik oder  $V_B$  überhaupt kleiner als 7 V). Ein solcher Fall ergibt sich z. B. in der Autoelektronik, wenn bei einem 12-V-Bordnetz während des Anlaßvorgangs die Spannung bis auf 5 V absinkt, dabei aber über SIPMOS-Transistoren gesteuerte Verbraucher zuverlässig arbeiten müssen (z. B. Einspritzventile).

## 6 Typische Anwendungsbeispiele

Aus einer Vielzahl von Schaltbeispielen mit SIPMOS-Transistoren wurden drei typische Anwendungen herausgegriffen, die nachstehend behandelt werden (siehe 1.3, Literaturliste).

### 6.1 Schaltnetzteile bis 250 W

Primär: 117/220 V~  
Sekundär: 5 V~/20 A

Schaltnetzteile der Leistungsklasse 50 ... 250 W und Ausgangsströme  $> 5$  A werden üblicherweise nach dem Eintauch-Durchflußwandler-Prinzip konzipiert. Diese Schaltungsart kommt mit geringem Bauelementeaufwand aus und zeigt problemloses Betriebsverhalten.

In diesem Schaltbeispiel wird ein 50-kHz-Schaltnetzteil nach dem Eintauchdurchflußwandler-Prinzip beschrieben. Die Schaltung arbeitet mit dem SNT-Steuer-IC TDA 4718, dem MOSFET BUZ 80 als Leistungsschalter und der Schottky-Doppeldiode BYS 28.

#### Leistungsteil Primärkreis

Nach dem Funkentstörfilter lädt die Eingangswechselspannung  $V_1 = 220$  V~ bzw. 117 V~, gleichgerichtet durch den Brückengleichrichter, die Siebelkos  $2 \times 1000 \mu\text{F}$ , deren Spannung vom BUZ 80 an die Primärwicklung  $n_2$  des Transformators gelegt wird. Bei 117 V-Betrieb wird dieses Potential durch Spannungsverdopplung erzeugt (Abb. 59).

Die Ladekondensatoren  $2 \times 1000 \mu\text{F}$  sind überdimensioniert, um Netzspannungsausfälle über 2...3 Halbperioden zu überbrücken. Wird nicht die volle Stromentnahme benötigt, kann der Elko entsprechend kleiner gewählt werden.

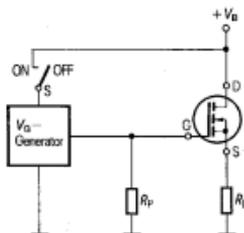
Das Ansteuertastverhältnis des BUZ 80 wird vom TDA 4718 eingestellt. Da zum Ansteuern des BUZ 80 nur ein Ausgang benützt wird, ist das Tastverhältnis auf  $> 50\%$  begrenzt. Damit ist sichergestellt, daß sich der Trafokern in der Impulspause über die Wicklung  $n_1$  und  $n_3$  völlig entmagnetisiert, wobei die magnetische Energie zur Verbesserung des Wirkungsgrads mit einer schnellen Schottklydiode auf die Siebelkos zurückgespeist wird. Die Wicklungen  $n_1$  und  $n_3$  haben zusammen die gleiche Windungszahl wie  $n_2$ . Zwischen Primär- und Sekundärseite des Transformators dämpft die Schirmwicklung  $n_4$  aus Cu-Folie das störende kapazitive Übersprechen auf die Sekundärseite.

#### Schaltverhalten

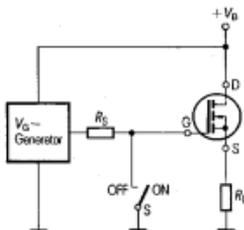
Der BUZ 80 wird mit 50 kHz getaktet. Seine Ansteuerung erfolgt mit dem CMOS-Treiberbaustein 4049, wie sie

**Bild 58**  
Prinzipmöglichkeiten für die Anordnung eines Kleinleistungsschalters S zum Ein- und Ausschalten des SIPMOS-Transistors bei masseseitiger Last  $R_L$

Version I  
 $R_p$  z. B. 100 k $\Omega$



Version II  
 $R_s$  z. B. 100 k $\Omega$





Durch diese Maßnahme (Vorsteuerung) wird das Ausgangsverhältnis in Gegenphase zum Eingangsspannungsbrumm gesteuert, wodurch dieser weitgehend kompensiert wird.

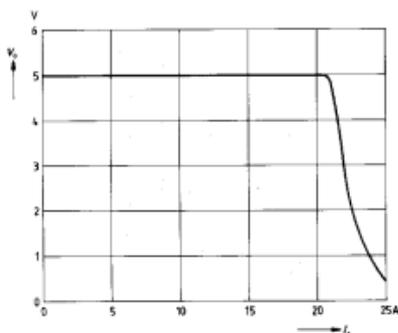
### Überwachung der Eingangsspannung

Mit der Über- bzw. Unterspannungsabschaltung (Eingänge 7 und 6) wird die Eingangsspannung  $V_i$  auf oberen und unteren Grenzwert überwacht. Die Schaltwellen werden mit dem 47 k $\Omega$ -Trimmer so eingestellt, daß im 220 V-Betrieb die Überspannungsabschaltung bei ca. 242 V und die Unterspannungsabschaltung bei 187 V einsetzt.

### Dynamische Strombegrenzung (Eingänge 8 und 9)

Der Sourcestrom des BUZ 80 wird durch Messung des Spannungsabfalls am Meßwiderstand  $R_1$  erfaßt. Die Einschaltswelle der dynamischen Strombegrenzung ist durch einen Trimmer einstellbar, um Streuungen der Referenzspannung  $V_{ref}$  und die Toleranz von  $R_1$  aufzufangen.

**Bild 60**  
Ausgangsspannung



Damit kann der Einsatzzpunkt der Strombegrenzung exakt auf z. B. 21 A eingestellt werden und weil SiPMOS-Transistoren nicht mit Speicherzeiten behaftet sind, arbeitet die dynamische Strombegrenzung nahezu verzögerungsfrei, d. h. der Sourcestrom wird exakt beim Überschreiten des eingestellten Grenzwertes abgeschaltet. Abb. 60 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung  $V_o$  bei Einsatz der Strombegrenzung. Der Stromgrenzwert ist dabei auf 21 A eingestellt; der Kurzschlußstrom beträgt ca. 25 A.

## 6.2 Schaltnetzteil für Halogenlampen (dimmbar)

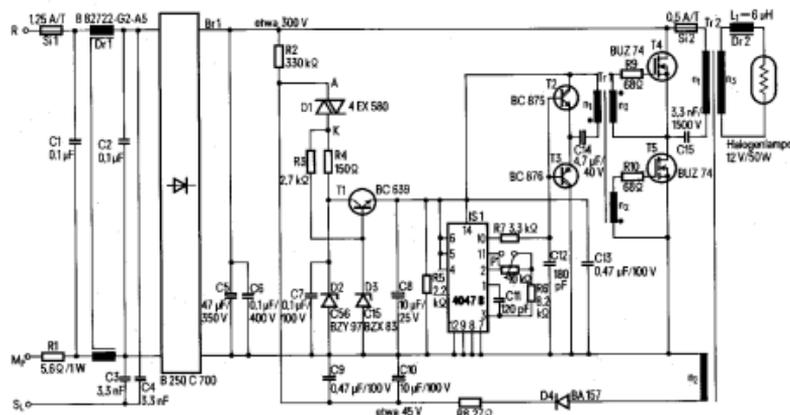
### Funktionsbeschreibung

Bild 61 zeigt das Schaltbild des Schaltnetzteils zum Dimmen einer 12 V/50-W-Halogenlampe. Es ist eine Halbbrückenschaltung mit eigenem Oszillator.

### Bereitstellen der Betriebsspannung für die Ansteuerung

Schaltet man das Gerät ein, so liegt die gleichgerichtete und geglättete Netzspannung (etwa 300 V) am Elko  $C_5$ . Der Elko  $C_{10}$  wird über den hochohmigen Widerstand  $R_2$  langsam aufgeladen. Erreicht die Spannung an diesem Elko die Zündspannung von etwa 24 V des Diac  $D_1$ , so zündet er und es fließt ein Strom über den Diac, über den Widerstand  $R_4$  und den Transistor  $T_1$  in den Elko  $C_6$  und lädt diesen auf. Mit einer Spannung von 8 bis 10 V am Elko  $C_6$  werden der Generator IS 1 und der mit den Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  als Halbbrückenschaltung ausgeführte Treiber in Betrieb gesetzt und die SiPMOS-Transistoren  $T_4$  und  $T_5$  angesteuert. Sobald die hochfrequente Wechselfrequenz an der Hilfswicklung  $n_2$  des Leistungstrafos Tr 2 24 V übersteigt, wird sie durch die Diode  $D_4$  gleichgerichtet und über den niederohmigen Widerstand  $R_8$  an den Elko  $C_{10}$  angeschlossen. Sie liegt je nach Einstellung der Lampenleistung bzw. der Helligkeit zwischen 18 V (bei  $f_{max} = 215$  kHz bzw.  $P_{Lmin} \approx 1,5$  W) und 45 V (bei  $f_{min} = 95$  kHz bzw.  $P_{Lmax} \approx 46$  W). Will man den Einstellbereich  $P_L = 100$  bis 3% einengen auf z. B. 100 bis 30%, so können durch Verringerung der Windungszahl  $n_2$  von Tr 2 die Spannung bei  $f_{min}$  (95 kHz) an  $C_{10}$  (< 45 V) z. B. auf 30 bis 35 V reduziert

**Bild 61**  
Schaltbild des Schaltnetzteils zum Dimmen von Niedervoltlampen



und dadurch die Verluste in  $R_1$ ,  $R_4$  und  $T_1$  gesenkt werden. Der Kaltwiderstand der Lampe ist mindestens 10mal niedriger als der Warmwiderstand (Lampe bei Nennleistung), und der Einschaltstrom der Lampe und die Drainströme von  $T_4$  und  $T_5$  sind in dem hier beschriebenen Schaltnetzteil etwa 3,5mal höher als im Nennbetrieb.

Daher kann auch die Spannung am Elko  $C_{10}$  beim Einschalten 3- bis 4mal höher als im Nennbetrieb sein. Um diese hohe Einschaltspannung an  $C_{10}$  zu begrenzen, wurde die Z-Diode  $D_2$  vorgesehen. Die Z-Diode begrenzt in Verbindung mit  $R_4$  und  $D_1$  diese Einschaltspannung auf maximal 85 V. Aus der Spannung an  $C_{10}$  (18 bis 45 V im Betrieb) wird über  $D_1$ ,  $R_4$  und  $T_1$  die niedrigere Speisepannung (etwa +14,5 V) für die Ansteuerschaltung entnommen und durch die Z-Diode  $D_3$  in Verbindung mit  $R_3$  und  $T_1$  stabilisiert. Zum Erhöhen des Haltestroms von  $D_1$  wurde der Widerstand  $R_5$  an die Speisepannung ( $V_{D1}$ ) angeschlossen, und somit ist sichergestellt, daß der Diac  $D_1$  sogar bei 18 V an  $C_{10}$  leitend bleibt und die Speisepannung bei allen Betriebszuständen aufrecht erhalten wird. Der Spannungsabfall an dem leitenden Diac (Haltestpannung  $V_{D1}$ ) beträgt 0,5 bis 1,5 V. Die Kondensatoren  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_9$  und  $C_{13}$  sind induktivitätsarme MKT-Kondensatoren, was bewirkt, daß die jeweiligen Spannungen, die an diese Kondensatoren angeschlossen sind, kaum höherfrequente Wechselspannungsanteile oder Spitzen aufweisen.

### Die Ansteuerschaltung

Der Baustein IS1 ist ein preisgünstiger Standard-CMOS-IC. Er enthält einen Multivibrator als Oszillator und ein nachgeschaltetes Flipflop. Die Oszillatorfrequenz entspricht der doppelten Schaltfrequenz und ist durch das externe RC-Glied ( $R_6$ ,  $P_1$  und  $C_1$ ) bestimmt. Die Ausgangssignale (Pin 10 und 11) weisen mit ausreichender Genauigkeit ein Tastverhältnis von 1:1 auf. Ein Abgleich ist nicht notwendig. Es wurde bei dem hier vorgestellten Schaltungskonzept nur ein Ausgang (Pin 10) benutzt. Die Treiberstufe besteht aus den zwei BC-Transistoren  $T_2$  und  $T_3$ , einem Elko  $C_{14}$  und einem Übertrager Tr1.

### Die Tastlücken

Das Ausgangssignal des Taktgebers IS1 (Pin 10) wird über einen Tiefpaß,  $R_7$  und  $C_{12}$  zum Eingang der komplementären Darlington-Treibertransistoren  $T_2$  und  $T_3$  angeschlossen. Die Rechteckspannung mit steilen Flanken des Taktgebers wird durch den Tiefpaß gerundet bzw. abgeflacht. Die Widerstände  $R_9$  und  $R_{10}$  in den Sekundärkreisen des Treibertransformators Tr1 und die Gate-Kapazitäten der jeweiligen SIPMOS-Transistoren bilden auch je einen weiteren Tiefpaß.

Außerdem verhindern  $R_9$  und  $R_{10}$  die mögliche Entstehung von Partialschwingungen und das Überspringen von Gatespannungen. Diese geschilderten Tiefpässe wurden so dimensioniert, daß die beiden SIPMOS-Transistoren mit gerade notwendigen Tastlücken, d.h. mit möglichst langer Einschaltdauer, ohne eventuelle Querströme schalten. Die hinreichend kleinen Tastlücken sind im Bild 62a ( $V_{D15}$ ) nicht erkennbar, weil die minimale Schaltfrequenz des Schaltnetzteils etwa 5 kHz höher als die Resonanzfrequenz des Schwingkreises gewählt ist. D.h., der Schwingkreis verhält sich bei dieser Frequenzeinstellung bereits geringfügig induktiv, und die kleinen Tastlücken eilen den Ein- und Ausschaltflanken der Drain-Source-Spannungen der Transistoren  $T_4$  und  $T_5$  vor. Diese Voreilung der Tastlücken ist z.B. aus dem kleinen Inversanteil des Drainstroms vom  $T_5$  (Bild 62a und 62c) ersichtlich. Wenn man  $f_{min} = f_{LC_{max}}$  wählen würde, könnte man (bei  $f_{min}$ -Einstellung) im Bild 62a beim Oszillogramm  $V_{D15}$  die exakt symmetrischen Tastlücken erkennen. Da bei diesem

dimmbaren SNT die Frequenz wegen der Helligkeitseinstellung individuell vom Gerätebenutzer immer wieder verändert wird, wurde auf eine exakte Übereinstimmung von  $f_{min}$  und  $f_{LC_{max}}$  verzichtet.

### Ansteuerung der SIPMOS-Transistoren

Die Gatekapazitäten von  $T_4$  und  $T_5$  werden direkt von den Sekundärwicklungen  $n_2$  und  $n_3$  des Treibertransformators Tr1 über die jeweilig vorgeschalteten Vorwiderstände  $R_9$  und  $R_{10}$  auf- bzw. entladen (Bild 62a).

### Leistungsrafo, Ausgangsdrossel und Schwingkreis

Der Transformator Tr2 ist ein Stromwandler und seine Streuinduktivität  $L_M$  liegt mit der auf die Primärseite transformierten Drosselinduktivität ( $L_{Dr2} = L_{Dr2} \cdot V^2$ ) in Reihe. Diese beiden Induktivitäten sind auf der Primärseite allein wirksam, wenn  $n_3$  von Tr2 mit einer Lampe abgeschlossen ist. Die auf die Primärseite wirksame Gesamtinduktivität ( $L_{ges} = L_M + L_{Dr2}$ ) bildet mit dem Kondensator  $C_{15}$  im Betrieb mit einer vorhandenen Lampe einen Schwingkreis und seine Resonanzfrequenz wird durch  $C_{15}$  und  $L_{ges}$  bestimmt. Bei  $f_{min} \approx 95$  kHz ( $\Delta$  100%-Last) wurde eine Schwingkreisgüte von etwa 2 erzielt. Um die sonst verhältnismäßig große Induktivität der Primärwicklung  $n_1$  zu verringern, und dadurch eine Erhöhung des Magnetisierungsstromes zu ermöglichen, wurde ein Trafokern mit 0,16 mm Luftspalt gewählt, wodurch die Magnetisierungs- und Entmagnetisierungsvorgänge auch bei bewußt reduzierter Last oder sogar im völligen Leerlauf (mit defekter Lampe) definiert ablaufen und die Flankensteilheit der Drain-Source-Spannung der SIPMOS-Transistoren nahezu lastunabhängig bleibt (siehe  $V_{D1}$  im Bild 62a und 63a). Diese und im Abschnitt über die Tastlücken geschilderten Maßnahmen schließen in allen möglichen Betriebszuständen (Vollast, Teillast, Leerlauf, Einschalten sowie Kurzschluß in der Lampenfassung) einen Querstrom über die beiden SIPMOS-Transistoren  $T_4$  und  $T_5$  völlig aus.

Bei der Primärwicklung  $n_1$  wurde die zur Verfügung stehende Fensterbreite des Wickelkörpers voll ausgenutzt, während bei  $n_2$  und  $n_3$  zur Erhöhung der Isolationsspannung nicht die gesamte Fensterbreite bewickelt wurde (siehe Wickelschema Bild 64).

Die Spannung an der Wicklung  $n_3$  von Tr2 wäre ohne die Drossel Dr2 annähernd rechteckförmig (nicht abgebildet). Um diese Spannung abzufachen (wegen Störstrahlung durch die Zuleitungen zur Lampe oder durch die Lampe selbst) und den Lampenstrom und die Drainströme von  $T_4$  und  $T_5$  sinusförmig zu gestalten (Bild 62a und b), wurde die Drossel mit  $L_{Dr2} \approx 6$   $\mu$ H in der Lampenleitung vorgesehen. Bild 62b zeigt die Spannung an  $n_3$  mit Dr2, die sinusförmige Lampenspannung und den ebenso verlaufenden Lampenstrom. Die Drosselinduktivität wirkt außerdem beim Einschalten mit kalter Lampe und in einem eventuellen Kurzschlußfall in der Lampenfassung strombegrenzend. Wegen hoher Betriebsfrequenz und des hohen  $I_L$  wurde  $L_{Dr2}$  zu nur 6  $\mu$ H gewählt (kleine Abmessungen und niedrigere Verluste).

### Betriebsverhalten

#### Schalten der SIPMOS-Transistoren

Wegen des günstigen Verlaufs der Drain-Source-Spannung und des sinusförmigen Drainstromes (bei  $P_{1max}$  und in ihrer Nähe) ist das Schaltverhalten der Transistoren  $T_4$  und  $T_5$  sehr gut (Bild 62a). D.h. die Transistoren schalten mit sehr geringen Flankenverlusten (Bild 62c).

**Bild 62**

Oszillogramme zum Betrieb des Schaltnetzteils bei maximaler Helligkeitseinstellung

a oben: Gatespannung von  $T_5$  (10 V/Skt)

Mitte: Drainstrom von  $T_5$  (0,5 A/Skt)

unten: Drainspannung von  $T_5$  (100 V/Skt)

b oben: Spannung an der Wicklung  $n_3$  von Transformator Tr2 (20 V/Skt)

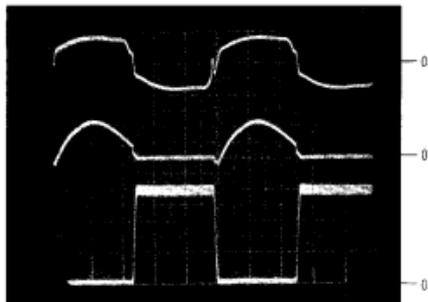
Mitte: Lampenspannung (10 V/Skt)

unten: Lampenstrom (5 A/Skt)

c Arbeitskennlinie des Transistors  $T_5$

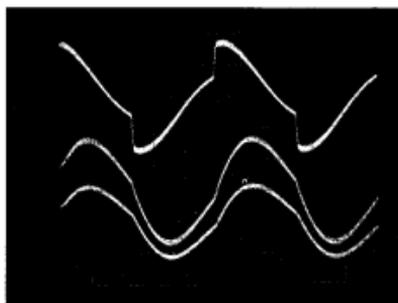
vertikal: Drainstrom (0,2 A/Skt)

horizontal: Drainspannung (50 V/Skt)



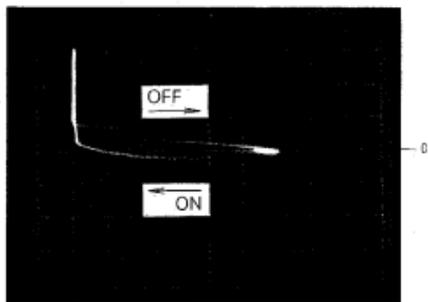
a

2 µs



b

2 µs



c

**Bild 63**

Oszillogramme zum Betrieb des Schaltnetzteils bei minimaler Helligkeitseinstellung

a oben: Gatespannung von  $T_5$  (10 V/Skt)

Mitte: Drainstrom von  $T_5$  (0,2 A/Skt)

unten: Drainspannung von  $T_5$  (100 V/Skt)

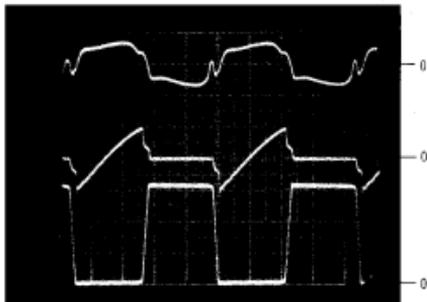
b oben: Spannung an der Wicklung  $n_3$  von Transformator Tr2 (20 V/Skt)

Mitte: Lampenspannung (2 V/Skt)

unten: Lampenstrom beim Einschalten und im Nennbetrieb (10 A/Skt)

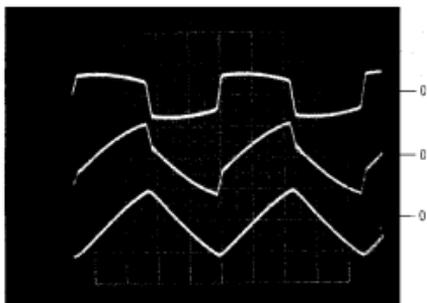
c

Lampenstrom beim Einschalten und im Nennbetrieb (10 A/Skt)



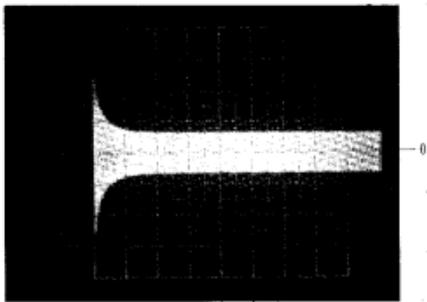
a

1 µs



b

1 µs



c

0,1 s

## Leerlauf

Mit einer defekten (z. B. durchgebrannten) Lampe ist die Lastwicklung  $n_3$  von Tr2 nicht belastet, also im totalen Leerlauf. Nun ist im Vergleich zum Lastbetrieb, trotz eines Luftspalts beim Trafokern, eine große Primärinduktivität vorhanden. Diese Induktivität ( $L \geq 5$  mH) und der Kondensator  $C_{15}$  (3,3 nF) können keinen hochfrequenten Resonanzkreis bilden, während die durch das Potentiometer  $P_1$  eingestellte Betriebsfrequenz (zwischen 95 und 215 kHz) unverändert bleibt. Jetzt ist die Wechselspannung an der unbelasteten Wicklung  $n_3$  rechteckförmig (siehe Bild 63b), und sie beträgt je nach der Frequenzeinstellung 11 bis 15 V an der Lampenfassung.

## Kurzschluß

Da sich an den Lampenzuleitungen oder an der Lampenfassung ein unbeabsichtigter Kurzschluß nie ganz ausschließen läßt, wurde, um die SiPMOS-Transistoren  $T_4$  und  $T_5$  (ohne Kühlkörper) gegen Zerstörung zu schützen, auf der Primärseite des Leistungstrafos Tr2 eine träge Schmelzsicherung Si2 vorgesehen (Bild 61). Diese Sicherung wurde so gewählt, daß sie beim Einschalten und im

Dauerbetrieb den Primärstrom aushält und nur in einem völligen Kurzschluß am Ausgang nach etwa 0,8 s schmilzt. In solch einem Kurzschlußfall betragen die Drainströme von  $T_4$  und  $T_5$  etwa 2,5 A, wenn die Frequenzeinstellung auf  $f_{\min}$  ( $\hat{=} P_{\max}$ ) steht. Sie sind also 4mal höher als im Nennbetrieb (Bild 62a) und damit noch zulässig. Bei  $f \geq 130$  kHz ist ein Kurzschluß weit harmloser.

## Das Dimmen

Wie bereits erwähnt, wird die Oszillator- bzw. Schaltfrequenz des SNT durch ein externes RC-Glied bestimmt. Der zeitbestimmende Widerstand wurde beim hier vorgestellten Schaltungskonzept teilweise veränderbar gewählt. Der 8,2-k $\Omega$ -Festwiderstand  $R_9$  ist mit  $P_1$  in Reihe geschaltet. Der veränderbare Widerstand, hier das Potentiometer  $P_2$  kann zwischen 0 und 10 k $\Omega$  eingestellt werden. D. h.,  $R_{\text{ges}} = 8,2$  bis 18,2 k $\Omega$  und  $C_{11} = 120$  pF bestimmen die Oszillator- und somit die Betriebsfrequenz des SNT. Durch Verstellung des Potentiometers  $P_1$  kann man bei der vorgestellten Schaltung die Frequenz des Gerätes zwischen 95 und 215 kHz beliebig und stetig einstellen. Die Induktivität der Drossel Dr2 wurde zu 6  $\mu$ H gewählt. Ihre Impedanz ändert

**Tabelle 1**  
**Bauvorschriften zum 100-kHz-SNT**

Trafo 1		Bestellbezeichnung
Kern	ein Satz EF 12,6 (N30; o. L.)	B66305-G0000-X130
Wickelkörper		B66202-A001-M001
Bügel		B66202-A2001-X000
Isolationsmaterial	0,06 mm Makrofol	
Wicklungen	$n_1 = 37$ Wdg/0,15 mm CuLL $n_2 = n_3 = 48$ Wdg/0,12 mm CuLL	
Bewicklung	1. $n_1$ wickeln 2. einmal Isolation 3. $n_2$ wickeln 4. einmal Isolation 5. $n_3$ wickeln 6. zweimal Isolation	
Trafo 2		Bestellbezeichnung
Kern	EF 25 (N27) 1 Kern (o. L.) 1 Kern (mit 0,16 $\pm$ 0,02 mm Luftspalt $\Delta A_L = 400$ nH)	B66317-G0000-X127
Wickelkörper		B66317-G0160-X127
Bügel		B66208-A1003-R001
Wicklungen	$n_1 = 120$ Wdg/10 $\times$ 0,10 mm CuLS; HF-Litze $n_2 = 15$ Wdg/0,20 mm CuLL; Voll-Draht $n_3 = 10$ Wdg/60 $\times$ 0,10 mm CuLL; HF-Litze	B66208-A2001-X000
Bewicklung und Wicklungsanordnung:	Siehe Wickel- und Anordnungs-Schema!	
Drossel 2		Bestellbezeichnung
Kern	Ein Satz EF 16 (N27; je mit einem 0,50 $\pm$ 0,05 mm Luftspalt $\Delta A_{\text{ges}} \approx 41$ nH)	B66307-G0500-X127
Spulenkörper		B66308-A1001-T001
Wicklung	$n = 12$ Wdg/60 $\times$ 0,10 mm CuLS; HF-Litze	
$L = 6$ $\mu$ H (= 6,3 $\mu$ H)		
Die Kernhälften werden geklebt.		

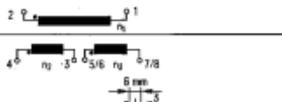
**Tabelle 2**  
**Technische Daten des 100-kHz-SNT zum Dimmen einer 12-V-/50-W-Halogenlampe**

Eingangswechselspannung	$V_L = 220$ V
Lampenspannung	$V_L = 12$ bis 1,3 V, einstellbar
Lampenleistung	$P_L = 50$ bis 1,5 W $\Delta$ 100 bis 3%, einstellbar
Frequenz	$f = 95$ bis 215 kHz, einstellbar
Wirkungsgrad	$\eta = 88$ %
Gewicht	146 g
Umgebungstemperatur	$T_A \leq 60$ °C

sich mit der Betriebsfrequenz linear und in Verbindung mit der Frequenzänderung von 120 kHz und der Schwingkreisgüte von 2 wird eine Lampenleistungseinstellung von 50 bis 1,5 W  $\Delta$  100 bis 3 % ermöglicht.

Diesen Einstellhub kann man bei gleichbleibenden  $L_{Dr2}$  und  $Q$  durch ein Umdimensionieren des  $RC$ -Gliedes einengen oder erweitern. Die Halogenlampe ist eine ohmsche Last, aber der Lampeninnenwiderstand  $R_l$  ist sehr temperaturabhängig. Reduziert man die Lampenleistung durch Erhöhen der Betriebsfrequenz mit  $P_1$ , so wird die Lampe kühler und ihr  $R_l$  kleiner. Dieser Effekt ist positiv und macht die Helligkeitsregelung (von Hand) effektvoller und leichter, wodurch man bei einer Leistungsverstellung von  $P_L = 50$  bis 1,5 W ( $\Delta$  100 bis 3 %) mit einer 120-kHz-Frequenzänderung und einer Schwingkreisgüte von etwa 2 völlig auskommt. Je höher die Betriebsfrequenz beim Dimmen durch  $P_1$  eingestellt wird, desto stärker induktiv wirkt der Schwingkreis (Bild 63a und b). Die Betriebsfrequenz ( $f_{min} = 95$  kHz bei  $P_{Lmax}$ ) ist nur etwa 5 kHz höher als die Resonanzfrequenz des Schwingkreises gewählt. Dieser 5-kHz-Abstand zwischen beiden Frequenzen wird natürlich um so größer je höher man die Betriebsfrequenz einstellt.

**Bild 64**  
Wickel- und Wicklungsanordnungsschema für den Transformator Tr 2



Lage/Wickl.	Anschluß	Wicklungen/Draht	Anschluß	Isolation
				2 x
8	$n_8$	5 Wdg/50 x 0,10 CuL	7/8 (Z)	
7		5 Wdg/90 x 0,10 CuL	5/6 (A)	2 x
6			3 (S)	1 x
5	$n_5$	15 Wdg/0,20 CuL	4 (A)	
				1 x
4		30 Wdg/10 x 0,10 CuL,S	6 (Z)	
3		30 Wdg/		
2	$n_2$	30 Wdg/		
1		30 Wdg/0,10 CuL,S	1 (A)	
Bemerkung	Kern: EF 25 Kernmaterial: N 27		Isolationsmaterial 0,05 mm Makrolon Spulenkörper legiert	

### 6.3 SIPMOS-Halbbrücke für Frequenz-Umrichter

Obwohl sich fast alle Hersteller von Asynchronmotorantrieben im Leistungsbereich 100 W bis 1 kW eine Möglichkeit zum Verstellen der Drehzahl wünschen, scheitert der breite Einsatz von Wechselrichtern immer noch an den verhältnismäßig hohen Kosten. Es ist ein Aufwand zumindest ein Netzgleichrichter mit Sieb-Elko, eine Dreifach-Gegentaktschaltstufe und ein Steuerblock erforderlich,

der ein nach der Unterschwingungsmethode pulsbreitenmoduliertes Signal für alle drei Phasen, jeweils um 120° versetzt, erzeugen kann.

SIPMOS-Transistoren im Leistungsteil sind wegen ihres guten Schaltverhaltens und der integrierten Diode für den Einsatz in Umrichtern grundsätzlich geeignet, doch müssen die Ansteuersignale beider Transistoren einer Halbbrücke zeitlich sehr genau aufeinander abgestimmt sein. (Die Gate-Schwellenspannung beider Transistoren sollte zum selben Zeitpunkt erreicht werden.) Da außerdem auf der Ansteuerseite beider Transistoren ein Potentialunterschied von 310 V herrscht, wurden in den bisher vorgestellten Umrichterschaltungen Maßnahmen zur Potentialtrennung vorgesehen.

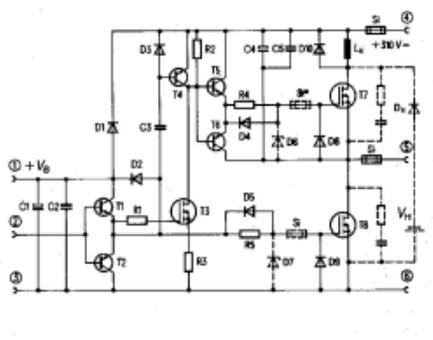
Im Gegensatz zu diesen technisch guten, aber relativ aufwendigen Lösungen wurde bei der hier vorgeschlagenen Schaltung größter Wert auf niedrige Kosten und geringen Bauteileaufwand gelegt. Es gibt daher weder Potentialtrennung und Überspannungsschutz noch Stromüberwachung und Kurzschlußschutz. Trotz dieser Einschränkungen wurde mit der direkt betriebenen Gegentaktschaltstufe eine Lösung gefunden, die vor allem für kostenkritische Anwendungen von Interesse sein dürfte.

#### Eigenschaften der Halbbrücke

Die Halbbrücke (Bild 65) wurde für einen Umrichter (Bild 66) konzipiert, der mit 15 kHz Schaltfrequenz arbeitet und an einer Zwischenkreisleistung von +310 V liegt. 15 kHz Schaltfrequenz wurden deswegen gewählt, weil sich gezeigt hat, daß z. B. bei 2 kHz Schaltfrequenz der Stromrippel bei Motoren mit niedriger Induktivität so groß wird, daß erhebliche Einbußen an Drehmoment und Wirkungsgrad hingenommen werden müssen. Der Stromrippel wirkt nämlich wie ein Blindstrom, der die Ständerwicklung erwärmt und keinen Beitrag zum Drehmoment leistet. Außerdem wird das Statorblechpaket zu mechanischen Schwingungen angeregt, die als störendes Pfeifen in Erscheinung treten.

Wegen der Hilfsspannungserzeugung für den hochliegenden SIPMOS-Transistor aus der Niederspannungsvorsorgung ist für die Zwischenkreisleistung jeder Wert zwischen 0 und +310 V zulässig. Die Schaltzeiten der Anordnung sind aus den Oszillogrammen zu ersehen.

**Bild 65**  
Aufwandarme SIPMOS-Gegentaktschaltstufe (Halbbrücke) ohne Potentialtrennung



## Funktionsweise und Schaltungsbeschreibung der Endstufe

Die Schaltungsanordnung (Bild 65) ist nach dem Anlegen einer Niederspannungsversorgung an die Klemmen 1 und 3, einer Rechtecksignalquelle mit steilen Flanken an 2 und 3 sowie der Hochspannungsversorgung an 4 und 6 betriebsbereit. Die Hilfsspannung, die zum Ansteuern des hochliegenden Transistors  $T_7$  notwendig ist, wird in der Leitend-Phase von  $T_8$  gewonnen. In dieser Phase sind die Kondensatoren  $C_4$ ,  $C_5$  über  $T_8$  mit Klemme 6 verbunden und können über die Diode  $D_1$  aus der Niederspannungsversorgung  $V_B$  geladen werden. Die Größe von  $C_4$  richtet sich nach der Zeit, die von einem Aufladezyklus bis zum nächsten überbrückt werden muß und nach der Höhe der Stromspitze, die beim Einschalten von  $T_7$  dessen Eingangskapazität auflädt.

$C_4$ ,  $C_5$  sollten in unmittelbarer Nähe der Treiberstufe  $T_8$ ,  $T_6$  angeordnet werden, um Spannungseinbrüche infolge der Leitungsinduktivität zu vermeiden, die das Schaltverhalten negativ beeinflussen (starke hochfrequente Überschwinger auf dem Gatesignal).

Die Kondensatoren  $C_1$ ,  $C_2$  dienen demselben Zweck. Zum Verständnis der Funktionsweise wird als Ausgangszustand angenommen, daß  $T_8$  sowie  $T_3$  leitend waren und  $C_4$  geladen ist. Mit der negativen schnellen Flanke des Ansteuersignals (etwa 50 ns) werden nun die Eingangskapazitäten von  $T_3$  und  $T_8$  über den Treibertransistor  $T_8$  entladen.

$T_8$  hat bei  $V_{DS} = 0$  eine etwa doppelt so große Eingangskapazität ( $C_{iss} = 7000$  pF) wie bei  $V_{DS} = 310$  V (3500 pF). Zum schnellen Entladen wird daher der Widerstand  $R_5$  von der Diode  $D_5$  überbrückt.

Die Entladestromspitze beträgt hier etwa 1 A. Infolge der wesentlich niedrigeren Eingangskapazität von  $T_3$  ( $C_{iss} = 700$  pF bei  $V_{DS} = 0$ ) ist bei  $R_1$  keine Diode erforderlich.

Die Ausgangskapazität von  $T_3$  würde nun ohne  $T_8$  über  $R_2$  relativ langsam geladen und die Anstiegszeit der Drain-Source-Spannung wäre entsprechend schlecht. Der Kondensator  $C_3$ , die Diode  $D_1$  und der Transistor  $T_4$  beschleunigen diesen Vorgang. Bei negativer Flanke an  $T_1$ ,  $T_2$  liefert  $C_3$  den Basisstrom zur kurzen Ansteuerung von  $T_4$ . Dieser schließt den Widerstand  $R_3$  kurz und ermöglicht somit einen sehr schnellen Spannungsanstieg der DS-Spannung von  $T_3$ ,  $T_6$ ,  $T_8$  verstärken diesen Spannungsanstieg, so daß über den Widerstand  $R_4$  die Eingangskapazität von  $T_7$

schnell aufgeladen werden kann. Nach dem Erreichen der Gate-Schwellenspannung schaltet dann  $T_7$  ein und zieht seinen Ansteuertell gleichermaßen mit hoch.

Da  $D_1$  jetzt in Sperrrichtung liegt, wird die Stromspitze zum Aufladen der Eingangskapazität von  $T_7$  aus den Kondensatoren  $C_4$ ,  $C_5$  entnommen.  $T_8$  ist nur während des Schaltvorgangs leitend, bis der Kondensator  $C_3$  auf 317 V aufgeladen ist. Anschließend übernehmen  $R_2$  und die Treiber  $T_8$ ,  $T_6$  das Aufrechterhalten des Ansteuersignals.

Die zeitliche Verzögerung zwischen negativer Flanke an  $T_1$ ,  $T_2$  und positiver Flanke an  $T_8$ ,  $T_6$  beträgt etwa 100 ns (Bild 67). Diode  $D_2$  klemmt den Emitter von  $T_7$  beim Ladevorgang von  $C_3$  auf  $V_B + 0,7$  V. Im umgekehrten Fall geschieht folgendes:

Bei der positiven Flanke an  $T_1$ ,  $T_2$  wird  $T_3$  wegen der weit geringeren Eingangskapazität von  $T_3$  gegenüber  $T_8$  zuerst eingeschaltet und zieht den Widerstand  $R_2$  nach unten. Die Eingangskapazität von  $T_7$  wird über  $D_4$ ,  $T_6$  und  $T_3$  entladen.  $R_3$  stellt sicher, daß der Entladestrom in  $T_3$  (Schaltverluste) nicht zu groß wird. Wenn die Spannung an der Drain von  $T_3$  um 2 V negativer ist als an Klemme 5, wird  $D_3$  leitend und verhindert so ein Überschreiten der zulässigen negativen Gate-Source-Spannung.

Etwa 100 ns später ist auch die Gate-Schwellenspannung von  $T_7$  erreicht und die Spannung an Klemme 5 beginnt zu fallen. Während dieses Vorgangs wird die Gate-Source-Spannung des Transistors  $T_7$  von  $T_3$  auf 0 bis  $-2,1$  V gehalten. Die Ladung des Kondensators  $C_3$  fließt über die Diode  $D_3$  in den Kondensator  $C_4$ , der nach Beendigung des Schaltvorgangs (die Drain-Source-Spannung von  $T_8$  ist dann = 0) über  $D_1$  aus der Niederspannungsquelle nachgeladen wird.

Die Kombination von  $D_3$  oder  $D_7$  mit einer flinken Sicherung soll die Treiberschaltung bei einem Drain-Gate-Kurzschluß von  $T_7$  oder  $T_8$  schützen. Die Entlastungsdrossel  $L_H$  mit Entmagnetisierungsdiode  $D_{10}$  ist notwendig, um den Querstrom beim Schalten von z. B.  $T_3$  zu begrenzen, wenn durch die Inversdiode von  $T_7$  noch Strom fließt (Zwangs-kommutierung).

Bei der Übernahme des Stroms durch  $T_8$  muß in diesem kritischen Betriebsfall nämlich die Sperrverzögerungsladung der Inversdiode von  $T_7$  zusätzlich abgebaut werden.

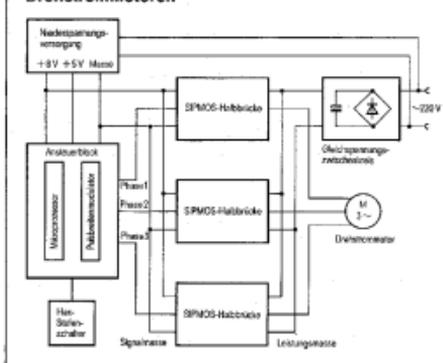
Zur Entlastung wird für den Transistortyp BUZ 45 eine schnell einschaltende Hilfsdiode  $D_{11}$  empfohlen, die den Abbau der Sperrverzögerungsladung und kürzerer Sperrverzögerungszeit braucht diese Hilfsbeschaltung nicht. Er wird deshalb für den Einsatz in Umrichtern empfohlen.

### Schaltverhalten der Treiberstufen $T_1$ , $T_2$ bzw. $T_6$ , $T_8$

Nach dem Aufbau der SiPMOS-Gegentaktschaltstufe sollte vor dem Zuschalten der 31-V-Gleichspannung auf jeden Fall eine Kontrolle der Treiberstufen erfolgen, wenn man nicht riskieren will, daß die Leistungs-SiPMOS-Transistoren durch fehlerhafte Ansteuerung zerstört werden.

Aus den Bildern 67 und 68 ist zu sehen, wie die Signale an den Treiberausgängen  $T_1$ ,  $T_2$  bzw.  $T_6$ ,  $T_8$  ohne bzw. mit angeschlossenen SiPMOS-Transistoren aussehen sollten. Es ist hier deutlich zu erkennen, wie die Eingangskapazität die Schaltflanken verlangsamt. Der Knick in der fallenden Flanke des Gate-Signals von  $T_7$  kommt vom Strombegrenzungswiderstand  $R_3$  in der Sourceleitung von  $T_3$ . Läßt man ihn weg, so verschwindet der Knick, aber dafür nehmen die Schaltverluste in  $T_3$  so stark zu, daß unbedingt ein Kühlblech erforderlich wird. Außerdem besteht die Gefahr, daß

**Bild 66**  
Blockschaltbild eines Frequenzumrichters für Drehstrommotoren



**Bild 67**

Schaltverhalten der Treiberstufen  $T_1$ ,  $T_2$  bzw.  $T_5$ ,  $T_6$  ohne angeschlossene SIPMOS-Transistoren. Ausgangssignale an  $T_1$ ,  $T_2$  jeweils unten, an  $T_5$ ,  $T_6$  oben (5 V/Skt), Zeitmaßstab 100 ns/Skt

- a positive Flanke an  $T_1$ ,  $T_2$   
b negative Flanke an  $T_1$ ,  $T_2$



a



b

der Laststrom über  $D_6$ ,  $D_4$ ,  $T_6$  und  $T_5$  fließt und den Ansteuerkreis zerstört.

#### Schaltverhalten der unbelasteten Endstufe

Bild 69 läßt erkennen, wie das Einschalten von  $T_6$  im Detail abläuft.

$T_5$  wird bereits während des Spannungsanstiegs am Gate von  $T_6$  leitend (Source-Spannung  $T_5$  an  $R_3$  in Bild 69c) und zieht demzufolge die Gatespannung von  $T_7$  auf  $-0,7$  V, ehe die Schwellenspannung von  $T_6$  erreicht ist. Der Spannungseinbruch an  $L_H$  (Bild 69a), der gleichzeitig die Schaltflanke der DS-Spannung an  $T_6$  beeinflusst, ist ein Indikator für die Höhe und Dauer von Querströmen, die während der Umschaltphase auftreten.

Mit Hilfe der Formel  $V_L = L \frac{di}{dt}$  läßt sich damit bei bekannter

Induktivität ( $L_H = 3 \mu\text{H}$ ) ein  $\frac{di}{dt}$  von 5,6 A/200 ns ermitteln.

Im Belastungsfall kann der Spannungseinbruch an der Drossel wesentlich größer sein, wenn der Strom aus der Inversdiode von  $T_7$  in den Transistor  $T_6$  übergehen soll.

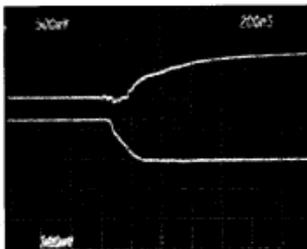
Die Inversdiode wird bei gleichzeitig eingeschaltetem Transistor leitend, wenn der Spannungsabfall am  $R_{DS(on)}$  des Transistors 0,7 V übersteigt. (Beim BUZ 45 ist dazu ein Inversstrom von 1,66 A ausreichend).

Der Buckel im Gatesignal von  $T_6$  (Bild 69b) wird vom Kondensator  $C_3$  verursacht, der seinen Ladestrom beim Einschalten von  $T_7$  aus der Treiberschaltung  $T_1$ ,  $T_2$  holt.

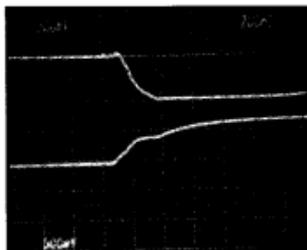
**Bild 68**

Schaltverhalten der Treiberstufen  $T_1$ ,  $T_2$  bzw.  $T_5$ ,  $T_6$  mit angeschlossenen SIPMOS-Transistoren. Gate-Signale an  $T_7$  jeweils oben, an  $T_6$  unten (5 V/Skt), Zeitmaßstab 200 ns/Skt

- a positive Flanke an  $T_7$   
b negative Flanke an  $T_7$



a



b

#### Schaltverhalten der belasteten Endstufe

Zum Test der Endstufe im Belastungsfall wurde nach Bild 66 eine Umrichteranordnung aufgebaut, deren Ansteuerblock mit einer Schaltfrequenz von 15 kHz arbeitet und für jede Phase ein nach dem Unterschwingungsverfahren pulsbreitenmoduliertes Ansteuersignal liefert.

Bild 70a zeigt den Stromverlauf in zwei Zuleitungen eines angeschlossenen Motors für eine vorgegebene Frequenz von 16,6 Hz.

Wegen der sich laufend ändernden Pulsbreite der Signale sind die Schaltflanken der Bilder 70b und c mehrfach gezeichnet. Es ist jedoch zu erkennen, daß die negative Flanke der Drain-Source-Spannung von  $T_6$  durch den Einbruch an der Entlastungsdrossel stromabhängig beeinflusst wird. An der positiven Flanke ist ebenfalls eine stromabhängige Anstiegszeit festzustellen, die sich im Bereich 100 bis 200 ns bewegt.

#### Erfahrungen mit SIPMOS-Umrichtern

Trotz der erzielbaren schnellen Schaltzeiten und der daraus resultierenden geringen Schaltverlustleistung werden SIPMOS-Transistoren in schnellen Umrichtern nur dann erfolgreich eingesetzt, wenn die nachfolgend beschriebenen kritischen Betriebszustände gelöst werden können.

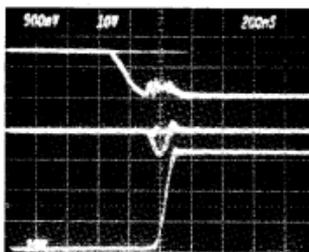
**Bild 69**Schaltverhalten der unbelasteten Gegentakt-  
schaltstufe

Zeitmaßstab 200 ns/Skt

- a Einschalten  $T_6$ , Ausschalten  $T_7$   
oben: Gatesignal  $T_6$  (5 V/Skt)  
Mitte: Spannungseinbruch an LH (100 V/Skt)  
unten: D-S-Spannung  $T_6$  (100 V/Skt)
- b Ausschalten  $T_6$ , Einschalten  $T_7$   
oben: Gatesignal  $T_6$  (5 V/Skt)  
Mitte: Spannungseinbruch an LH (100 V/Skt)  
unten: D-S-Spannung  $T_6$  (100 V/Skt)
- c Einschalten  $T_6$ , Ausschalten  $T_7$   
oben: Gatesignal  $T_6$  (5 V/Skt)  
Mitte: Source-Spannung  $T_5$  (5 V/Skt)  
unten: D-S-Spannung  $T_6$  (100 V/Skt)



a



b



c

**Bild 70**Schaltverhalten der belasteten Endstufe  
( $f = 16,6$  Hz)

Zeitmaßstab 10 ms/Skt

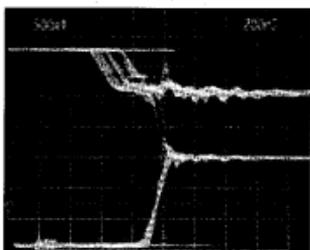
- a Motorstrom bei einer Frequenz von  
16,6 Hz (1 A/Skt)
- b Einschalten  $T_1$ , Ausschalten  $T_2$   
oben: Gatesignal  $T_6$  (5 V/Skt)  
unten: D-S-Spannung  $T_6$  (100 V/Skt)
- c Ausschalten  $T_1$ , Einschalten  $T_2$   
oben: Gatesignal  $T_6$  (5 V/Skt)  
unten: D-S-Spannung  $T_6$  (100 V/Skt)



a



b



c

## Überspannungsschutz

Bei einem stufenweisen Erniedrigen der Drehzahl eines Asynchronmotors wirkt dieser als Generator und speist in den Gleichspannungszwischenkreis zurück. Die Zwischenkreisspannung erhöht sich dabei um so mehr, je größer der vorgegebene Frequenzsprung und je höher der magnetische Fluß im Motor während dieses Übergangs ist. Durch eine Rücknahme des Flusses per Software (auf der Ansteuerseite) für eine bestimmte Zeit läßt sich dieser Effekt zwar vermindern, aber nicht vermeiden.

Für gezieltes Bremsen ist eine Überwachung der Zwischenkreisspannung und eine sofortige Reaktion durch einen „Brems-Chopper“ notwendig, der das Ansteigen der Spannung durch gezieltes Zuschalten eines ohmschen Lastwiderstandes parallel zum Zwischenkreiskondensator verhindert.

Für einfache Anwendungsfälle (z. B. Waschmaschinen) wäre auch eine Abschaltung des Motors bis zum Stillstand denkbar (Takten mit Amplitude 0). Ein Überspannungsschutz ist dann nicht unbedingt erforderlich.

## Überstromschutz

Da bekannt ist, daß Drehstrommotoren unter Last beim Anlauf einen Strom aufnehmen, der den Nennstrom etwa um den Faktor 6 übersteigt, andererseits aber die Umrichterstufe optimal für den Nennbetrieb ausgelegt sein sollte, versucht man den Anlaufstrom durch Anfahren mit kleiner Frequenz zu begrenzen. Bei einer dynamischen Strombegrenzung durch Einfügen eines Serienwiderstandes in die Sourceleitung der SiPMOS-Transistoren müssen folgende Gesichtspunkte berücksichtigt werden:

Der Strom kann nur in Vorwärtsrichtung gemessen und abgeschaltet werden, was bedeutet, daß die Ströme unsymmetrisch zur Null-Linie werden (Inversstrom kann nicht abgeschaltet werden.) Infolge der stromabhängig sich verringern Gate-Source-Spannung ist die Treiber-versorgungsspannung für ausreichende Stromleitfähigkeit zu erhöhen und die Treibertransistoren für die höheren Lade- und Entladestromspitzen auszulagern. Wegen der Stromspitzen im Umschaltmoment (Sperrverzögerungsladung) muß die Meßphase des Stroms genau zwischen den Schaltflanken liegen. Dazu ist aber für die Auswertung eine Verzögerung der Anstiegsflanke des Gate-Signals um die Schaltzeit des MOS-Transistors (100 bis 200 ns) nötig. (Ein RC-Glied zur Unterdrückung der Umschaltstromspitze verzögert die Erkennung des Überstroms und verringert damit die Wirksamkeit.) Beim Einsatz von drahtgewickelten Hochlastwiderständen zur Strommessung beeinflusst der induktive Anteil das Schaltverhalten negativ und erhöht die Schwingneigung im Schalttaugenblick. In dieser Hinsicht besser ist die Abfrage der Drain-Source-Spannung im eingeschalteten Zustand.

Zur Blockade der Hochspannung im ausgeschalteten Zustand ist hier allerdings eine hochsperrende Diode nötig. Wie vorher, muß auch hier die Auswertelektronik sicherstellen, daß der Strom nicht während der Schaltflanken gemessen wird.

## Ausfall einer Halbbrücke

Beim Ausfall einer Halbbrücke wird meistens die Gate-Source- und die Drain-Source-Strecke kurzgeschlossen, so daß die Sicherung in der Versorgungsleitung zur Hochspannung ausgelöst wird. Der Motor liegt dann mit einer Phase auf Massepotential und wird aus den restlichen zwei Halbbrücken mit einer Phasenverschiebung von 120° gespeist. Da der fiktive Wechselspannungsmittelpunkt des Umrichters auf halber Zwischenkreisspannung liegt, fließt außer dem Wechselstrom jetzt auch ein sehr großer Gleichstrom durch den Motor, der die beiden anderen Halbbrücken ebenfalls zerstört. Zur Vermeidung dieser Kettenreaktion ist es daher unbedingt erforderlich, in jeder Motorleitung eine Sicherung vorzusehen, die bei zu hohem Motorstrom auslöst.

Der Motor läuft dann im Einphasenbetrieb weiter, vorausgesetzt, die beiden Halbbrücken haben den hohen Strom bis zum Auslösen der Sicherung heil überstanden.

Für Motoren, bei denen die Ströme unter extremen Lastbedingungen beim Ändern der Frequenz nicht bekannt sind, ist es deshalb sinnvoll, in der Testphase eine Strombegrenzung vorzusehen, die den Umrichter vor zu hohen Stromspitzen schützt.

## Ein- und Ausschalten

Da beim Einschalten der Niederspannungsversorgung vom Ansteuerblock (SAB 8051) undefinierte Signale erzeugt werden, die die Umrichterendstufe gefährden könnten, sollte die Zwischenkreisspannung erst nach Vorliegen eindeutiger Ansteuersignale aufgebaut werden.

Zur Vermeidung unzulässig hoher Stromspitzen beim Laden der Zwischenkreiskapazität (Kurzschluß im Einschaltmoment) empfiehlt es sich, einen Ladewiderstand vorzusehen, der nach erfolgter Ladung im Nennbetrieb dann von einem Relais oder einem Halbleiterschalter kurzgeschlossen wird.

Das Abschalten des Motors aus dem Lauf dadurch, daß die Anschlüsse gleichzeitig entweder auf Plus oder Masse der Zwischenkreisspannung gelegt werden, hat zur Folge, daß erhebliche Stromspitzen auftreten, bis die magnetische Energie des Motors abgebaut ist. Ein Abschalten des Motors in der Weise, daß für alle drei Phasen die Amplitude 0 (d. h. Tastverhältnis 1:1) ausgegeben wird, vermeidet diesen Nachteil. Der effektive Motorstrom wird hier zu Null, so daß der Magnetfluß aufhört und aus diesem Grund auch nicht mit einer Erhöhung der Zwischenkreisspannung gerechnet werden muß. Beim Abschalten des Umrichters sollte zuerst die Verbindung Wechselspannungsnetz – Gleichspannungskreis unterbrochen werden, weil dann der noch fließende Motorstrom die Zwischenkreiskapazität relativ schnell entlädt. Außerdem können dann undefinierte Impulse, die beim Abschalten der Niederspannungsversorgung aus dem Ansteuerblock kommen, der Endstufe nicht mehr gefährlich werden.



## Siemens in Ihrer Nähe

### Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

**Siemens AG**  
**Salzstraße 6-8**  
**1000 Berlin 10**  
 ☎ (030) 3939-1, ☎ 1810-278  
 FAX (030) 3939-2630  
 Tlx 306190 = siemo

**Siemens AG**  
**Röchelheimer Landstraße 5-9**  
**Postfach 11 175**  
**4000 Düsseldorf 1**  
 ☎ (0211) 399-0, ☎ 8581301  
 FAX (0211) 399-2506

**Siemens AG**  
**Lindenplatz 2**  
**Postfach 155609**  
**3000 Hannover 1**  
 ☎ (040) 282-1, ☎ 2 15584-0  
 FAX (040) 282-2210

**Siemens AG**  
**Richard-Strauss-Straße 78**  
**Postfach 202109**  
**8000 München**  
 ☎ (089) 9221-0  
 ☎ (0529421-19  
 FAX (089) 9221-4390

**Siemens AG**  
**Nicolaus-Otto-Straße 4**  
**Postfach 3606**  
**7000 Ulm 1**  
 ☎ (0731) 499-1  
 ☎ 712826  
 FAX (0731) 499-267

**Siemens AG**  
**Schwerner Straße 1**  
**Postfach 7820**  
**4800 Bielefeld 1**  
 ☎ (0521) 291-1, ☎ 932806  
 FAX (0521) 291-375

**Siemens AG**  
**Postfach 11 1733**  
**6000 Frankfurt 1**  
 ☎ (069) 797-0, ☎ 414131  
 FAX (069) 797-2253

**Siemens AG**  
**Am Maschpark 1**  
**Postfach 5325**  
**3000 Hannover 1**  
 ☎ (0511) 129-0, ☎ 922333  
 FAX (0511) 129-2799

**Siemens AG**  
**Von-der-Linn-Straße 30**  
**Postfach 4844**  
**8500 Nürnberg 1**  
 ☎ (0911) 654-1, ☎ 622251  
 FAX (0911) 654-3436, 3484

**Siemens AG**  
**Andreas-Grauer-Str. 30**  
**Postfach 3280**  
**8700 Würzburg 21**  
 ☎ (0931) 801-1  
 ☎ 88844  
 FAX (0931) 801-348

**Siemens AG**  
**Centroscape 72**  
**Postfach 107827**  
**4800 Bremen**  
 ☎ (0421) 364-0, ☎ 245451  
 FAX (0421) 364-2687

**Siemens AG**  
**Habsburgerstraße 132**  
**Postfach 1380**  
**7800 Freiburg 1**  
 ☎ (0751) 2712-1  
 ☎ 772842  
 FAX (0761) 2712-234

**Siemens AG**  
**Wettland 2-4**  
**Postfach 4049**  
**2300 Kiel 1**  
 ☎ (0431) 5860-1, ☎ 292814  
 FAX (0431) 5860-420

**Siemens AG**  
**Geschwister-Scholl-Straße 24**  
**Postfach 120**  
**7000 Stuttgart 1**  
 ☎ (0711) 2076-1, ☎ 723941-0  
 FAX (0711) 2076-706

### Siemens in Europa

**Belgien**  
**Siemens S.A.**  
**chaussée de Charleroi 116**  
**B-1080 Bruxelles**  
 ☎ (02) 5362-111, ☎ 21347

**Griechenland**  
**Siemens AE**  
**P.O.B. 3601**  
**GR-1020 Athen**  
 ☎ (01) 9293-1, ☎ 216291

**Italien**  
**Siemens Elettra S.p.A.**  
**Via Fabio Filzi, 29**  
**Casella Postale 10388**  
**I-20100 Milano**  
 ☎ (02) 6992, ☎ 330261

**Österreich**  
**Siemens Aktiengesellschaft**  
**Osterreich**  
**Postfach 326**  
**A-1031 Wien**  
 ☎ (0222) 7293-0, ☎ 1372-0

**Schweiz**  
**Siemens-Albis AG**  
**Fellengassestraße 28**  
**Postfach**  
**CH-8047 Zürich**  
 ☎ (01) 496-311, ☎ 558911

**Dänemark**  
**Siemens A/S**  
**Søscarping 3**  
**DK-2750 Ballerup**  
 ☎ (02) 656565, ☎ 35313

**Großbritannien**  
**Siemens Ltd.**  
**Siemens House**  
**Windmill Road**  
**Sunbury-on-Thames**  
**Middlesex TW 16 7HS**  
 ☎ (09327) 85691  
 ☎ 8951091

**Niederlande**  
**Siemens Nederland NV.**  
**Postb. 18089**  
**NL-2500 BS Den Haag**  
 ☎ (070) 782782, ☎ 31373

**Portugal**  
**Siemens S.A.R.L.**  
**Avenida Amisante Reis, 65**  
**Apartado 1380**  
**P-1100 Lisboa-1**  
 ☎ (011) 538800, ☎ 12563

**Spanien**  
**Siemens S.A.**  
**Orense, 2**  
**Apartado 155**  
**E-28070 Madrid**  
 ☎ (01) 4552500, ☎ 43320

**Finnland**  
**Siemens Osakeyhtiö**  
**Mikonkatu 8**  
**Fach 4**  
**SF-00101 Helsinki 10**  
 ☎ (9) 1826-1, ☎ 124465

**Irland**  
**Siemens Ltd.**  
**8, Reglin Road**  
**Dublin 4**  
 ☎ (01) 684727, ☎ 5341

**Norwegen**  
**Siemens A/S**  
**Østre Aker vei 90**  
**Postboks 10, Veitvet**  
**N-050 5**  
 ☎ (02) 153090, ☎ 18477

**Schweden**  
**Siemens AB**  
**Nora Stationsgatan 63-65**  
**Box 23141**  
**S-10435 Stockholm**  
 ☎ (08) 161100, ☎ 19880

**Türkei**  
**ETMAS Elektrik Tesisleri ve**  
**Mühendislik A.Ş.**  
**Mediata Mebusan Caddesi 55/35**  
**Fındıklı**  
**PK. 1001 Kartal**  
**istanbul**  
 ☎ (011) 452090, ☎ 24233



### Problemlos bestellen mit der SBS-Preis- und Lagerliste.

#### Für Kunden in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Die SBS-Preis- und Lagerliste erscheint jährlich neu. Sie umfaßt die Schwerpunkttypen aus dem Siemens-Bauteile-Gesamtprogramm mit Preisen und den wichtigsten technischen Daten. Ihre Bestellungen richten Sie bitte an den Ihnen nächstgelegenen Siemens-Bauteile-Vertrieb.

Die SBS-Preis- und Lagerliste erhalten Sie kostenlos bei Siemens AG, Infoservice Postfach 146 D-8510 Fürth ☎ (0911) 30 01-260, ☎ 6 23 313 FAX (0911) 30 01-271 Stichwort „SBS-Preis- und Lagerliste“.

**Für Kunden im Ausland** dient als Bezugsquelle der Vertrieb Bauteile der jeweiligen Landesgesellschaften oder Vertretungen.

# SIEMENS

# SITAC – ein neuer, mikrocomputerkompatibler AC-Schalter mit galvanischer Trennung

Mit dem neuen AC-Schalter **SITAC** (**SITAC** = **Siemens Isolated Triac AC switch**) in SIPMOS®-Technologie wurde ein Bauelement geschaffen, das als problemloses, rückwirkungsfreies Bindeglied zwischen Mikroelektronik (z. B. Mikroprozessorsteuerung) und Leistungselektronik, d. h. an Netzspannung betriebenen Verbrauchern, dient. Für die Infrarot-Lumineszenzdiode im Eingangsteuerkreis reicht ein Diodenstrom von nur 2 mA aus, um kleine Leistungen bis 66 W direkt am 220-V-Netz zu schalten. Darüber hinaus sind alle handelsüblichen Triacs und Thyristoren mit einem Zündstrombedarf bis zu 300 mA sicher zu zünden. In allen Anwendungsfällen, in denen eine galvanische Trennung vom Netz gefordert wird, ist deshalb der SITAC als Ersatz von Schaltungen mit Optokopplern herkömmlicher Bauart vorteilhaft, da auf der Netzseite weder Hilfsspannung noch Treibertransistor erforderlich sind. Der SITAC im DIP-6-Kunststoffgehäuse ist sowohl **mit** als auch **ohne Nullspannungsschalter** (mit: **BRT 22**; ohne: **BRT 11, BRT 12**) erhältlich. Mit Nullspannungsschalter wird der SITAC für Wechselstromschalter und Drehstromschalter eingesetzt. Ohne Nullspannungsschalter findet er bei Stellern und netzgeführten Stromrichtern Anwendung. Besonders hervorzuheben ist die hohe kritische Strom- und Spannungssteilheit des SITAC von  $di/dt_{cr} = 10 \text{ A}/\mu\text{s}$  sowie  $du/dt_{cr} = 10000 \text{ V}/\mu\text{s}$ . R-C-Beschaltungen am Triac sind daher überflüssig.

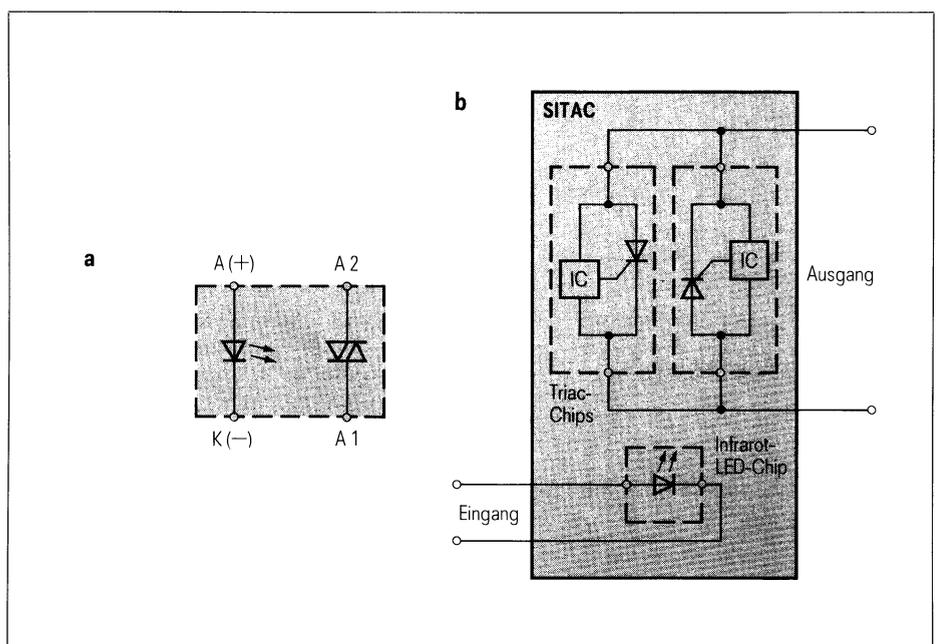
## Prinzipfunktion des SITAC als Wechselstromschalter

Der SITAC setzt sich im Prinzip (**Bild 1 a**) aus bekannten Bauelementen wie GaAs-Infrarotdiode (IRED) auf der Ansteuerseite und Fotoempfänger sowie Triac auf der Lastseite zusammen. Der Steuerkreis ist damit galvanisch vom Leistungskreis getrennt, d. h. es ergibt sich die Funktion eines mit Infrarot-

strahlung zündbaren Wechselstromschalters. Beim Betrieb als einfacher Wechselstromschalter sorgt der monolithisch integrierte Nullspannungsschalter für ein störspannungsarmes Schalten im Netz nulldurchgang (**BRT 22**). Die hohe zulässige Spannungssteilheit von 10 kV je  $\mu\text{s}$  kann nur erreicht werden, weil der optogezündete SIPMOS-Triac aus zwei antiparallelgeschalteten lateralen Thyristoren besteht. Aus dem **Bild 1 b** ist ersichtlich, daß der SITAC aus drei Chips hergestellt ist, und zwar aus zwei Leistungschips und einer IRED, die zusammen in einem DIP-6-Gehäuse untergebracht sind.

## Vergleich mit anderen Ansteuermethoden

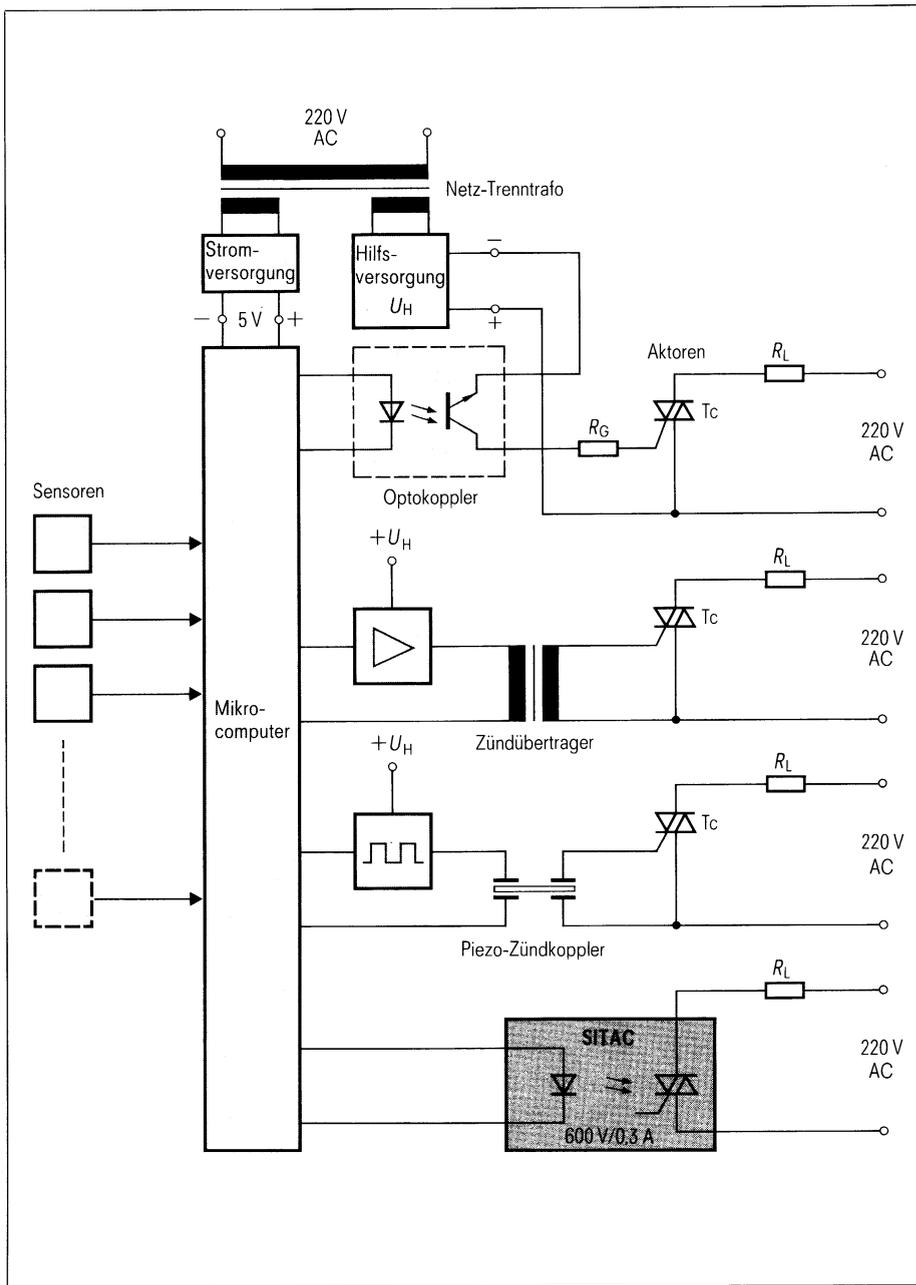
**Bild 2** zeigt im Vergleich, welcher zusätzliche Aufwand bei anderen Ansteuermethoden mit Optokoppler, Zündtrafo oder Piezo-Zündkoppler getrieben werden muß. Der SITAC (im Bild 2 unten) ist im Vergleich die wirtschaftlichste Lösung. Die direkte Mikrocomputeransteuerung von Leistungsbau-elementen ist deshalb so einfach möglich, weil neben einer ausreichenden Ansteuerempfindlichkeit der SITAC auch den passenden Logikpegel hat (MC-Ausgang aktiv = L-Signal, d. h. IRED erhält Strom und SITAC schaltet ein).



**Bild 1 Innerer Aufbau des SITAC**

**a** Prinzipschaltung der Infrarot-Lumineszenzdiode im Eingangskreis und des optogekoppelten Triacs im Ausgangskreis

**b** Funktionsaufteilung der drei im Inneren befindlichen Chips. Der IRED-Chip ist von den beiden anderen Chips galvanisch getrennt. Die beiden Chips des Ausgangskreises enthalten jeweils einen Thyristor mit der entsprechenden Ansteuerlektronik, d. h. Fotoempfänger, Verstärkerschaltungen und Nullpunktschalter (**BRT 22**). Die beiden Einzelthyristoren erfüllen in Antiparallelschaltung die Triacfunktion des Ausgangs



**Bild 2** Verschiedene Interfaceschaltungen zwischen Mikro- und Leistungselektronik. Gegenüber den bekannten Ansteuermethoden mit galvanischer Trennung ist der Bauelementeaufwand bei Einsatz des SITAC (untere Schaltung) deutlich am geringsten.

### Einsatz des SITAC zwischen Mikrocomputer und Wechselstromlast (220 V AC/66 W)

**Bild 3a** zeigt ein MC-Interface mit herkömmlichen Bauelementen. In **Bild 3b** ist eine Schaltung mit dem SITAC zu sehen.

Bedingt durch die Möglichkeit, an der Lastseite steile Spannungsflanken ( $du/dt_{cr} = 10000 \text{ V}/\mu\text{s}$ ) zuzulassen, kann die RC-Schutzbeschaltung wegfallen. Der Schaltungsvergleich zeigt einen erheblich verringerten Bauelementeaufwand.

### Halbleiterschalter als Ersatz für mechanischen Schalter

In Wechselstromanlagen bzw. Drehstromanlagen mit großen Strömen oder hoher Schalthäufigkeit bietet ein Wechselstromschalter bzw. Drehstromschalter mit Thyristoren in Antiparallelschaltung gegenüber einem mechanischen Schalter oder einem Leistungsschutz viele Vorteile:

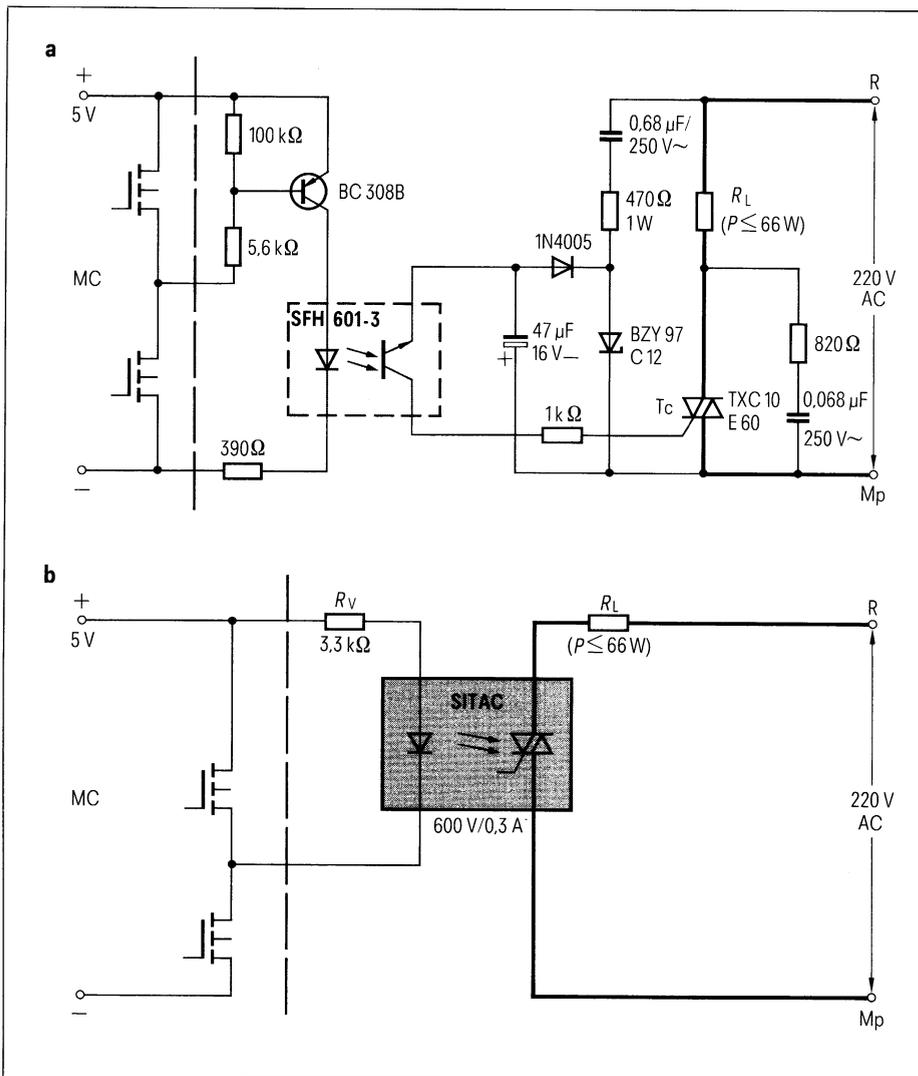
- keine beweglichen Teile, damit wartungs- und verschleißfrei (kein Lichtbogen beim Ein- bzw. Ausschalten),
- bequem fernsteuerbar,
- rasches, geräuschloses Schaltspiel.

### SITAC als Treibermodul für leistungsstarke Thyristoren

In diesem Fall soll mit dem SITAC nicht der Netzverbraucher direkt geschaltet werden, sondern der SITAC dient als Treiberbaustein bzw. Thyristoransteuerbaustein für leistungsstarke Thyristoren in Wechselstromschaltern oder Drehstromschaltern. Mit einem SITAC und einem Thyristormodul **THYODUL**® kann ein Wechselstromschalter aufgebaut werden. **Drei** SITAC und drei Thyristormodule ergeben einen Drehstromschalter. Wechselstromschalter (W1) und Drehstromschalter (W3) werden zum Schalten und Steuern von Netzwechselstromverbrauchern von 5 bis 69 kW eingesetzt.

### Wechselstromschalter mit Thyristoren

Der Wechselstromschalter steuert die Thyristoren in der Weise, daß die Last stets im Augenblick des Nulldurchgangs der Netzspannung geschaltet wird. Bei dieser Betriebsweise ist der Thyristor während der ganzen Wechselspannungshalbwelle leitend. Der leitende Zustand kann nur für die Dauer einer oder mehrerer ganzer Wechselspannungshalbwellen aufgehoben werden. Um die Thyristoren beim Nulldurchgang der Wechselspannung leitend zu machen, werden die Thyristoren jeweils beim Nulldurchgang der Wechselspannung gezündet. Da bei dieser Nullspannungszündung der Zündstrom nur kurzzeitig fließt, ist auch die nötige Ansteuerenergie sehr gering. Als Thyristorzündbaustein wird der SITAC mit Nullspannungsschalter BRT 22 im DIP-6-Gehäuse verwendet. Der BRT 22 ist für eine zulässige positive bzw. negative periodische Spitzenspannung von 600 V und einen Grenzeffektivstrom von 0,3 A ausgelegt. Die Isolationsspannung zwischen Steuer- und Lastseite beträgt 5,3 kV DC. Zwischen Last- und Steuerkreis liegt eine Kriechstrecke von 8,2 mm. Aus **Bild 4** wird das Zusammenspiel zwischen dem SITAC und dem vollgesteuerten Netzmodul **THYODUL MTT 40A 06N** deutlich. Beim Anlegen einer 5-V-Gleichspannung an den Steuerkreis des SITAC zündet der Triac. Die Zündverzögerungszeit beträgt bei 10 V Netzspannung etwa 80  $\mu\text{s}$ . Dann erhält der Leistungsthyristor während 40  $\mu\text{s}$  einen Gatestrom von 120 mA, der wiederum (nach insgesamt 120  $\mu\text{s}$ ) den Thyristor durchschaltet und damit die Netzspannung an den Verbraucher schaltet. Mit dem **THYODUL MTT 40A 06N** wird eine Wechselstromlast von 15 kW am 220-V-Netz geschaltet.



Technische Kurzdaten des BRT 22 – SITAC mit Nullpunktschalter

AC-Schalter (Lastkreis)

Spitzensperrens- spannung	$U_{DRM}, U_{RRM}$	600 V
Grenzeffektiv- strom	$I_{TRMS}$	300 mA
Stoßstromgrenz- wert ( $t = 10$ ms; 1 Sinus halb- welle bei 50 Hz)	$I_{TSM}$	3 A
Spannungssteil- heit	$du/dt_{cr}$	10 kV/ $\mu$ s
Stromsteilheit	$di/dt_{cr}$	10 A/ $\mu$ s
Max. Verlust- leistung	$P_{tot}$	500 mW

Zündkreis

Zündstrom Typ H, max.		2 mA
Typ M, max.		5 mA
Durchlaßstrom, max.	$I_F$	20 mA
Max. Verlust- leistung	$P_{tot}$	25 mW

Isolationsprüf- spannung	$U_{is}$	5,3 kV
Kriechstrecke zwischen Zünd- und Lastkreis	$s$	8,2 mm

Der SITAC ist auch ohne Nullspannungs-  
schalter erhältlich. Weitere technische  
Daten finden Sie in unserer Rubrik  
»Siemens Bauteile Service« in diesem Heft.

Bild 3 MC-Interfaceschaltung herkömmlicher Art mit Einzelbauelementen und Optokoppler (a), MC-Interfaceschaltung mit SITAC (b)

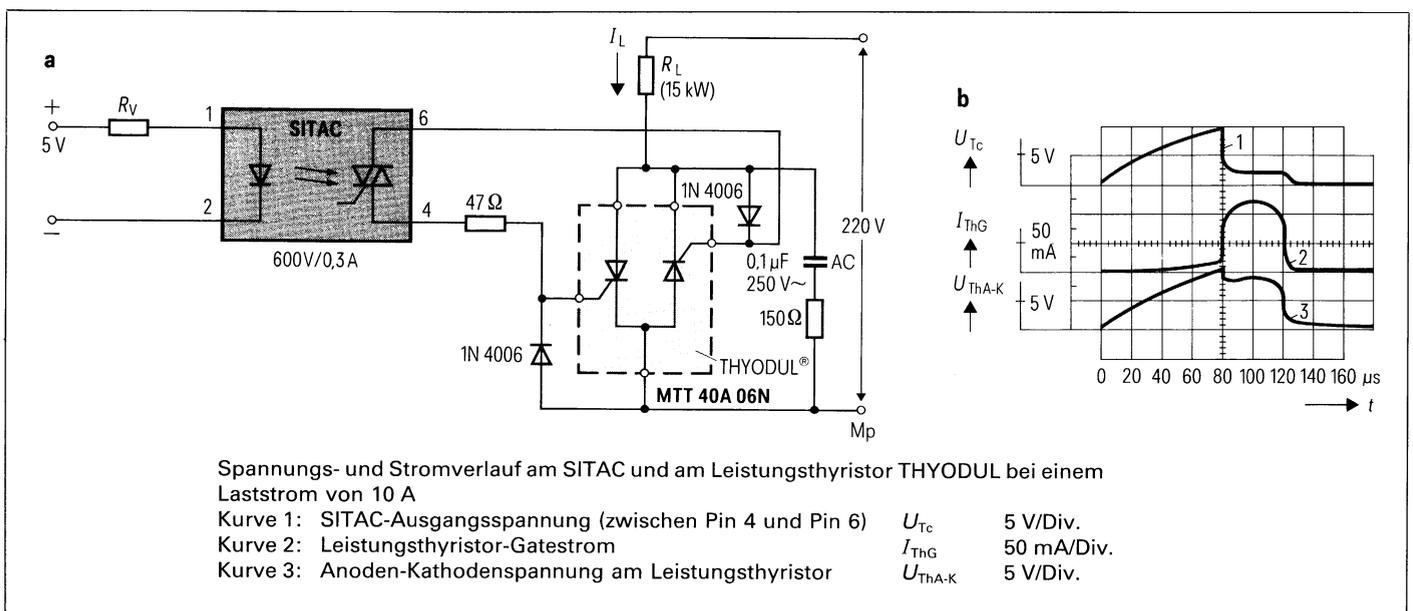


Bild 4 Einsatz des SITAC als Treiberbaustein für ein Netzthyristormodul THYODUL MTT 40A 06N (a) sowie Spannungs- und Stromverlauf (b)

## Drehstromschalter mit Thyristoren

Für größere Leistungen ( $>5 \text{ kW}$ ) werden Drehstromschalter verwendet. Drei der vorher beschriebenen einphasigen Wechselstromschalter werden in die Zuleitungen des Netzes eingesetzt. Sie ergeben den in **Bild 5** gezeigten, sechspulsigen Drehstromschalter. Die Wirkungsweise entspricht im Grunde der Wirkungsweise eines Wechselstromschalters. Es wird zwischen zwei

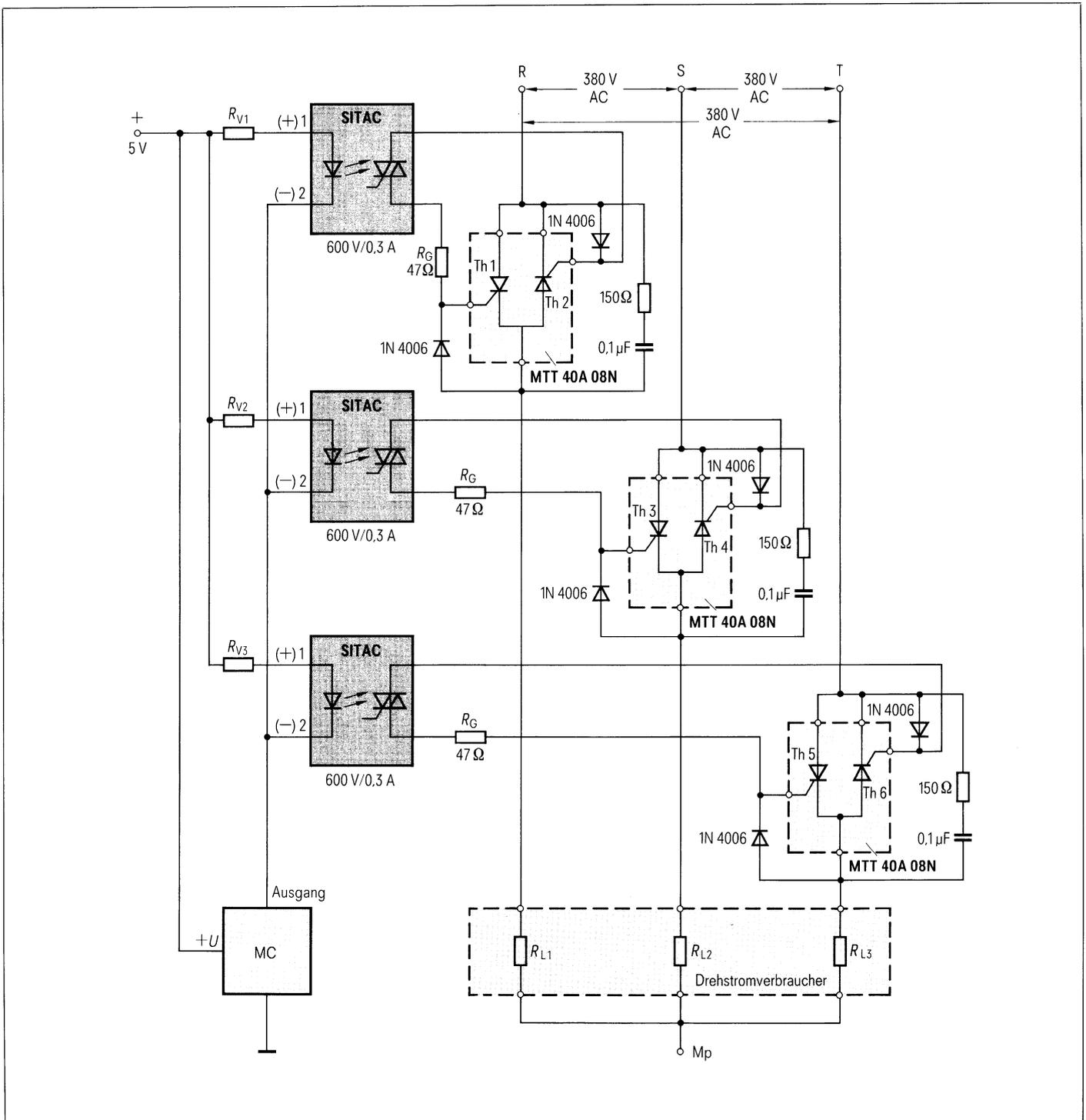
Arten von Drehstromschaltern unterschieden:

**Schaltart A:** Die drei Thyristorpaare sind zwischen Last und Mittelpunkt-leiter  $M_p$  geschaltet.

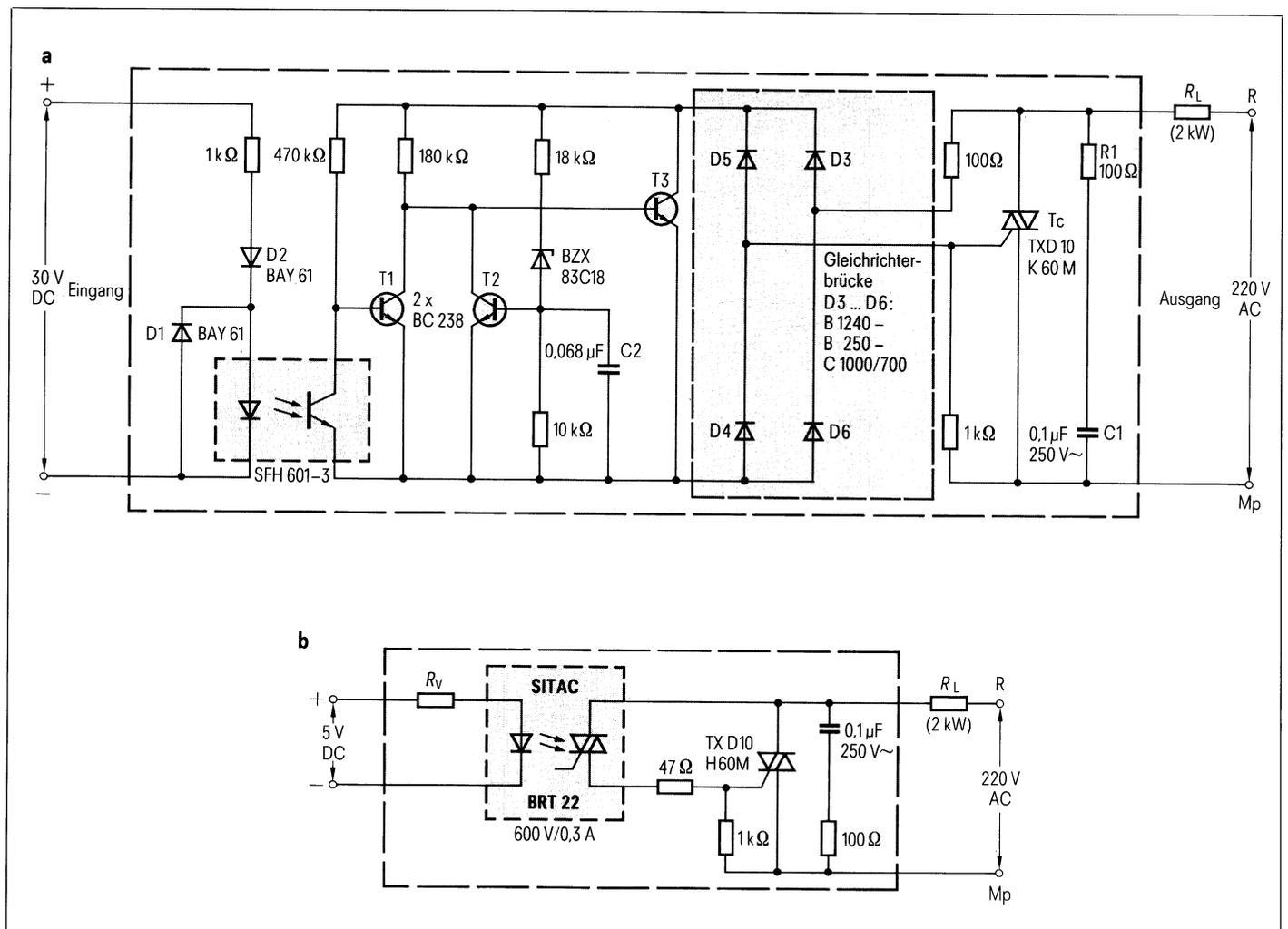
**Schaltart B:** Die drei Thyristorpaare sind zwischen Last und den Phasenleitern R, S, T geschaltet.

Jede Art hat ihre charakteristischen Anwendungen. Im Prinzip spielt es keine Rolle, wie der Drehstromverbraucher

angeschlossen ist, ob an den Phasen R, S, T oder  $M_p$ -seitig wie in Bild 5. Für die Spannungswerte der Halbleiter (THYDUL und SITAC) spielt es dagegen eine große Rolle, ob der Sternpunkt des Transformators an die Last angeschlossen ist oder nicht. Mit angeschlossenem, belastbarem Sternpunktleiter wirken die drei Wechselstromschalter voneinander unabhängig, und man kommt bei den Thyristoren mit der Span-



**Bild 5** Schaltung eines sechspulsigen Drehstromschalters mit SITAC-Treibern



**Bild 6** Herkömmlicher Aufbau eines Solid State Relais (SSR) mit diskreten Einzelbauelementen (a) und vereinfachter Aufbau eines SSR mit SITAC (b)

nungsklasse 08, d. h.  $U_{RRM}$  bzw.  $U_{DRM}$  von 800 V aus. Mit dem verwendeten THYODUL  $3 \times MTT 40A 08N$  kann eine Drehstromleistung von 17 bis 69 kW, je nach Wärmewiderstand des Kühlkörpers, geschaltet werden.

**Elektronisches Lastrelais (Solid State Relay, SSR)**

Ein Haupteinsatzgebiet des SITAC sind die elektronischen Lastrelais mit AC-Ausgang. Diese Halbleiterrelais werden in großen Stückzahlen gefertigt. SSR werden auf dem Markt als Module angeboten. Zur Wärmeableitung der Leistungshalbleiter dient dabei eine Aluminiumplatte, auf der der Triac bzw. die Thyristoren isoliert aufgebracht sind. Diese Metallbodenplatte des SSR ist auch zur Montage auf Kühlflächen, z. B. dem Chassis, vorgesehen. Einpolige SSR werden zum Schalten von Wechselstromverbrauchern eingesetzt und dienen zum unmittelbaren Verbinden

den von elektronischen Logikausgängen und Laststromkreisen. Ausschließlich elektronische Bauelemente übernehmen die Schaltfunktionen. Steuer- und Schaltkreis sind über einen Optokoppler galvanisch getrennt. Die Relais können mit 3 bis 30 V Gleichspannung und mit einer Leistung von wenigen Milliwatt direkt angesteuert werden. Sie schalten vollelektronisch im Nulldurchgang der Schaltwechselspannung ein und schalten beim Unterschreiten des Triac-Haltestroms ab. Auf der Lastseite arbeiten Triacs bzw. Thyristoren bei Schaltwechselspannungen bis 380 V. In dieser Anwendung ersetzt ein SITAC mit Nullspannungsschalter etwa 12 Einzelbauelemente. Weniger Bauelemente ergeben eine kleinere Leiterplatte, weniger Lötunkte und höhere Brauchbarkeitsdauer. **Bild 6a** zeigt ein Halbleiterrelais mit diskreten Bauelementen. Ein Halbleiterrelais mit einem Triac (600 V/10 A) und mit SITAC als Treiberbauelement zeigt **Bild 6b**.

Der SITAC kann sowohl in einem Halbleiterrelais mit DC-Eingang (3 V DC bis 30 V DC) als auch einem Halbleiterrelais mit AC-Eingang (90 V AC bis 250 V AC) eingesetzt werden.

**Schlußbemerkung**

Für Treiberschaltungen zwischen Mikro- und Leistungselektronik am Wechselspannungsnetz ist ein optisch zündbarer Triac, d. h. der SITAC, das ideale Koppellement mit dem geringsten Schaltungsaufwand. Der SITAC im DIP-6-Kunststoffgehäuse als Treiberbauelement für Großthyristoren und für Leistungsmodule (z. B. THYODUL) bringt eine erhebliche Schaltungsvereinfachung sowie eine Kostenreduzierung in den Ansteuerschaltungen mit sich und wird deshalb in der gesamten Leistungselektronik Eingang finden.

Werner Schott

Helmut Rabl

## Lichtabschalt-Erinnerung bei Kraftfahrzeugen mit Signaltongenerator SAE 0700

Oft vergißt ein Autofahrer, das während der Fahrt eingeschaltete Licht beim Verlassen des Fahrzeugs abzuschalten. Auch der versehentlich oder beim Einparken betätigte und nicht mehr zurückgestellte Blinkerhebel kann nach Abschalten der Zündung das Parklicht aktivieren. Um Startproblemen wegen entladener Batterie vorzubeugen, ist es in diesen Fällen wünschenswert, wenn der Fahrer beim Verlassen des Wagens, d. h. beim Öffnen der Fahrertür gewarnt wird. Dazu eignet sich am besten ein akustisches Signal, das nur dann deutlich, aber nicht unangenehm ertönen soll, wenn es wirklich nötig und sinnvoll ist.

### Was eine Abschalterinnerung leisten soll

- Keine Aktivierung, wenn die Fahrertür geöffnet wird, aber die Zündung noch eingeschaltet ist,
- keine Aktivierung, wenn eine der Beifahrertüren geöffnet wird,
- Aktivierung auch, wenn die Fahrertür bereits offen ist und nun bei eingeschaltetem Licht die Zündung abgeschaltet wird,
- Aktivierung auch, wenn bei abgeschalteter Zündung und offener Fahrertür das Licht (Standlicht oder Parklicht) eingeschaltet wird,
- der volle Funktionsumfang muß auch dann vorhanden sein, wenn die Fahrergastraumbeleuchtung auf »aus« oder auf »dauernd« geschaltet ist,
- das akustische Signal soll angenehm klingen und sich von anderen möglichen Geräuschen gut abheben.
- das Signal soll nur eine beschränkte Zeitlang andauern.

Dazu kommen noch einige Merkmale, die sich auf die Wirtschaftlichkeit beziehen:

- Die Einrichtung soll nur dann einen Strom aus dem Bordnetz ziehen, wenn das Signal tatsächlich ertönt,
- die Schaltung soll einfach sein, so daß nur wenige Bauelemente benötigt werden und das Gerät billig ist,
- es sollen möglichst wenige Verbindungsleitungen zwischen dem Kfz-Bordnetz und dem neu einzufügenden Gerät benötigt werden.

Außerdem muß die Schaltung den im Kfz-Einsatz zu erwartenden Störimpulsen standhalten.

### Die Schaltung erfordert nur wenige Bauteile

Es gibt bereits viele Schaltungsvorschläge und auch einige Gerätearten, die serienmäßig in Kraftfahrzeuge eingebaut, den o.g. Forderungen mehr oder weniger gut nachkommen. Sämtliche Forderungen erfüllt aber keine der bekannten Lösungen. Deshalb wurde eine neue Schaltung entwickelt, die der Zielvorstellung entspricht. Sie ist in **Bild 1** zu sehen. Das Hauptfunktionsglied ist der

Signaltongenerator SAE 0700. Mit Hilfe der externen Bauelemente R 6 (10 k $\Omega$ ) und C2 (330 nF) ist er so programmiert, daß abwechselnd etwa 0,2 s lang eine Tonfrequenz von ungefähr 2,1 kHz und dann ebensolang eine von etwa 2,8 kHz abgegeben wird\*. Als elektroakustischer Wandler dient ein Piezoschwinger. Eine positive Versorgungsspannung liegt nur dann an, wenn zumindest einer der beiden Lampenkreise eingeschaltet ist. An den IC selbst kann aber die Spannung erst gelangen, wenn der Transistor T2 leitend ist, was wiederum nur dann der Fall ist, wenn über den Kondensator C1 ein Ladestrom fließt. Solange die Fahrertür geschlossen ist, kann der Kollektor des Transistors T1 nie ein im Verhältnis zu  $U_B$  tiefes Potential erlangen. Erst bei abgeschalteter Zündung (Klemme 15 führt keine Spannung) und geschlossenem Fahrertürkontakt leitet der Transistor T1, und durch den Kondensator C1 fließt eine Zeitlang Strom (Zeitkonstante  $10 \mu\text{F} \cdot 100 \text{k}\Omega = 1 \text{s}$ ).

Solange dadurch nun T2 leitend ist, liegt der Schaltkreis an Spannung, die durch den Kondensator C3 gepuffert wird. Wenn später T1 wieder sperrt (Tür geschlossen und/oder Zündung eingeschaltet), entlädt sich der Kondensator über die Widerstandskette R3, R4, R5, so daß nach wenigen Sekunden die Schaltung für eine neuerliche Signalabgabe wieder bereit ist.

Die Schaltung genügt auch hinsichtlich der Störimpulsfestigkeit den üblichen Kfz-Anforderungen. Negative Störimpulse, die der Bordnetzspannung  $U_B$  überlagert sind, werden durch die für Entkopplungszwecke ohnehin benötigten Dioden ferngehalten. Positive Störimpulse werden durch die Z-Diode in Verbindung mit dem 100- $\Omega$ -Vorwiderstand (R1) auf einen ungefährlichen Wert ( $\approx 24 \text{V}$ ) begrenzt.

Die gesamte Schaltung enthält nur 17 Bauelemente (IC und Piezoschwinger mit eingeschlossen). Es wurde auch darauf Wert gelegt, daß möglichst wenige unterschiedliche Bauelementetypen benötigt werden. So weist die Bauelementeliste nur zwölf Positionen auf.

Dem **Bild 1** kann man auch entnehmen, wie die Schaltung an das Bordnetz ange-

\* Das Frequenzverhältnis beträgt 1,33, entspricht also genau einer Quart (ähnlich wie beim Martinshorn von Einsatzfahrzeugen).

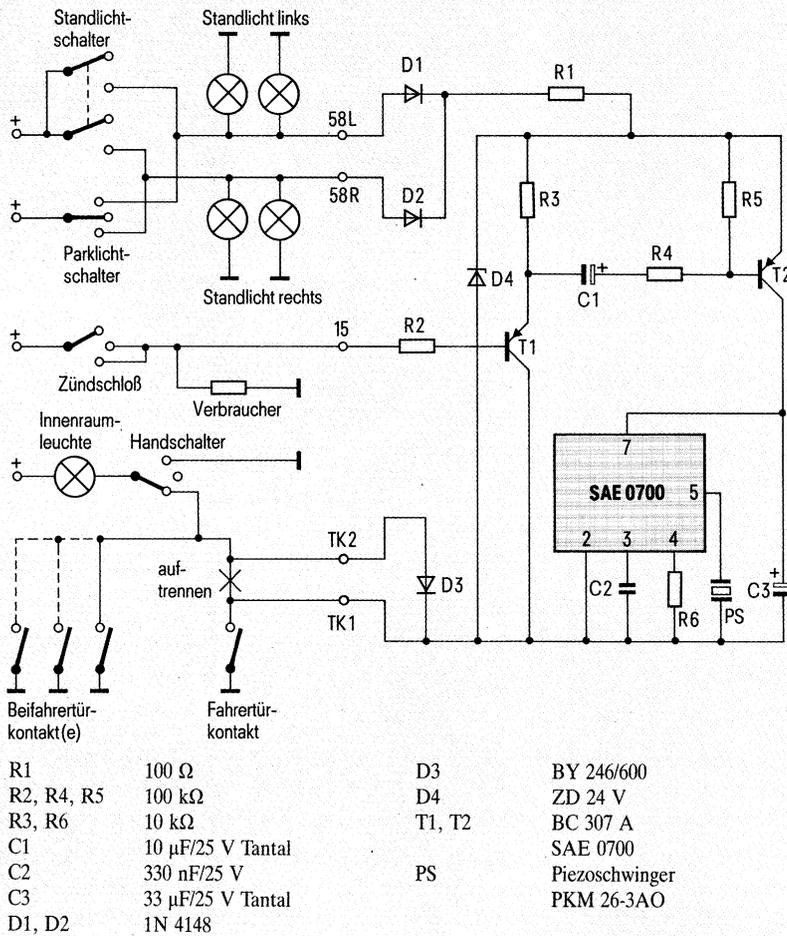


Bild 1 Stromlaufplan der Lichtabschalt-Erinnerung mit den Verbindungspunkten zum Bordnetz

geschlossen werden muß. Es sind fünf Verbindungsleitungen nötig:

1. Ankopplung an den linken Lichtkreis;
2. Ankopplung an den rechten Lichtkreis;
3. Ankopplung an die Zündung;
4. Zuleitung vom Fahrertürkontakt;
5. Zuleitung zu den übrigen Türkontakten.

Um die Leitungen 4 und 5 realisieren zu können, muß die normalerweise vorhandene Verbindung zum Fahrertürkontakt irgendwo (am besten beim Kontakt selbst) aufgetrennt werden. Damit nämlich nur der Fahrertürkontakt das Signal auslöst, andererseits aber alle Kontakte die Innenraumbeleuchtung einschalten, muß zur Entkopplung eine Diode (D3) eingefügt sein. Durch diese fließt, wenn nur die Fahrertür geöffnet ist, der volle Strom für die Innenbeleuchtung (je nach Wagentyp bis zu 2 A). Die Diode muß daher entsprechend dimensioniert sein.

### Mustergeräte sind im Erprobungseinsatz

Unter Verwendung eines in der Autoelektronik für andere Zwecke üblichen Gehäuses mit den Abmessungen 51 mm × 45 mm × 30 mm wurden Mustergeräte gebaut und erprobt. Auch der Tongeber befindet sich in diesem Gehäuse. Der Schall kann durch ein Löcherfeld nach außen dringen. Das Layout ist so gestaltet, daß nur eine einseitig kaschierte und daher entsprechend billige Leiterplatte benötigt wird. Im Bild 2 ist ein offenes Gerät zu sehen.

Die Funktion ist ab einer Batteriespannung von 10 V gewährleistet, was für die vorgesehene Aufgabe vollkommen ausreicht. Die Stromaufnahme, die überhaupt nur während der Signalabgabe erfolgt, beträgt weniger als 10 mA. Es muß also mit keiner Eigenerwärmung gerechnet werden, und der garantierte Umgebungstemperaturbereich erstreckt sich deshalb auf den vollen Bereich, der für die Bauelemente gilt (-25 bis +85 °C).

Eine Störimpulsprüfung mit dem im Kfz-Wesen üblichen Generator hat auch bei extrem hohen Spitzenspannungen (±300 V) und den energiereichsten Impulsen keine negativen Auswirkungen gezeigt. Mehrere Geräte sind seit vielen Monaten in praktischem Erprobungseinsatz und haben sich bestens bewährt.

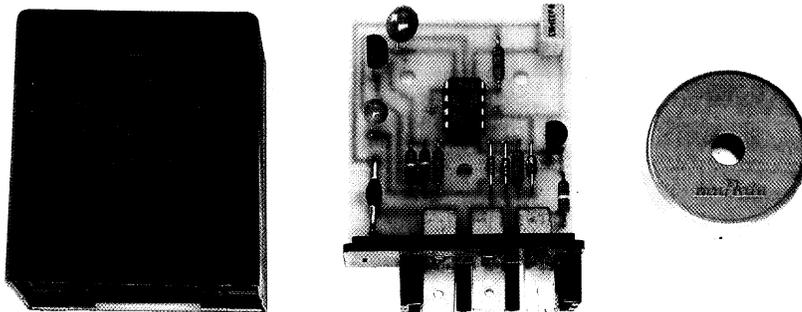
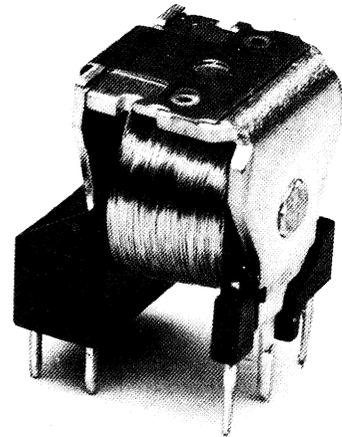
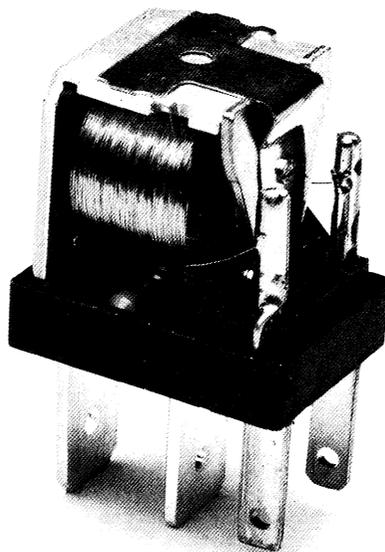
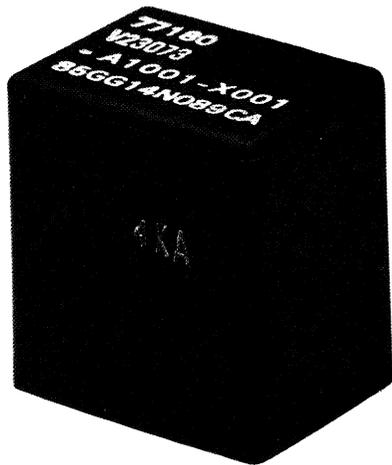


Bild 2 Mustergerät mit dem Signaltongenerator SAE 0700 (Piezoschwinger ausgelötet)

Werner Bosch



**Bild 1** Mini-Schaltrelais F, V23073, (links) und Mini-Schaltrelais K, V23072, (rechts) für Anwendungen im Kraftfahrzeug (Maßstab etwa 2:1)

## Miniaturrelais für Kraftfahrzeuge

**Neue Automobile bestehen in der Regel durch ein ansprechendes Styling. Unter der Haube aber spielt der technische Fortschritt eine immer größere Rolle. Im Vordergrund stehen Maßnahmen zur Kraftstoffeinsparung, Erhöhung der Sicherheit, Erhöhung des Komforts und Reduzierung von Umweltproblemen. Viele dieser Aufgaben werden mit Hilfe elektronischer Steuerungen gelöst. Zum Ein- und Ausschalten des Verbrauchers dient das elektromechanische Relais. Es ist aufgrund seiner Baugröße, Zuverlässigkeit, Niederohmigkeit im Schaltkreis, Robustheit und Wirtschaftlichkeit unentbehrlich. Damit gewinnen Relaisanwendungen im Kraftfahrzeug immer mehr an Bedeutung. Es steigen aber nicht nur die benötigten Stückzahlen von Jahr zu Jahr, sondern es werden auch leistungsfähigere, zuverlässigere und kleinere Relais entwickelt und gefertigt.**

Bezüglich der Anschlußtechnik werden im Auto hauptsächlich zwei Relaisausführungen eingesetzt: Zum einen sind es Relais mit Steckanschlüssen. Sie werden entweder im Fahrgastraum unter dem Armaturenbrett oder im Motorraum einzeln oder zusammen in einer Box untergebracht und schalten Verbraucher, z. B. Lampen, Horn, Heckscheibenheizung.

Zum anderen sind es Relais mit Leiterplattenanschlüssen, die in Steuergeräten zusammen mit der entsprechenden Elektronik eingesetzt werden. Beispiele sind Blinker, Wisch-Wasch-Intervallschalter, Benzinpumpenrelais, u. a.

Je mehr Elektronik in das Auto integriert wird, desto größer ist die Forderung nach kleineren Steuergeräten und kleineren Relais.

Im **Bild 1** sind zwei Relais gezeigt, die sich insbesondere durch ihr kleines Volumen auszeichnen.

Das Mini-Schaltrelais K ist eine sehr einfache Konstruktion. Sie entspricht im Prinzip der bereits bewährter herkömmlicher Kfz-Relais. Der Spulenkörper mit seitlich angebrachter Kontaktkammer trägt das Magnetsystem und die festen Kontaktteile. Die bewegliche Kontaktfeder ist auf den Anker genietet und mit ihrem dem Kontaktniet entgegengesetzten Ende auf das Joch geschweißt. Diese Feder hat einige Funktionen. Sie erzeugt mit ihrem kontaktseitigen Ende die Schließerkontaktkraft, mit dem geboge-

nen Teil verursacht sie die Rückstellkraft und damit die Öffnerkontaktkraft. Außerdem führt sie den Strom vom beweglichen Kontakt über das Joch zum Anschluß. Die Kontaktkammer kann bis zu vier feste Kontaktstücke aufnehmen. Damit lassen sich eine Reihe verschiedener Kontaktvarianten verwirklichen: Schließer, Öffner, Wechsler, Brückenschließer, Doppelschließer und Doppelföffner. Das Relais hat Anschlüsse für den Einbau in Leiterplatten. Die Grundfläche des Relais beträgt 13 mm × 16 mm, die Bauhöhe max. 18 mm.

Das Mini-Schaltrelais F ist im Prinzip wie das Mini-Schaltrelais K aufgebaut, ist aber mit Flachsteckern ausgerüstet und mit einer Kunststoffkappe abgeschlossen. Neben der Standardausführung mit einem Schließer gibt es eine Variante mit einem Wechsler und eine Sonderausführung mit Leiterplattenanschlüssen. Das Relais hat eine Grundfläche von 15,5 mm × 20,5 mm und eine Bauhöhe von max. 23 mm.

Der Zusammenbau, die Justierung und die Prüfung dieser Miniaturrelais erfolgt in hochautomatisierten Fertigungslinien. Dies ist eine wichtige Voraussetzung für eine gute und gleichmäßige Qualität der Produkte.

## Technische Daten der Mini-Schaltrelais

Einige typische Kenndaten enthält die **Tabelle 1**. Die Ansprechspannung liegt bei den Standardausführungen bei etwa 0,7facher Nennspannung  $U_N$ . Es gibt aber auch Sonderausführungen mit Nenn-Ansprechspannungen von  $0,5 \cdot U_N$ . Derart niedrige Werte sind erforderlich, wenn entweder in Reihe zur Relaiswicklung noch ein Halbleiter liegt, an dem eine Spannung abfällt oder wenn gefordert wird, daß bei einer Umgebungstemperatur von z. B. 85 °C das Relais mit Unterspannung der Batterie noch sicher anspricht. Bekanntlich steigt die Ansprechspannung der hier besprochenen neutralen Relais mit zunehmender Temperatur der Wicklung an. Der Anstieg erfolgt entsprechend dem Temperaturkoeffizienten des Kupfers der Erregerwicklung von  $4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ . Die Nenn-Ansprechspannung der empfindlichen Ausführung des Mini-Schaltrelais K steigt also von 6 V bei 20 °C auf 7,6 V bei 85 °C an.

Für den zuverlässigen Einsatz eines Kfz-Relais wird gefordert, daß sich die Ansprech- und Rückfallwerte bei einer höheren Lebensdauer nicht unzulässig verändern. Bei dem Mini-Schaltrelais K bleibt die Konstanz dieser Merkmale bis

zu  $10^7$  Schaltspielen erhalten (**Bild 2**). In einer rechnergesteuerten Dauerversuchsanlage wurde jedes Schaltspiel überwacht und in festgelegten Zeitabständen die Ansprech- und Rückfallspannungen und die Kontaktwiderstände gemessen.

Eine sehr gute Stabilität der wichtigsten Relaismerkmale zeigte sich auch bei einer Umgebungstemperatur von 85 °C über eine Zeit von 1000 Stunden. Bei Lagerung der Mini-Schaltrelais K ändern sich die Ansprech- und Rückfallwerte praktisch nicht. Sind die Spulen zusätzlich mit 1,15facher Nennspannung und die Kontakte mit dem maximal zulässigen Dauerstrom von 10 A belastet, verändern sich die Kennwerte nur minimal in zulässigen Grenzen, trotz dieser extremen Belastung, die im Auto nur sporadisch auftreten kann (**Bild 3**).

## Elektrische Lebensdauer von Minischaltrelais K und F

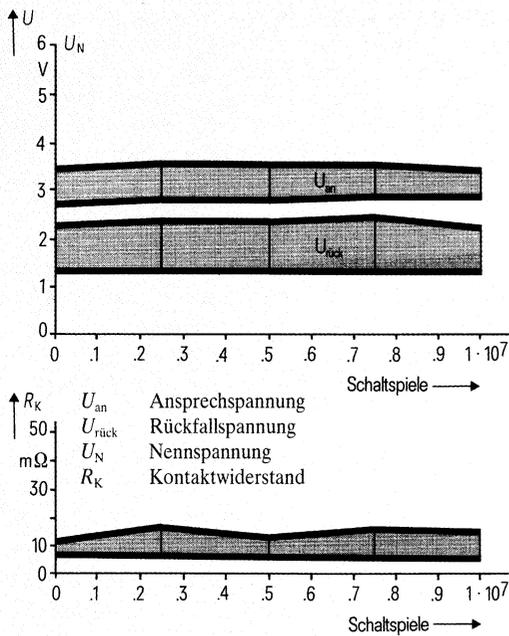
Die Forderungen an die Lebensdauer und besonders an die Zuverlässigkeit von Relais in der Kfz-Technik sind sehr hoch. In zahlreichen Tests mit betriebsnahen Belastungsbedingungen aus Kraftfahrzeuganwendungen wurden diese Forderungen erfüllt. Bei einem Test wurden mit dem Mini-Schaltrelais K Benzinpumpen gesteuert. Der Einschaltstrom betrug 18 A und der Dauerstrom 6 A bei einer Betriebsspannung von 13,5 V. Die ersten  $10^5$  Schaltspiele liefen bei einer Umgebungstemperatur von 20 °C ab, die weiteren  $1,5 \cdot 10^5$  Schaltspiele bei 100 °C. Bei jedem Schaltspiel wurden die Spannungsabfälle im Kontaktkreis der acht Prüflinge gemessen, in Klassen eingeteilt und gespeichert. **Bild 4** zeigt die Auswertung über die gesamte Versuchsdauer. Bei allen  $2 \cdot 10^6$  Schaltspielen ( $8 \text{ Prüflinge} \times 2,5 \cdot 10^5$  Schaltspiele) bleiben die Spannungsabfälle zwischen den Kontaktanschlüssen bei 6 A unterhalb von 75 mV.

Die Leistungsfähigkeit der Kontakte und die thermische Stabilität des Mini-Schaltrelais F wird durch das Ergebnis eines sehr harten Lebensdauer-Tests bei -40 °C und +125 °C unterstrichen. Bei einer Kontaktbelastung von 13,5 V und 20 A haben die Prüflinge 50000 Schaltspiele bei einer Umgebungstemperatur von 125 °C, anschließend je 25000 Schaltspiele bei -40 °C und

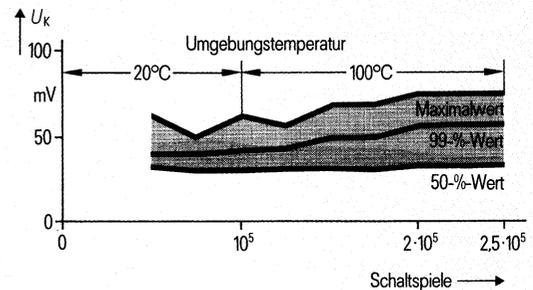
		Mini-Schaltrelais	
		K	F
Nennspannung $U_N$	V	6, 12, 24	
Ansprechspannung bei 20 °C	V	$\leq 0,7 \cdot U_N^*$   $\leq 0,7 \cdot U_N$	
Rückfallspannung bei 20 °C	V	$\geq 0,12 U_N$	
Zulässige Umgebungstemperatur	°C	-40 bis +85	
Ansprechzeit bei Nennspannung	ms	etwa 3	etwa 4
Rückfallzeit ohne Überspannungsschutz	ms	etwa 1,5	etwa 1
mit Widerstand 680 Ω parallel zur Spule	ms	-	etwa 1,5
mit Diode	ms	etwa 8	etwa 4
Schaltspannung, max	V./V <sub>N</sub>	60/75	
Schaltstrom, max			
Öffner - Kontakt, Ein/Aus	A	20/10	-
Schließer - Kontakt, Ein/Aus	A	60/20	60/20
Grenzdauerstrom	A	10	15
Spannungsabfall zwischen den Kontaktanschlüssen bei 10 A	mV	typisch 40	typisch 20
Mechanische Lebensdauer	Schaltspiele	$10^6$	
Prüfspannung Wicklung/Kontakt	V (eff.)	500	
Volumen	cm <sup>3</sup>	3,5	6,6
Schüttelfestigkeit 10 bis 200 Hz			
Öffner - Kontakt	9,81 ms <sup>-2</sup>	10	-
Schließer - Kontakt	9,81 ms <sup>-2</sup>	20	20

\* Sonderausführung  $0,5 \cdot U_N$

**Tabelle 1** Kenndaten der Mini-Schaltrelais

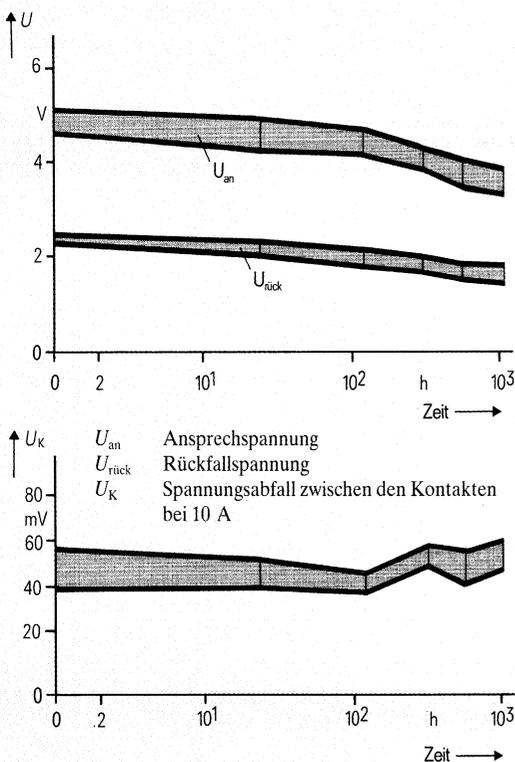


**Bild 2** Lebensdauererprobung beim Mini-Schaltrelais K, Kontaktlast 6 V, 100 mA



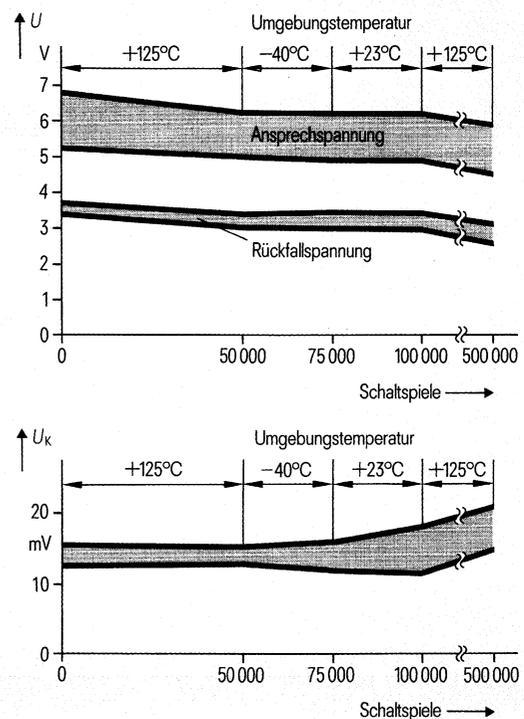
$U_K$  Spannungsabfall zwischen den Kontaktanschlüssen bei 6 A.  
 Jede Messung umfasst ein Intervall von 25000 Schaltspielen.  
 (25000 × 8 Kontakte = 200000 Meßwerte)

**Bild 4** Lebensdauererprobung beim Mini-Schaltrelais K mit einer Benzinpumpe, 13,5 V, 6 A, als Last



Betriebsspannung 14 V  
 Dauerstrom über die Kontakte 10 A  
 Zeit 1000 h

**Bild 3** Lebensdauer beim Mini-Schaltrelais K bei Lagerung in trockener Hitze mit einer Umgebungstemperatur von 85 °C



Schalthäufigkeit: 1 s ein, 2 s aus  
 Umgebungstemperatur: -40 °C; +23 °C; +125 °C  
 $U_K$  Spannungsabfall zwischen den Kontaktanschlüssen bei 10 A

**Bild 5** Lebensdauererprobung beim Mini-Schaltrelais F, Last 13,5 V, 20 A

+23 °C und dann weitere 400000 Schaltspiele bei 125 °C ausgeführt (**Bild 5**). Die Ansprech- und Rückfallspannungen sowie der Spannungsabfall an den Kontakten haben sich bei diesem Versuch kaum verändert.

In weiteren Tests (**Tabelle 2 und 3**) wurden Magnetkupplungen, Magnetventile, Motoren und Blinker gesteuert. In allen Applikationen haben sich die Mini-Schaltrelais K und F bewährt und damit die Forderungen mit Sicherheit erfüllt.

## Anwendungen der Kfz-Relais

Der zunehmende Einfluß der Elektronik im Auto steigert die Anwendung von Relais. Aufgrund ihres kleinen Volumens und ihrer Zuverlässigkeit sind Mini-Schaltrelais K oder Mini-Schaltrelais F besonders geeignet. **Bild 6** zeigt als Beispiel einen Blinker, der durch die Miniaturisierung des Relais gleichermaßen verkleinert werden konnte.

**Tabelle 4** weist auf weitere Anwendungen der Miniaturrelais im Auto hin. Der Vorteil des steckbaren Mini-Schaltrelais F liegt insbesondere dort, wo in einer Box viele Relais untergebracht werden müssen. Vorteile können sich aber auch bei neuen Systemkonzepten ergeben, z. B. bei dezentralen Leitungssystemen, bei denen jedes Relais nur einen Verbraucher zu schalten hat, statt mehrere Verbraucher gleichzeitig, wie bisher oft üblich. In diesen zukunftsorientierten Anwendungen werden Miniaturrelais auch verstärkt zum Einsatz kommen.

### Elektrische Lebensdauer

Last	U V	I <sub>ein</sub> A	I <sub>aus</sub> A	Kontaktart	Lebensdauer Schaltspiele Forderung	Ergebnis <sup>1)</sup>
Benzinpumpe	13,5	18	6	S	2 · 10 <sup>5</sup>	10 · 10 <sup>5 3)</sup>
Magnetkupplung <sup>4)</sup>	13,5	4	4	S	2 · 10 <sup>5</sup>	2,5 · 10 <sup>5 3)</sup>
Magnetventil	13,5	1,4	1,4	S, Ö	2 · 10 <sup>5</sup>	2,5 · 10 <sup>5 3)</sup>
Motor, blockiert	13,5	20	20	S	10 <sup>5</sup>	7 · 10 <sup>5</sup>
1 s ein, 4 s aus						
Motor-Reversierung	13,5	6	1	W	1,5 · 10 <sup>6</sup>	2 · 10 <sup>6</sup>
Blinker	13	58 <sup>2)</sup> /22	11	S	8 · 10 <sup>5</sup>	3,6 · 10 <sup>6</sup>
6 × 21 W + 3 W						

<sup>1)</sup> Die Versuche wurden bei dieser Schaltzahl abgebrochen (ohne Fehler)

<sup>2)</sup> Einschaltstrom nach dem Einschalten des Blinkers

<sup>3)</sup> 50% Schaltspiele bei 20 °C, 50% Schaltspiele bei 100 °C

<sup>4)</sup> Klimaanlage

S Schließer; Ö Öffner; W Wechsler

**Tabelle 2** Erprobungen mit dem Mini-Schaltrelais K

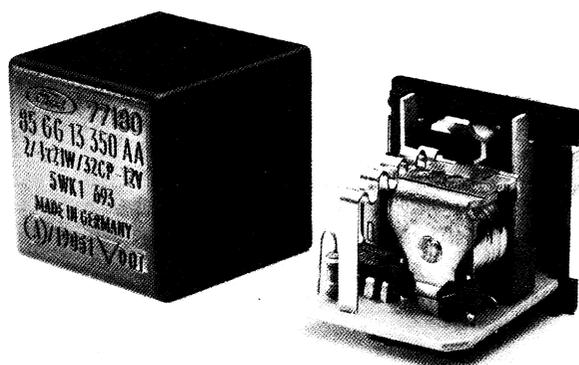
### Elektrische Lebensdauer

Last	U V	I <sub>ein</sub> A	I <sub>aus</sub> A	Lebensdauer Schaltspiele Forderung	Ergebnis
Lampe, Induktivität <sup>1)</sup>	13,5	60	20	0,5 · 10 <sup>5</sup>	0,5 · 10 <sup>5</sup>
Kompressormotor mit Pumpe	13,5	60	16	2 · 10 <sup>5</sup>	6 · 10 <sup>5</sup>
Widerstandslast	13,5	20	20	10 <sup>5 2)</sup>	5 · 10 <sup>5</sup>

<sup>1)</sup> Kombinierte Prüflast

<sup>2)</sup> 50% Schaltspiele bei 125 °C, 25% bei -40 °C, 25% bei 23 °C

**Tabelle 3** Erprobungen mit dem Mini-Schaltrelais F



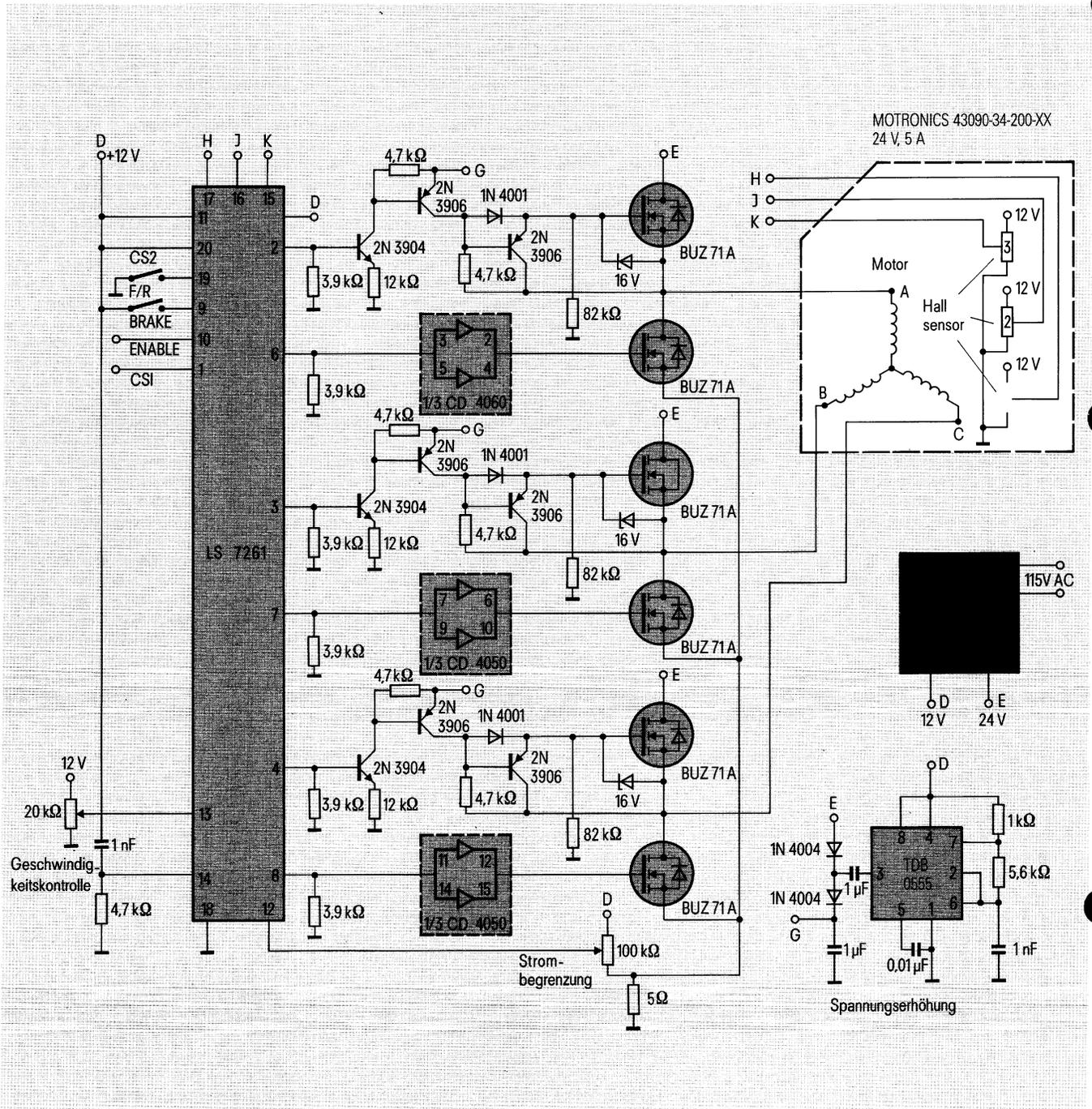
**Bild 6** Miniaturisierter Blinker mit einem Mini-Schaltrelais K

Anwendungen	Mini-Schaltrelais	
	K	F
Blinker	×	
Wisch-Wasch- Intervallschalter	×	
Motor-Reversierung	×	
Klimaanlage	×	
Türverriegelung (mit Motoren)	×	
Fensterheber	×	×
Benzinpumpe	×	
Scheinwerfer		×
Nebelscheinwerfer		×
Hupe		×
Lüftermotor		×

**Tabelle 4** Anwendungen von Miniaturrelais in Kraftfahrzeugen







**Bild 4** Halbbrückenschaltung, wie in Bild 2 dargestellt, für einen bürstenlosen Drehstrommotorantrieb

Diese Schaltung verdeutlicht die Anwendung der Spannungsaddition zur Erzeugung der zusätzlichen Gatesteuerspannung von 10 V für N-Kanal-SIPMOSFETs. Die Gatesteuerkreise entsprechen denen in Bild 2, sind jedoch für 24 V ausgelegt. Ein 1,0- $\mu$ F-Stützkondensator ist gleichfalls wieder vorgesehen, so daß die erhöhte Steuerspannung für drei separate Halbbrückenschaltungen eingesetzt werden kann.

### Zusammenfassung

N-Kanal-MOSFETs haben im Gegensatz zu P-Kanal-Transistoren einen niedrigeren Einschaltwiderstand und sind kostengünstiger.

Diese Vorteile können durch den Einsatz von N-Kanal-Typen für P-Kanal-Funktionen genutzt werden. Man erreicht dies durch Erzeugung einer Gatesteuerspannung, die mindestens 9 bis 10 V über der Drain-Versorgungsspan-

nung liegt. Die Gatesteuerspannung kann über einen freilaufenden Oszillator in einer Spannungsadditionsanordnung bereitgestellt werden. Da die o. g. Funktion durch eine einfache Schaltung mit kostengünstigen Bauteilen realisiert werden kann, ist sie besonders dort von Nutzen, wo die Kosten eine große Rolle spielen.

*Brad Hall*

Miro Glogolja  
John Kerr

## Schalten hoher Spannungen mit SIPMOS

Halbleiterschalter für hohe Spannungen wurden bisher mit Transistoren mit längeren Schaltzeiten und weniger leistungsfähigen Ansteuerschaltungen ausgeführt, als dies mit MOSFET möglich ist. Für Spannungen über 1000 V bietet sich die Reihenschaltung von 500-V-SIPMOS<sup>®</sup>-Transistoren an. Ein so aufgebauter Leistungsschalter mit zugehörigen Bauelementen und Ansteuerschaltung wird hier beschrieben.

Leistungs-MOSFET weisen die höchsten Schaltgeschwindigkeiten aller in der Energieumwandlung verwandten Transistoren auf. Zwar gibt es eine Reihe anderer Bauelemente, die in Schaltanwendungen eingesetzt werden, doch ist der MOSFET der einzige Transistor, der auch im Ultraschall-Frequenzbereich problemlos arbeitet. Im Augenblick sind MOSFET mit einer Durchbruchspannung von maximal 1000 V auf dem Markt erhältlich, obwohl Transistoren mit weit höheren Spannungswerten hergestellt werden könnten. Schwierigkeiten bei der Verarbeitung und wesentlich höhere Widerstandswerte des Chips je Flächeneinheit würden diese Typen jedoch wirtschaftlich uninteressant machen. Der Widerstand eines MOSFET steigt nämlich exponentiell mit der Spannung

$$R_{DS(on)} \sim U^{2,4}$$

Miro Glogolja,  
John Kerr,  
Siemens Components Inc.  
Colorado, Components Division,  
Broomfield, Colorado, USA

So ist es ab einem gewissen (recht hohen) Spannungspegel günstiger, zwei Transistoren in Reihe zu schalten, als einen Transistor mit der doppelten Spannungsfestigkeit einzusetzen. Ein einzelner Transistor mit dem gleichen Drain-Source-Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  und einer Drain-Source-Durchbruchspannung  $U_{(BR)DSS}$  wie zwei in Reihe geschaltete Transistoren zusammen würde viel mehr Chipfläche beanspruchen als diese zwei Transistoren, von denen jeder die Hälfte der angelegten Spannung übernimmt. Bei Anwendungen bis 1000 V kann man mehrere SIPMOS-Transistoren parallel schalten, um den Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  zu reduzieren. Eine andere Möglichkeit ist der Einsatz eines BIMOS-Schalters wie er von Hebenstreit [4] beschrieben wurde. Werden jedoch hohe Leistungen und schnelles Schalten bei Spannungen über 1000 V benötigt, ist die Auswahl der zur Verfügung stehenden Transistoren schon sehr eingeschränkt.

Eine neue Lösung zum Schalten von Spannungen über 1000 V sieht die Reihenschaltung von 500-V-SIPMOS-Transistoren vor.

Solch ein zusammengesetzter Schalter sollte im wesentlichen die gleichen

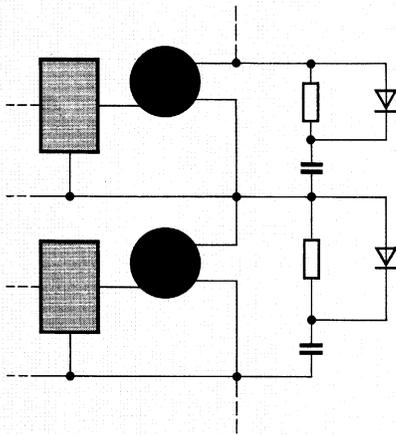
Schaltgeschwindigkeiten haben wie ein einzelner 500-V-Transistor.

Die rechnerische Sperrspannungsbelastbarkeit dieses Schalters entspricht der Summe  $U_{(BR)DSS}$  aller Einzeltransistoren und die Strombelastbarkeit der eines Einzeltransistors. In der Versuchsanordnung zur Veranschaulichung des oben beschriebenen Prinzips wurden fünf Transistoren BUZ 45 in Reihe geschaltet, was zu den Gesamtwerten von 2500 V, 9,6 A Gleichstrom und 3,0 Ω führte. Es könnten jederzeit auch mehr oder weniger Transistoren verwendet werden (siehe Bild 1). Die Höchstzahl der in Reihe schaltbaren Transistoren wird lediglich durch den physikalischen Aufbau und die Spannungsbelastbarkeit der Steuerschaltung beschränkt. Für die Steuerschaltung stehen einige Varianten zur Auswahl. Die hier vorgestellte ist eine leicht modifizierte Version der Schaltung nach Hebenstreit [1]. Diese Schaltung arbeitet mit einer Impulssteuertechnik und benutzt eine doppelte Leistungs-MOSFET-Ansteuerung.

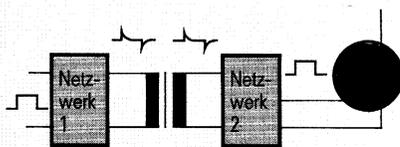
### Beschreibung der Steuerschaltung

SIPMOS-Steuerschaltungen lassen sich in zwei Gruppen einteilen: direkte Ansteuerungen und über Transformator betriebene Ansteuerungen.

Die direkte Ansteuerung ist im allgemeinen einfacher und wird dort eingesetzt, wo Steuerschaltung und Schalter auf dem gleichen Masseanschluß liegen. Auch wenn dies nicht der Fall ist, kann die direkte Methode angewandt werden. Dann ist jedoch die Schaltung nicht so einfach und leicht zu realisieren [2]. Eine über einen Transformator gekoppelte Steuerung wird verwandt, wenn der Schalter potentialmäßig hoch liegt oder eine Potentialtrennung zwischen Steuerschaltung und Leistungsschalter erforderlich ist. Es gibt zwei Arten transformatorgekoppelter Steuerschaltungen. Die gebräuchlichere Schaltung verwendet Transformatoren, die mit Rechtecksignalen und einem Tastverhältnis bis zu 50% arbeitet. In unserer Testanordnung wurde eine Steuerschaltung mit Impulsübertrager benutzt, da dieser kleiner ist und bei hohen Spannungen und Frequenzen ein besseres Verhalten zeigt als ein herkömmlicher Transformator. Darüberhinaus ist diese Schaltung leistungs-



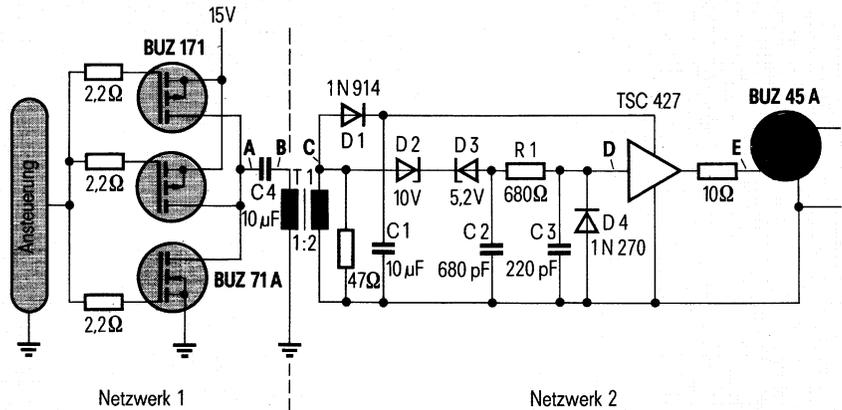
**Bild 1** Ein in Reihenschaltung zusammengesetzter SIPMOS-Schalter



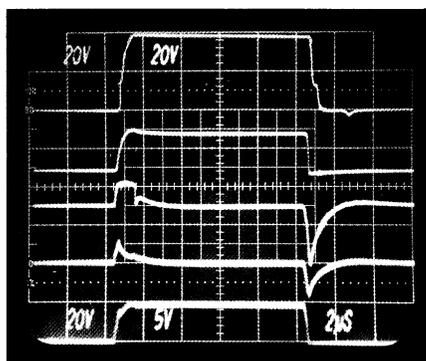
**Bild 2** Blockdiagramm einer Ansteuerungsstufe

dhiger und ermöglicht ein größeres Tastverhältnis, verglichen mit einer konventionellen Transformatoren-Steuer-schaltung. Der Impulsübertrager über-trägt Signale oder Energie in kurzen Impulsen bestimmter Dauer, während der normale Transformator mit einem Tastverhältnis bis maximal 50% arbeitet. Die Impulstechnik ermöglicht es, schon mit einer kleinsten Einschalt-dauer zu arbeiten, die der Einschaltimpulsweite entspricht. Daraus ergibt sich ein Tast-verhältnis, das von 5 bis maximal 90% frei wählbar ist. Das Blockdiagramm im **Bild 2** verdeutlicht den hier beschriebenen Betriebsablauf:

Das pulswidenmodulierte Eingangssignal gelangt in das Netzwerk 1, wird differenziert und zum Transformator weitergeleitet. Netzwerk 1 erzeugt einen positiven Impuls entsprechend der steigenden Flanke und einen negativen Im-



**Bild 3** Schaltbild einer einzelnen Ansteuerstufe



- E 5 V/T Gate-Source-Spannung
- D 5 V/T integriertes Signal zum Treiber
- C 20 V/T belastetes Sekundärwicklungssignal
- B 20 V/T differenziertes Steuersignal
- A 20 V/T Steuersignal

**Bild 4** Spannungsverläufe an den in Bild 3 gekennzeichneten Punkten A bis E

puls entsprechend der fallenden Flanke der pulswidenmodulierten Eingangsspannung. Die Impulse werden über den Transformator in das Netzwerk 2 gespeist. Hier wird der Impuls-integrator mit dem positiven Impuls ein- und mit dem negativen Impuls wieder abgeschaltet, wodurch die ursprüngliche pulswidenmodulierte Signalform wieder erreicht wird. Im folgenden wird die Funktionsweise der im **Bild 3** dargestellten Ansteuerschaltung ausführlicher beschrieben:

An der MOSFET-Gate-Source-Verbindung wird das integrierte Signal, das vom Netzwerk D2, C2, C3, R1 erzeugt wurde, durch die Ansteuerung (TSC 427) in eine Rechteckspannung umgewandelt. Hierbei ist es unerheblich, welche Treiberschaltung verwandt wird. Es kann auch eine Transistor-Emitter-gekoppelte Ansteuerung sein. D1, C1 nutzen den

positiven Impuls zur Erzeugung einer potentialfreien Stromversorgung durch Halbwellengleichrichtung. D2, C2, C3 bilden aus den positiven und negativen Impulsen annähernd rechteckförmige Signale, die zum Ansteuer-IC weitergeleitet werden. D3 bestimmt die Störfestigkeit und verhindert, daß C2, C3 unbeabsichtigt aufgeladen werden, was zu einem unerwünschten Einschalten des Transistors in der Abschaltphase führen würde. D4 legt den Eingang der integrierten Schaltung auf Masse und schützt vor Beschädigung durch Betrieb in Sperrichtung. Der Übertrager T1 leitet das pulswidenmodulierte Signal vom Netzwerk 1 zum Netzwerk 2. Einzelheiten über die Arbeitsweise der Schaltung und die Dimensionierung der Bauelemente lassen sich wie folgt beschreiben: Die Kurven im **Bild 4** wurden an den Punkten A bis E (Bild 3) gemessen. Das

Eingangssignal verläuft von A nach E. Kurve A zeigt das Steuersignal, das über C4 an die Primärwicklung des Transformators weitergegeben wird. Dieses Signal ist für alle in Reihe liegenden Steuerschaltungen gleich. C4 führt nur die Energie zu, die erforderlich ist zum Laden der Eingangswirkkapazität des Transistors BUZ 45 und zum Ausgleich der Verluste in den Steuerelementen, wie den Ruhestrom der Steuerschaltungen. Kurve B zeigt die positiven und negativen Impulse, die durch das Laden und Entladen von C4 entstehen. Kurve C ist das Sekundärwicklungssignal, belastet durch das Aufladen von C1, C2 und C3 und des Gates des BUZ 45. Der negative Impuls wird nicht unterbrochen, da C1 nicht entladen wird und die Energie vom Gate des Leistungs-MOSFET durch die Schaltung abgeleitet wird. Kurve D zeigt den IC-Eingang. Hier muß die Spannung über die 2,4 V Schwellenspannung des IC steigen. Es ist wichtig, die Wirkung des negativen Impulses zu verstehen. Er macht die Anode der Diode D2 negativ bezogen auf das Source-Potential des MOSFET. Über D2 werden C2 und C3 bis -1 V (Durchlaßspannung  $U_f$  von D4) entladen. R1 bewirkt eine entsprechende Zeitkonstante, um den IC-Eingang während der längsten Abschaltdauer (niedrigstes Tastverhältnis) inaktiv zu halten. Sollten Streuinduktivitäten des Übertragers T1 die Diode D2 in Vorwärtsrichtung betreiben, dann verhindert D3, daß C2 und C3 positiv geladen werden und damit den IC einschalten. Die Dimensionierung der Bauteile richtet sich nach der Betriebsfrequenz und dem zu erwartenden größten Tastverhältnis. Die zu übertragende Leistung  $P_T$  läßt sich wie folgt bestimmen:

$$P_T = \frac{C_{iss} \cdot U_{gs}^2 \cdot f}{2} = U_{IC} \times \text{Tastverhältnis}$$

wobei

- $C_{iss}$  die Eingangswirkkapazität des MOSFET ist und
- $U_{gs}$  die optimale Gatespannung.
- $I_{IC}$  ist der Ruhestrom des IC während der Einschaltdauer der Schaltung und
- $U$  die Spannung, die über C1 an die Steuerschaltung gegeben wird.

Ist  $P_T$  bekannt, kann C1 so bemessen werden, daß er diese Energie bei minimalem Spannungsabfall speichert. (Da der Reststrom nur unerheblich ist, ist auch der Spannungsabfall gleichermaßen vernachlässigbar.)

$C_1$  wird folgendermaßen berechnet:

$$C_1 = \frac{2 P_T}{U_{gs}^2 \cdot f}$$

Für die Bestimmung der Kerneigenschaften des Übertragers T1 und des Wicklungsverhältnisses ist eine genaue Berechnung der zu übertragenden Leistung erforderlich. Bei vorgegebenen Volt-Sekunde-Werten des Transformators ergibt sich ein Mindestastverhältnis durch Erhöhung der Versorgungsspannung und der dadurch erzielten Reduzierung der Pulsbreite. Die Größe von C4 (Primärkoppelkondensator) wird durch die anstehende Primärspannung und die Wirkinduktivität (T1) bestimmt. Streu- und Querinduktivität sollten möglichst klein gehalten werden. Eine hohe Induktivität begrenzt das Aufladevermögen des Kondensators C4, was wiederum eine höhere Primärspannung und/oder ein höheres Wicklungsverhältnis notwendig macht. Im Siemens-Datenbuch 86/87 »Ferrite« sind Einzelheiten über den Aufbau der Transformatoren angegeben.

Die Z-Spannung  $U_{Z(D2)}$  ergibt sich aus der Pulsspannungsspitze  $U_P$ , der Durchlaßspannung  $U_{f(D3)}$  der Diode D3 und dem Anteil  $I_{C3} \cdot R_1$ , wobei  $I_{C3}$  der Strom ist, der benötigt wird, um C3 zu laden:

$$U_{Z(D2)} = -U_P + U_{f(D3)} + I_{C3} \cdot R_1$$

Geringe Toleranzwerte bei der Auswahl der Bauteile reduzieren die Verzögerungszeiten der Schaltung. Es sollte jedoch berücksichtigt werden, daß MOSFET eine Abweichung von  $\pm 1$  V gegenüber der Schwellenspannung und eine Toleranz bei der Übertragungssteilheit aufweisen, die sich beide auf die Verzögerungszeiten des Schalters auswirken.

## Testschaltung

Bild 5 zeigt ein Blockschaltbild einer einfachen induktiven Ladeschaltung, die sehr häufig zur Bestimmung der induktiven Abschalteneigenschaften von bipolaren Transistoren verwandt wird. Diese

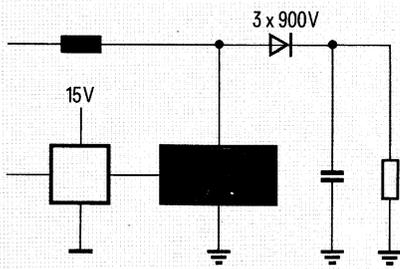
Anordnung wurde eingesetzt, um das typische Abschaltverhalten und die hohe Spannungsfestigkeit des vorgeschlagenen Schalters zu demonstrieren.

Die Induktivität ist so gewählt, daß eine Mindestspannung von 2000 V bei 10 A erzeugt wird, unter der Annahme, daß der Mindestwert von  $di/dt = 71.4$  A/ $\mu$ s ist ( $t_{fmax} = 140$  ns). Die Einschaltzeit kann hierbei zwar nicht gemessen werden, doch ist es nach Meinung der Verfasser in diesem Fall ausreichend, nur das Abschaltverhalten aufzuzeigen. Das Einschalten des BUZ 45 unterscheidet sich vom Abschalten nur durch die wesentlich kürzere Verzögerungszeit  $t_{d(on)max} = 75$  ns gegenüber  $t_{d(off)} = 430$  ns. Die Anstiegszeit ist etwas kürzer als die Abfallzeit,  $t_{rmax} = 120$  ns und  $t_{fmax} = 140$  ns. Der Verbraucher in der Testschaltung ist eine Kombination aus parallelgeschaltetem Widerstand und Kondensator, um die Abschaltspannungsspitzen auf eine gewünschte Höhe zu begrenzen.

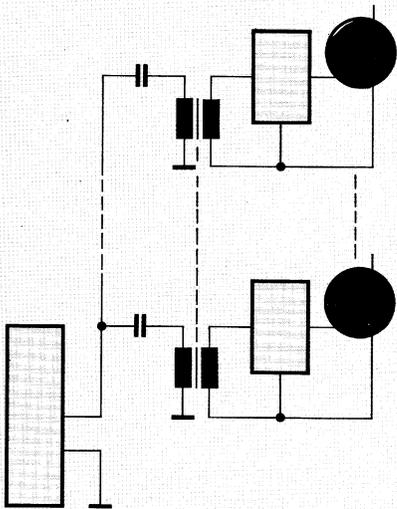
## Beschreibung des Leistungsschalters

Bild 6 zeigt den hier beschriebenen Schalter als Blockschaltbild. Die Anzahl der Transistoren ist nicht angegeben, doch sind bei optimaler Spannungsteilung und ohne Sicherheitstoleranzen für eine Testspannung von 2000 V mindestens vier Transistoren erforderlich. Die praxisbezogenere Lösung würde für Transistoren und 25% Toleranz bei nicht optimaler Spannungsteilung vorsehen.

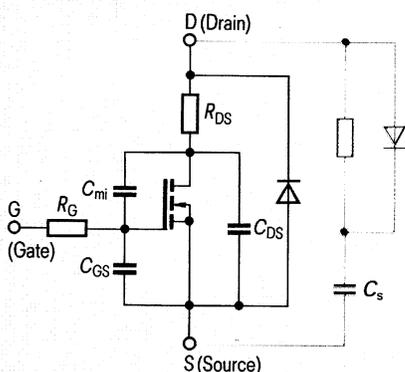
Bild 7 zeigt das Ersatzschaltbild eines Bauelements mit einer zusätzlichen bekannten RCD-Beschaltung. Eine solche Beschaltung ist bei SIPMOS-Transistoren normalerweise nicht erforderlich, da hier nur sehr geringe Eigenverluste beim Abschalten entstehen. Die Maßnahme dient hauptsächlich zur Unterdrückung von Spannungsüberschwingungen beim Abschalten. Bei dem beschriebenen Hochspannungsschalter werden RCD-Schaltungen eingesetzt, um eine gleichmäßige Spannungsverteilung auf jede Stufe zu gewährleisten. Die Senkung der Schaltverluste ist sicherlich vorteilhaft, doch in diesem Fall zweitrangig. Die Notwendigkeit des Spannungsausgleichs ergibt sich bei genauerer Betrachtung der Bilder 7 und 8, woraus ersichtlich wird, daß SIPMOS-Transistoren als ver-



**Bild 5** Anordnung zur Untersuchung des Hochspannungsschalters



**Bild 6** Verknüpfung der einzelnen Schaltstufen



**Bild 7** SIPMOS-Ersatzschaltbild mit RCD-Beschaltung

änderliche Widerstände mit spannungsabhängigen Kapazitäten angesehen werden können.

Es wird deutlich, daß die statische Spannung optimal geteilt wird, wenn alle Transistoren die gleiche Ausgangskapazität  $C_{oss}$  haben. Dies kann nur erreicht werden, wenn alle Bauteile aufeinander abgestimmt sind. Doch auch bei übereinstimmenden Ausgangskapazitäten und vorgegebener Spannung ist die Wahrscheinlichkeit sehr hoch, daß die in Reihe geschalteten Transistoren nicht die gleichen Schaltzeiten haben. Aus diesem Grund ist eine RCD-Beschaltung für jeden Transistor notwendig, um eine dynamische Spannungsteilung sicherzustellen. Der Schutzkondensator sollte eine sehr geringe Kapazität haben, um die Umladungsverluste in der Schutzschaltung zu begrenzen, die sich ergeben aus

$$P_{Smax} = \frac{1}{2} C_s U^2 f$$

mit

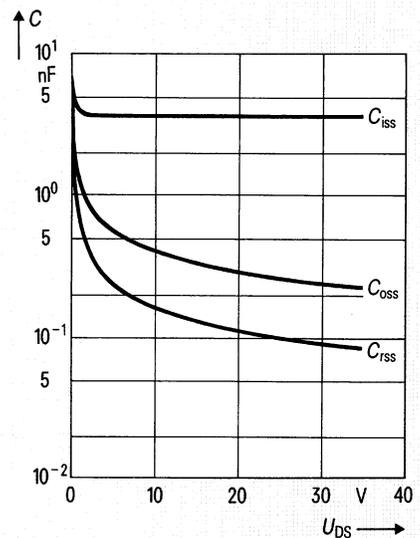
$U$  Spitzenspannung am Transformator,  
 $C_s$  Kapazität der RC-Schaltung,  
 $f$  maximale Betriebsfrequenz.

Die maximale Spannung an jedem Schutzkondensator kann nicht größer sein als die maximale Sperrspannung jedes Transistors, hier 500 V. Die sorgfältigste Schaltungsauslegung muß die längste Abschaltzeit und den größten Unterschied zwischen den Verzugszeiten der einzelnen Stufen berücksichtigen. Der Kondensator im Schutzglied der zuerst abschaltenden Stufe wird solange mit dem vollen Laststrom aufgeladen, bis auch die letzte Stufe abschaltet. Dies kann eine deutliche zusätzliche Spannung in einer Stufe erzeugen. Daher muß der Schutzkondensator so bemessen sein, daß die Spitzenspannungen unter der Durchbruchspannung der einzelnen Transistoren gehalten werden. Die Spannung am Transistor während des Abschaltens ergibt sich zu

$$U_o = \frac{I_m \cdot \Delta t_f}{2C_s}$$

während die zusätzliche Spannung aufgrund der permanenten Aufladung in der  $t_{doff}$ -Phase

$$U = \frac{I_m \cdot \Delta t_{doff}}{C_s} \text{ ist.}$$



Typische Kapazitäten  $C = f(U_{DS})$   
 Parameter:  $U_{GS} = 0$ ,  $f = 1 \text{ MHz}$

**Bild 8** Typischer Verlauf der parasitären Kapazitäten beim SIPMOS-Transistor BUZ 45 in Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung

Die Gesamtspannung ist die Summe der beiden o. g. Spannungen, wobei sich die Mindestkapazität errechnet aus

$$C_{Smin} = \frac{I_m \cdot t_{imax} + 2 I_m \cdot t_{d(off)max}}{2U_{(BR)DSS}}$$

Mit  $I_m = 10 \text{ A}$ ,  $t_{imax} = 140 \text{ ns}$ ,  $t_{doff} = 100 \text{ ns}$  und  $U_{DSS} = 500 \text{ V}$  ergibt sich eine Kapazität  $C_{Smin} = 3400 \text{ pF}$ . Dieser ziemlich große Wert führt zu einem gesamten Abschaltverlust der Schutzschaltung von 42,5 W bei 20 kHz. Legt man jedoch einen zusätzlichen Einschaltverlust von 30 W (bei einer Schutzschaltung mit 30  $\mu\text{H}$ ) und 5  $\Omega$  als maximalen Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  bei 105 °C Sperrschichttemperatur zugrunde, ergibt sich ein gesamter Schaltungsverlust von 1,61% der Nennleistung von 20 kW bei einem Tastverhältnis von 50%. Dies ist für den Betrieb bei 20 kHz und 2000 V ein ausgezeichneter Wert. Die Berechnung geht davon aus, daß die Verzögerungszeiten der einzelnen Ansteuerstufen gleich sind. Gibt es keine Unterschiede bei den Abschaltverzögerungen zwischen den Stufen, ist die Min-

destkapazität mit 1400 pF beträchtlich geringer:

$$C_{Smin} = \frac{I_m \cdot t_{fmax}}{2U_{(BR)DSS}}$$

Auch bei diesem Wert wurde eine gleichbleibende Spannungsaufteilung gut erreicht, weil  $C_{Smin}$  drei- bis viermal größer ist als die Ausgangskapazität  $C_{oss}$  und hierdurch die Kapazitätsunterschiede zwischen den Stufen verringert werden. Je größer  $C_S$ , desto besser die Spannungsteilung des Schalters. In dieser Testschaltung werden durch den Kapazitätswert von 2000 pF die Größe des Widerstandes in der RCD-Beschaltung und die damit verbundenen Verluste sehr klein. Werden durch Verzögerungszeiten begründete Einflüsse vernachlässigt, und hat eine Stufe eine Ausgangskapazität  $C_{oss} = 250$  pF und  $C_S = 1900$  pF (-5% Toleranz), während alle anderen Stufen  $C_{oss} = 400$  pF und  $C_S = 2100$  pF (+5% Toleranz) aufweisen, liegt die höchste statische Spannungsbelastung von 450 V an der Stufe mit der kleinsten Kapazität.

$$U_{CL} = \frac{U_{max} C_2}{C_1 + C_2}$$

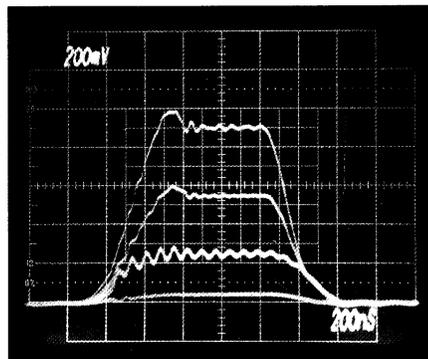
mit

$$C_1 = C_{ossmin} + C_{Smin} \text{ und}$$

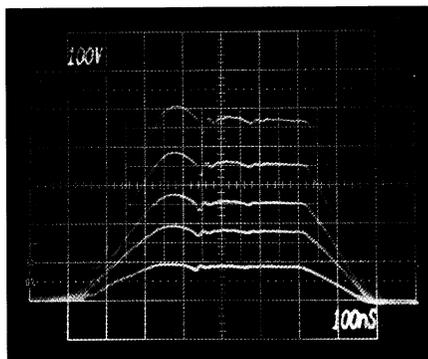
$$C_2 = \frac{C_{ossmax} + C_{Smax}}{4}$$

## Testergebnisse

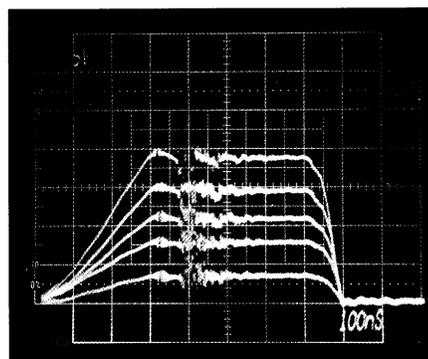
Die Testergebnisse zeigen eindeutig, daß die wichtigste Voraussetzung für einen einwandfreien Betrieb die Spannungsaufteilung ist. Im **Bild 9** ist zu sehen, wie die zwei oberen Stufen den größten Teil der Spannung sperren, wenn dort kein Schutzkondensator eingebaut wird. Die Spannungskurven beziehen sich auf den gemeinsamen Masseingang. Jede Stufe sollte differentiell gemessen werden, doch ist es bei den vorliegenden Spannungsspitzen sehr schwierig, Differenzmessungen durchzuführen. Die einseitigen Messungen und das Übereinanderlegen der Kurven haben sich in diesem Fall als ausreichend genau erwiesen. **Bild 10** zeigt eine Niederspannungsteilung bei geringer Last mit einem 2000-pF-Schutzkondensator. Bei niedriger Spannung ist



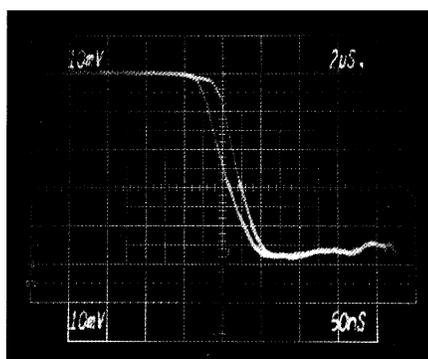
**Bild 9** Spannungsaufteilung an den einzelnen Stufen ohne RCD-Beschaltung



**Bild 10** Spannungsaufteilung an den einzelnen Stufen bei Teillastbetrieb



**Bild 11** Spannungsaufteilung an den einzelnen Stufen mit 2 kV am Schalter



**Bild 12** Ausschaltverhalten bei 10 A Laststrom und größter Verzögerungszeit zwischen den einzelnen Stufen

der Einfluß der Ausgangskapazität  $C_o$  am größten, weil sie sich bei kleiner Drain-Source-Spannung dynamisch vergrößert.

**Bild 11** zeigt die Spannungsteilung bei 2000 V Abschaltspannung. Die Spannungsteilung ist gleichbleibend. Die höchste Beanspruchung erfolgt in der obersten Stufe und liegt bei 500 V. Daraus ergibt sich, daß der Schalter bis 2000 V mit ausreichender Toleranz betrieben werden kann. Die Abfallzeit bei 10 A, wie in **Bild 12** dargestellt, liegt bei etwa 70 ns, was sicherlich schnell genug ist. Eine weitere Verbesserung wäre bei Bedarf möglich durch die Verkleinerung des Vorwiderstands der Steuerschaltung [4]. **Bild 12** zeigt außerdem noch den größten Unterschied zwischen den Abfallzeiten, aufgrund unterschiedlicher Verzögerungszeiten der einzelnen Stufen.

Die Verzögerungszeitdifferenz  $t_{doff}$  ist viel kleiner als erwartet und mit etwa 25 ns bei 2 A und 20 ns bei 10 A praktisch gleich. Aus diesem Grund ist ein 2000-pF-Kondensator ausreichend, um eine gute Spannungsteilung zu gewährleisten.

Durch die Auswahl entsprechender Schutzschaltungskondensatoren kann eine optimale Spannungsaufteilung erzielt werden.

## Schrifttum

- [1] Hebenstreit, E.: Switching Stages with Reverse Voltages up to 1000 V Implemented with SIP-MOS FETs. Proceedings of the 1st International MOTORCON. Chicago 1981, S. 6B. 1-1 bis 1-7
- [2] Kerr, J.: High Side Switching with N-Channel MOSFETs, Electronic Products Magazine, Februar 7, 1984
- [3] Ferrite. Siemens-Datenbuch 1986/87, S. 495 bis 498.
- [4] Hebenstreit, E.: A New BIMOS Switching Stage for 10 kW Range. Proceedings of the 6th international PCI Conference. Orlando, Florida 1983, S. 140 bis 145

Das so aus einem Zeigerdiagramm abgeleitete Bestromungsmuster für einen Zweiphasen-Schrittmotor läßt sich in ein Bestromungsdiagramm für die Wicklungen A und B übernehmen (Bild 9b). Das Diagramm zeigt, wie die Wicklungen eines Zweiphasen-Bipolarschrittmotors für Vollschrittbetrieb angesteuert werden müssen.

### Halbschritt

Während beim Vollschritt immer beide Wicklungen bestromt sind, ist beim Halbschrittbetrieb bei jedem zweiten Schritt eine Wicklung unbestromt, was dazu führt, daß sich der Läufer nur um einen halben Schritt bewegt. Diese Zwischenschritte sind auch dem Zeigerdiagramm in Bild 10a zu entnehmen. In den Stellungen 2, 4, 6 und 8 ist nur jeweils eine Wicklung bestromt. Wie schon beim Vollschrittbetrieb, kann das Bestromungsdiagramm für Halbschrittbetrieb (Bild 10b) aus dem Zeigerdiagramm abgeleitet werden.

Für eine volle Umdrehung des Läufers im Halbschrittbetrieb sind acht Schritte erforderlich, doppelt so viele wie beim Vollschrittbetrieb.

Vibrationen und Resonanzen beim Beschleunigen und Bremsen des Schrittmotors können durch Halbschrittansteuerung vorteilhaft reduziert werden.

Nachteilig ist das geringere Haltemoment bei jedem Halbschritt, weil nur eine Wicklung erregt ist. Durch die unterschiedliche Erregung ist auch die Positioniergenauigkeit geringer als bei Vollschrittansteuerung.

### Viertelschritt

Bei der Realisierung des Viertelschrittbetriebs nutzt man die Möglichkeit, zwischen den beiden Halbschrittstellungen (zwei Wicklungen bestromt – eine Wicklung bestromt) eine weitere Positionierung vorzunehmen, indem die eine Wicklung ganz und die andere Wicklung halb bestromt wird. Dies ist im Zeigerdiagramm für Viertelschrittbetrieb (Bild 11a) in den Positionen 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14 und 16 zu sehen. Das daraus resultierende Bestromungsdiagramm für Viertelschrittbetrieb zeigt Bild 11b. Für eine Umdrehung des Läufers sind 16 Schritte erforderlich. Der Vorteil beim Viertelschrittbetrieb ist eine weitere Resonanzverminderung. Nachteilig sind die großen Schrittwinkeltoleranzen.

# Start-Stop-Betrieb des Langzeittimers SAB 0529 mit nur einer Taste

Im normalen Betrieb des Langzeittimers SAB 0529 erfolgt der Zeitstart mit einer Taste, die den Starteingang S mit der Versorgungsspannung  $U_s$  kurzschließt. Nach Drücken dieser Starttaste (während des Zeitablaufes) beginnt der Zeitablauf von vorne, d. h. der Zeitablauf ist retrIGGERBAR. Ein Rücksetzen des Langzeittimers während des Zeitablaufes mit derselben Taste ist ohne zusätzliche Beschaltung nicht möglich. Zum Rücksetzen ist eine separate Resettaste, die die Verbindung der Programmierausgänge mit dem Resetanschluß trennt, erforderlich (Bild 1).

Oftmals sind aber andere Bedingungen, z. B. eine Startverriegelung oder ein Start-Stop-Betrieb mit nur einer Taste gefordert, um eine zusätzliche Sicherheit

zu erreichen. Mit einer Logikschaltung kann der Start-Stop-Betrieb des Timers mit nur einer Taste realisiert werden.

### Startverriegelung

Bild 2 zeigt eine Schaltung, die einen Start während des Zeitablaufes verhindert. Der Ausgang des Timers ist mit dem Eingang eines UND-Gatters verbunden. Vom zweiten Eingang des UND-Gatters führt eine Verbindung zur Starttaste. Der Ausgang des Gatters liegt am Starteingang des Timers.

Nach erfolgtem Start geht der Ausgang auf LOW-Potential. Dieses Signal wird zurückgekoppelt auf Eingang 1 des Gatters und sperrt damit jeden Retriggerversuch während des Zeitablaufes. Erst

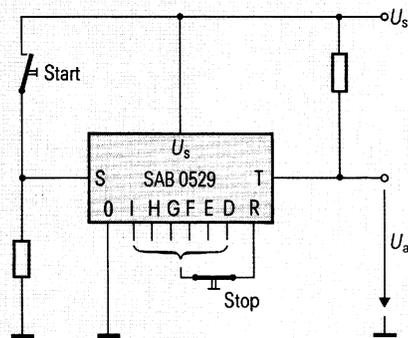


Bild 1 Prinzipschaltbild des Timerbausteins SAB 0529 im normalen Betrieb mit Start- und Stop-Taste

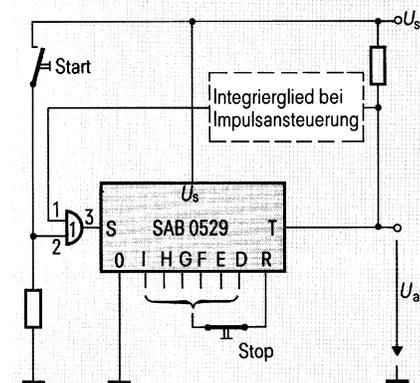
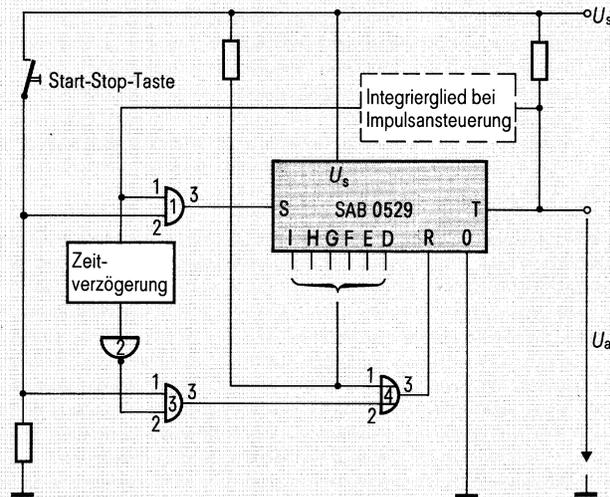


Bild 2 Prinzipschaltbild einer Startverriegelung mit Integrierglied bei Impulsansteuerung der Ausgangsstufe



**Bild 3 Start-Stop-Betrieb des Timers SAB 0529 mit nur einer Taste (Prinzipdarstellung)**

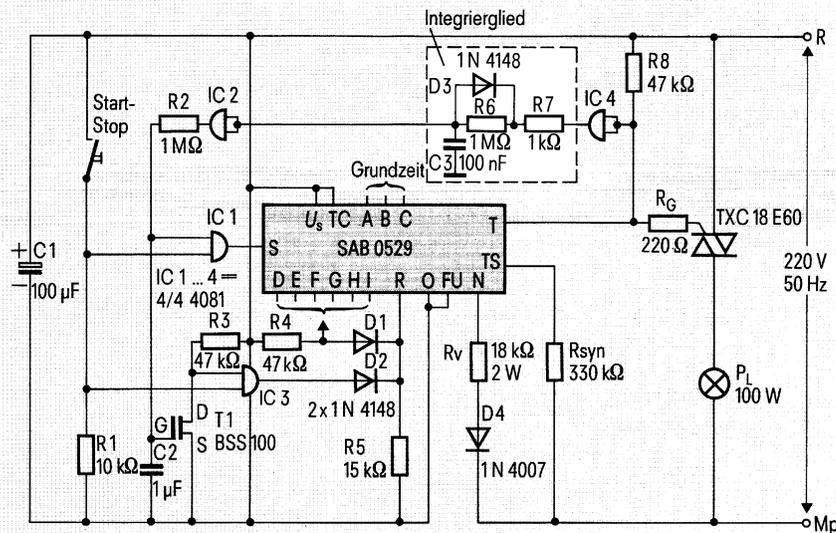
### Anwendungsschaltung (Bild 4)

In der Praxis läßt sich die Logikschaltung nur mit einem 4fach-UND-CMOS-Baustein 4081 realisieren, da die verschiedenen Gatter nicht als ein Baustein erhältlich sind. Das im Prinzipschaltbild (Bild 3) gezeigte ODER-Glied wird durch die Bauteile D1, D2 und R5, der Inverter durch T1 ersetzt. Die Impulsansteuerung des Triacs erfordert ein Integrierglied.

### Funktion des Integriergliedes

Bei HIGH-Potential am Timerausgang T liegt auch HIGH-Potential am Ausgang von Gatter 4. Es fließt ein C3-Ladestrom über die Widerstände R7 und R6. Solange der Ausgang des Timers auf HIGH-Potential liegt, hat damit auch Gatter 2 dieses Potential (Bild 5).

Durch Betätigen der Start-Stop-Taste erfolgt die Triacimpulsansteuerung (Bild 6). Alle 10 ms schaltet der offene Kollektorausgang des Timers kurzzeitig nach Timer 0 (Masse). Die Restspannung des Ausgangs beträgt etwa 1,5 V. Gatter 4 dient daher als Schwellenwertschalter mit einer Schwelle, die der halben Betriebsspannung entspricht (etwa 3,4 V). Die kurzzeitigen LOW-Impulse am Ausgang des Gatters 4 entladen schlagartig den Kondensator C3 über D3 und R7. R7 begrenzt diesen Entladestrom auf einen zulässigen Wert. Die Aufladezeitkonstante  $C_3 \cdot (R_6 + R_7)$  wurde  $\geq 10$  ms gewählt, so daß Gatter 2

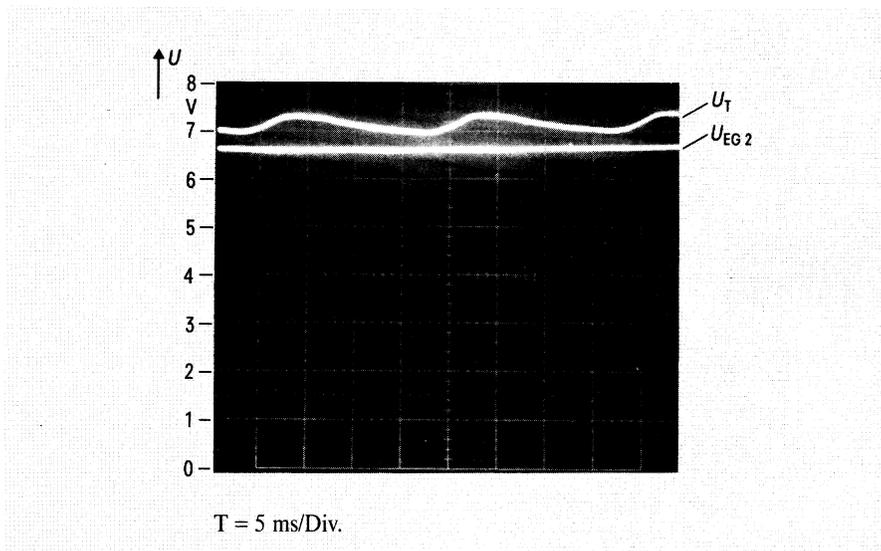


**Bild 4 Schaltbild für den Start-Stop-Betrieb des Timers mit nur einer Taste**

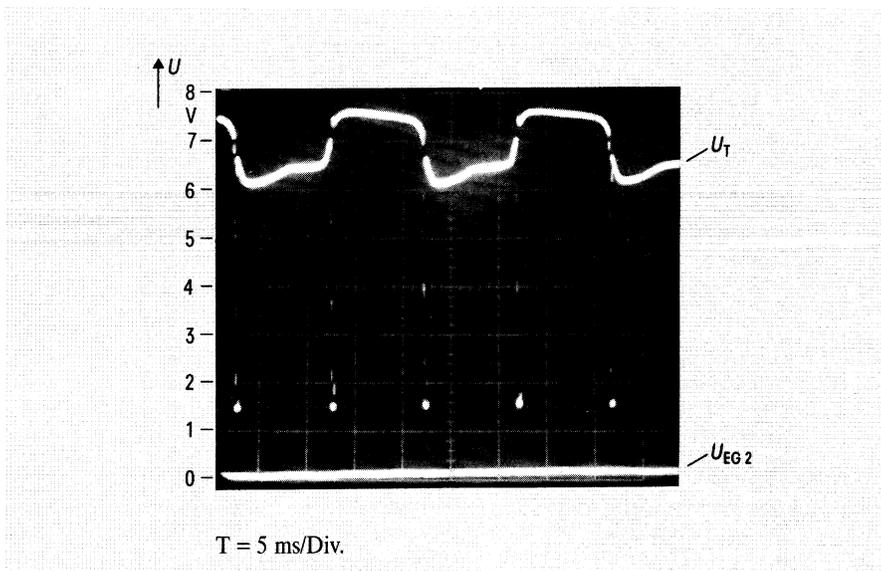
nach Ablauf der Verzögerungszeit (HIGH-Potential am Ausgang T) kann wieder gestartet werden. Arbeitet der Ausgang T des Timers im Impulsbetrieb (Triacsteuerung), so muß ein Integrierglied zwischen Ausgang und Gattereingang geschaltet werden, um eindeutiges LOW-Potential zu erhalten. Die Startverriegelung und eine Resetlogik führen zum Start-Stop-Betrieb des Timers mit nur einer Taste.

### Funktionsprinzip des Timers mit nur einer Taste (Bild 3)

Nach Betätigen der Starttaste beginnt der Zeitablauf. Der Ausgang T geht auf LOW-Potential. Gatter 1 blockiert damit den Starteingang S. Das Ausgangssignal wird gleichzeitig einer Verzögerungsstufe zugeführt. Die Verzögerungsstufe verhindert, daß noch während der betätigten Starttaste der Timer zurück-



**Bild 5** Spannungsverlauf am nichtaktivierten Timerausgang und am Eingang von Gatter 2



**Bild 6** Spannungsverlauf am aktivierten Timerausgang und am Eingang von Gatter 2

während des Impulsbetriebes eindeutig LOW-Potential erhält.

### Zeitverzögerungsstufe

Die Zeitverzögerungsstufe ist notwendig, um noch während des Startens ein Rücksetzen zu vermeiden.

Vor dem Start wird der Kondensator C2 über R2 auf nahezu  $+U_S$  aufgeladen. Der Transistor T1 ist durchgeschaltet, so daß am Eingang des UND-Gatters 3 LOW-Potential liegt. HIGH-Impulse am zweiten Eingang des Gatters 3 gelangen somit nicht zum Resetanschluß.

Nach dem Starten des Timers hat Gatter 2 LOW-Potential. C2 entlädt sich über R2. Sobald die Schaltschwelle am SIPMOS-Kleinsignaltransistor BSS 100 von typ. 2 V unterschritten wird, ist der Drain-Source-Kanal von T1 gesperrt und der Eingang des Gatters 3 erhält HIGH-Potential. Damit kann ein Reset durch Betätigen der Start-Stop-Taste erfolgen. Die Entladezeitkonstante  $C_2 \cdot R_2$  beträgt etwa 1 s. Wird eine längere Tastenbetätigungszeit gewünscht, so ist die Zeitverzögerung ( $C_2 \cdot R_2$ ) entsprechend zu vergrößern.

*Bernhard Schwager*

Georg Huba

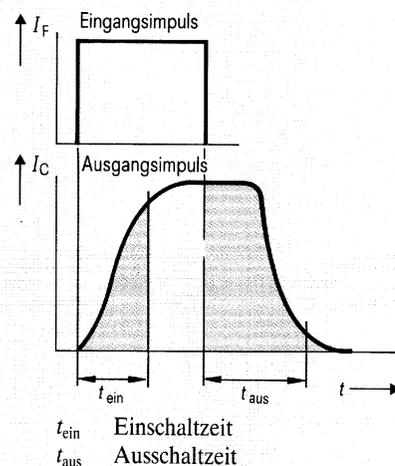
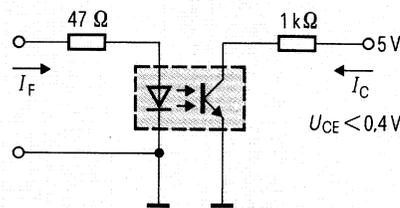
## Verkürzung der Schaltzeiten von Standard-Optokopplern

Die Ausschaltzeiten von preisgünstigen Standard-Optokopplern liegen derzeit in der Größenordnung von 15 bis 50  $\mu\text{s}$ . Anhand von sechs Schaltungsvarianten werden einige Möglichkeiten vorgestellt, die Ein- und Ausschaltzeiten bis etwa 1,5  $\mu\text{s}$  zu verkürzen. Damit eröffnen sich diesen Optokopplern neue Einsatzgebiete.

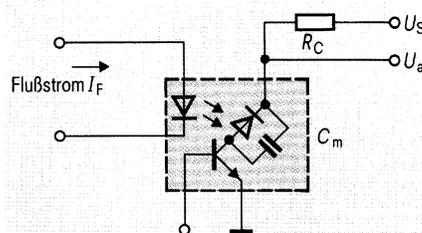
Die Optokoppler der Typenreihen SFH..., CNY... und 4N... bestehen jeweils aus einer GaAs-Lumineszenzdiode als Sender und einem Si-Fototransistor als Empfänger. Die Ausschaltzeiten liegen im Sättigungsbetrieb (s. Bild 1) derzeit in der Größenordnung 15 bis 50  $\mu\text{s}$ . Um diese preisgünstigen Optokoppler auch für Anwendungen, in denen kürzere Schaltzeiten gefordert werden, interessant zu machen, werden einige Schaltbeispiele vorgestellt, mit denen Ausschaltzeiten bis etwa 1,5  $\mu\text{s}$  ermöglicht werden.

Im Empfangstransistor ist die Basis-Kollektor-Diode als Fotodiode ausgebildet, die bei Bestrahlung mit Photonen einen Basisstrom hervorruft. Bild 2 zeigt eine Optokoppler-Übertragungsschaltung im Ersatzschaltbild.

Die lange Ausschaltzeit des Optokopplers entsteht vor allem durch die Kapazität der Basis-Kollektor-Diode (Millerkapazität  $C_m$ ), deren Ladungen nur über den relativ niedrigen Sperrstrom der Fotodiode bzw. über die hochohmige Basis-



**Bild 1** Meßschaltung und Zeitdiagramm zur Bestimmung der Verzögerungszeiten eines Optokopplers



**Bild 2** Ersatzschaltbild einer Optokoppler-Übertragungsstrecke

Emitter-Strecke des Empfangstransistors entladen werden können. Wesentlich kürzer (Faktor 5) gegenüber der Ausschaltzeit ist die Einschaltzeit, da die Millerkapazität durch den Photonenstrom der Sendediode »niederohmig« aufgeladen wird.

Demzufolge gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten, die Schaltzeiten eines Optokopplers zu verkürzen:

1. durch technologische Maßnahmen die Millerkapazität zu minimieren;
2. durch Beschaltungsmaßnahmen die Entladezeit bzw. Ladezeit der Millerkapazität zu verringern.

An dieser Stelle werden ausschließlich Schaltungsvarianten vorgestellt, die sich auf die Entladezeiten der Millerkapazität auswirken. Dabei wird der Optokoppler SFH 601-4 eingesetzt, der laut Datenblatt folgende technische Daten erfüllt:

Stromübertragungs-

verhältnis: 160 bis 320%,  
Einschaltzeit: 6  $\mu\text{s}$  ( $\leq 10,5 \mu\text{s}$ ),  
Ausschaltzeit: 25  $\mu\text{s}$  ( $\leq 43 \mu\text{s}$ ).

Die Zeiten werden nach Bild 1 bestimmt.

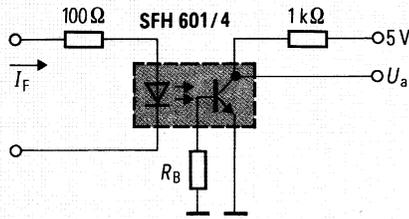
### Verwendung eines Basiswiderstandes zur Schaltzeitverkürzung

Die einfachste Möglichkeit, die Ladungsträger aus der Basis abzuführen, bietet ein Basiswiderstand  $R_B$ .

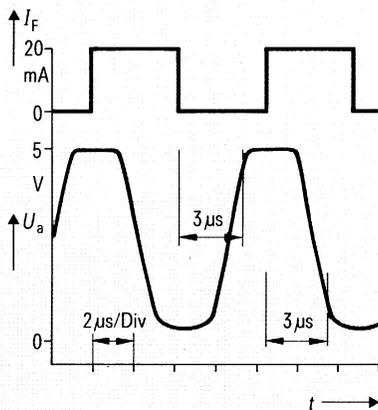
Bild 3 zeigt die Schaltung und das Oszillogramm bei optimiertem  $R_B$ . Mit dieser einfachen Maßnahme lassen sich die Ein- und Ausschaltzeiten auf etwa 3  $\mu\text{s}$  verkürzen. Allerdings wird dadurch das Stromübertragungsverhältnis auf  $< 30\%$  begrenzt.

Das Stromübertragungsverhältnis, auch CTR (current transfer ratio) genannt, gibt das Verhältnis von Kollektorstrom  $I_C$  des Fototransistors zu Flußstrom  $I_F$  durch die Lumineszenzdiode in % an.

Dipl.-Ing. (FH) Georg Huba,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München



$R_B = 12 \text{ bis } 22 \text{ k}\Omega$  bei  $I_F = 50 \text{ mA}$   
 $R_B = 4 \text{ bis } 7 \text{ k}\Omega$  bei  $I_F = 20 \text{ mA}$

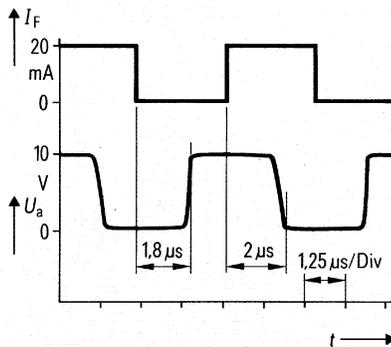
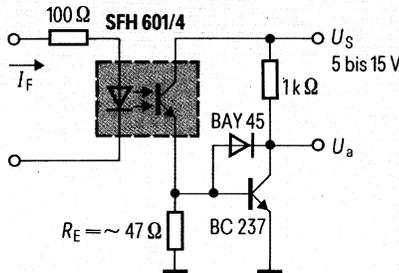


**Bild 3** Beschaltung des Empfangstransistors mit Basiswiderstand  $R_B$  zum niederohmigen Ableiten der Ladungsträger und zugehöriges Impulsdiagramm

Aufgrund der Streuungen des CTR und der Transistoreigenschaften ist es für minimierte Schaltzeiten notwendig,  $R_B$  auf jeden Optokoppler und verschiedene Flußströme  $I_F$  anzupassen. Bei zu großem  $R_B$  verlängert sich die Ausschaltzeit. Bei zu kleinem  $R_B$  kann der Transistor nicht mehr bis zur Sättigung angesteuert werden; folglich wird  $U_{CEsatt}$  nicht erreicht.

### Linearbetrieb des Phototransistors

Arbeitet der Phototransistor im Linearbetrieb ( $U_{CE} > U_{CEsatt}$ ), muß die Millerkapazität nicht aus dem gesättigten Transistor hochohmig entladen werden. Dadurch verkürzen sich beide Schaltzeiten auf  $2 \mu\text{s}$ . Allerdings hat die zur Verfügung stehende Ausgangsspannung nur eine Dynamik, die wesentlich kleiner ist als  $U_s$ . Eine nachfolgende Emitterschaltung übernimmt dann die Verstärkung auf einen gewünschten Pegel.

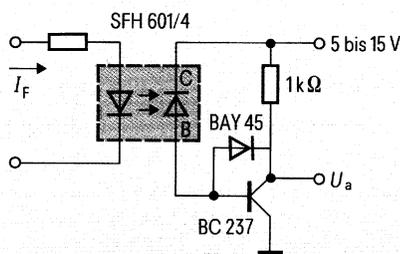


**Bild 4** Schaltung mit Empfangstransistor im Linearbetrieb mit Emittterverstärker und zugehöriges Oszillogramm

**Bild 4** zeigt die Schaltung und das Laufzeitoszillogramm. Aufgrund der CTR-Streuungen müssen auch in dieser Schaltung  $R_E$  und  $I_F$  auf die verschiedenen Optokoppler abgestimmt werden.

### Diodenkoppler mit Emittterverstärker

Benutzt man nur die Basis-Kollektordiode des Empfangstransistors als Photo-



**Bild 5** Diodenkoppler mit Emittterverstärker

diode und treibt damit gemäß der Schaltung von **Bild 5** einen Transistor in Emittterschaltung, erreicht man Ein- und Ausschaltzeiten von  $\leq 5 \mu\text{s}$ . Diese Schaltzeitverkürzung muß jedoch mit einem auf  $<100\%$  verringerten Übertragungsverhältnis bezahlt werden.

### Optimierte Diodenkoppler

Die Schaltung nach **Bild 5** hat den Nachteil, daß der Strom der Photodiode ( $I_D$ ) den Transistor einschalten muß. Verwendet man statt der Emittterschaltung einen empfindlicheren Verstärker (OP), kann auch eine kleinere Photodiodespannung (50 bis 100 mV) verarbeitet werden. Dadurch ist es möglich, die große Speicherzeit der Photodiode durch eine niederohmige Last zu verkürzen und damit die Verzögerungszeit zwischen  $I_F$  und  $U_p$  zu minimieren. **Bild 6** zeigt die Meßschaltung und die Oszillogramme von  $I_F$  und  $U_p$  bei verschiedenen Lasten.

Eine minimale Verzögerungszeit von etwa  $1,5 \mu\text{s}$  ergibt sich mit  $R_L = 1 \text{ bis } 1,5 \text{ k}\Omega$  (bei  $I_F = 20 \text{ mA}$ ). Die verwertbare Fotospannung beträgt dann je nach dem optischen Koeffizient (zwischen Sendee- und Empfangsdiode) 80 bis 100 mV.

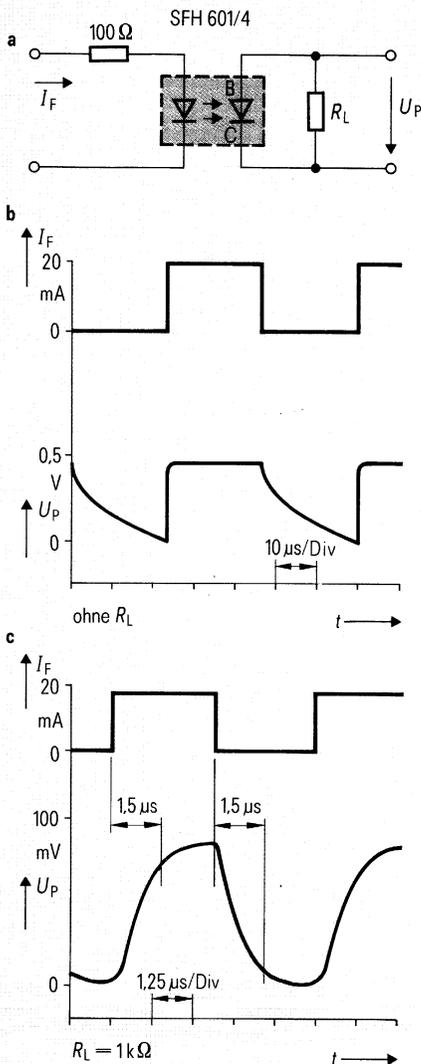
Für die digitale Signalübertragung ist es sinnvoll, vor die Sendediode ein Differenzglied zu schalten, das die Einschaltstromspitze etwas erhöht und damit die Einschaltzeit auf  $<1 \mu\text{s}$  verkürzt. **Bild 7** zeigt die Schaltung und die beiden Oszillogramme.

### Diodenkoppler mit OP als nichtinvertierender Verstärker

Um die Photospannung  $U_p$  auf einen gewünschten Pegel zu transformieren, wird nach **Bild 10** der OP TCA 335 A als nichtinvertierender Verstärker ( $V = 100$ ) eingesetzt. Mit dieser Schaltung sind, gemäß Oszillogramm in **Bild 10**, Schaltzeiten von  $\leq 1,5 \mu\text{s}$  möglich.

Von Nachteil ist, daß die Schaltung zur sicheren Funktion eine positive und negative Versorgungsspannung benötigt. Man kann jedoch mit einer Z-Diode die zweite Spannung simulieren, ohne die Funktion der Schaltung zu beeinträchtigen. Die Schaltung zeigt **Bild 9**.

Ersetzt man OP TCA 335 A durch den Typ TAE 1453 A mit npn-Eingangstran-



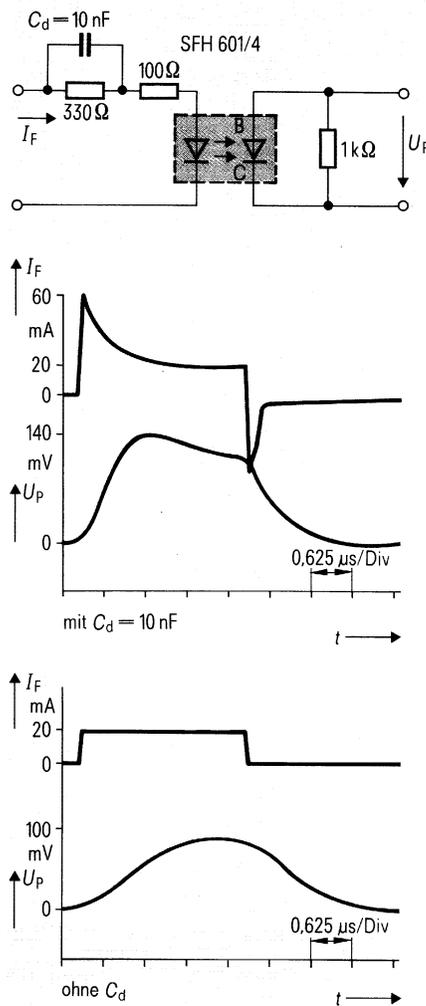
**Bild 6** Minimierung der Verzögerungszeit durch Belastung der Photodiode

- a Messschaltung
- b Impulsdiagramm ohne Belastung der Photodiode
- c Impulsdiagramm mit Belastung der Photodiode mit 1 kΩ

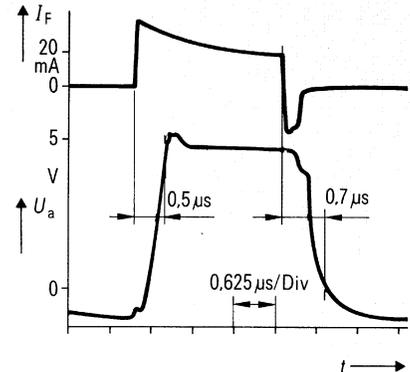
sistoren, funktioniert die Schaltung auch mit asymmetrischer Versorgung. **Bild 12** zeigt die Schaltung und das Oszillogramm. Der etwas größeren Speicherzeit dieses OP steht eine kürzere Einschaltzeit gegenüber.

Verwendet man anstatt der Standard-OP einen sehr schnellen IC, z. B. den Typ TDA 1078, mit einer Slew-Rate von 600 V/μs, können die Schaltzeiten unter 1 μs gedrückt werden (s. **Bild 8**).

Dies ist nur scheinbar ein Widerspruch zu den in Bild 7 gemessenen Verzögerungszeiten, da der OP schon vor Errei-



**Bild 7** Verkürzung der Einschaltzeit durch Stromdifferenzierung

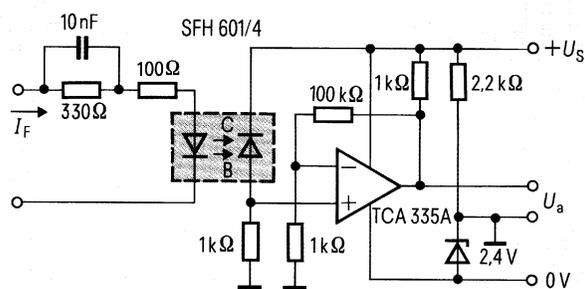


**Bild 8** Oszillogramm einer Schaltung nach Bild 10, jedoch mit OP TDA 1078. Versorgungsspannung nach Datenblatt  $U_s = \pm 8 \text{ V}$

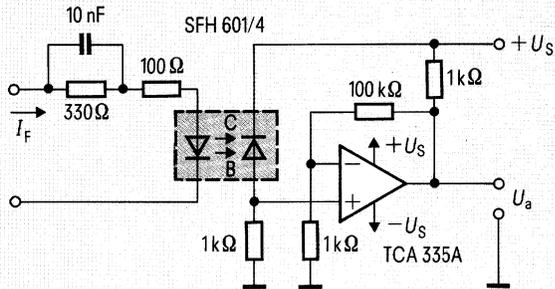
chen der maximalen Photospannung in Sättigung geht und damit das angeregte Signal schneller aufbaut, als die Photospannung ihren Endwert erreicht. Die genannten Schaltungen sind weitestgehend unabhängig von den Streuungen im Übertragungsverhältnis der Optokoppler.

### Diodenkoppler mit nachfolgendem Komparator

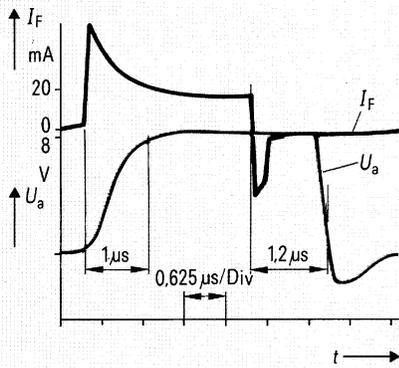
Eine weitere Möglichkeit, die Photodienspannung zu verstärken, bietet ein Komparator. Zu seiner sicheren Funktion sind jedoch zwei Spannungen notwendig: eine Vergleichsspannung und eine Eingangsspannung, die miteinander verglichen werden. Da die Eingangsspannung nicht nullvoltsymmetrisch ist, darf auch die Vergleichsspannung nicht auf Masse geklemmt werden, sondern



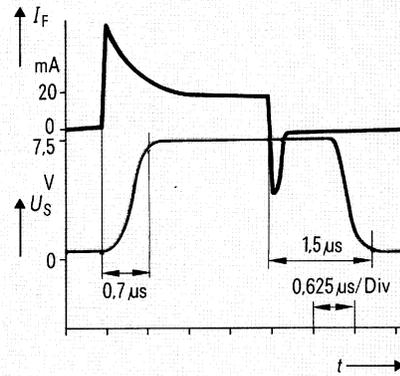
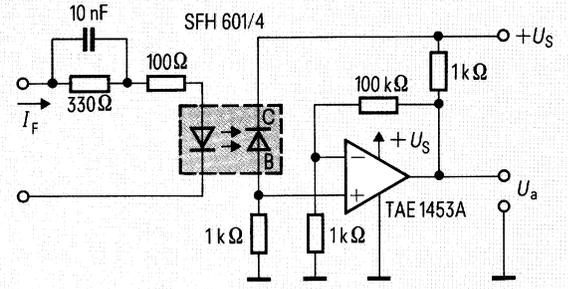
**Bild 9** Schaltung von Bild 10 mit asymmetrischer Versorgung



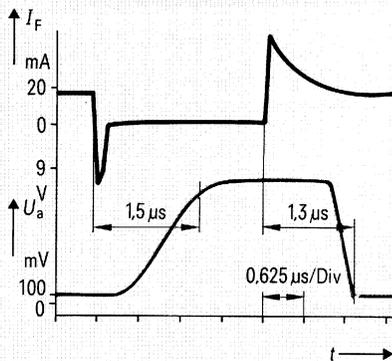
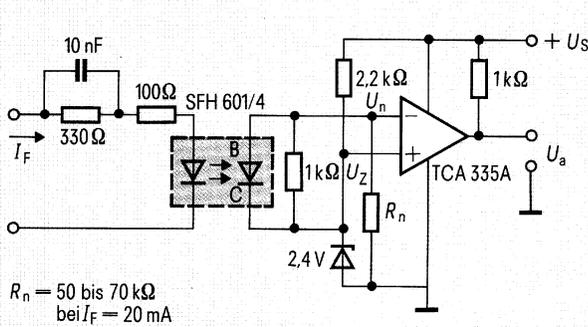
Die Kathode der Empfangsdiode (Kollektor) kann auch auf Masse geklemmt werden



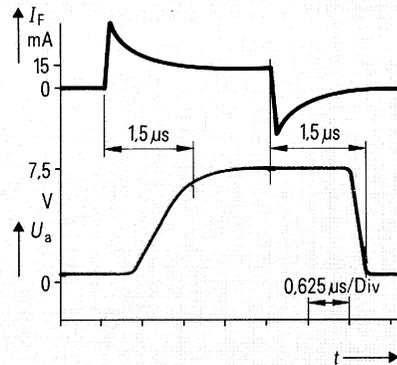
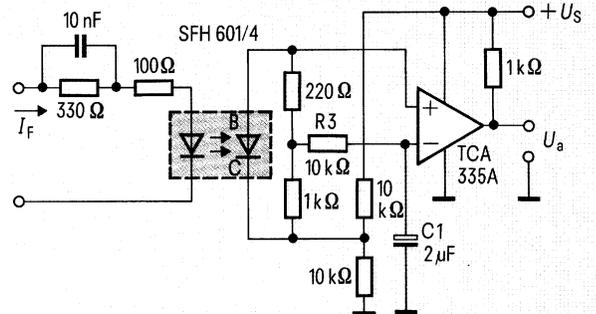
**Bild 10** Diodenkoppler mit OP als nichtinvertierender Verstärker



**Bild 12** Schaltung von Bild 10 mit OP-Typ TAE 1453A und zugehöriges Impulsdiagramm



**Bild 11** Diodenkoppler mit OP als Komparator und zugehöriges Impulsdiagramm



**Bild 13** Diodenkoppler mit OP als Komparator und zugehöriges Impulsdiagramm

sollte etwa dem Mittelwert der Eingangsspannung entsprechen.

Die Schaltung, die dies gewährleistet, zeigt **Bild 11**. OP 1 bildet den Komparator. Vergleichsspannung ist die Z-Spannung und  $U_n$  ist die Eingangsspannung. Mit  $R_n$  wird ein Sperrstrom durch die Photodiode eingestellt und bewirkt, daß im Ruhezustand ( $I_F = 0$ )  $U_n$  kleiner  $U_z$  ist. Damit die Ein- und Ausschaltzeiten etwa gleich groß sind, ist es notwendig,  $U_n$  auf  $U_z$  zu symmetrieren. Dies geschieht durch Abgleichen von  $R_n$ . Die Größe von  $R_n$  richtet sich nach der Fotospannung, also nach dem Flußstrom durch die Sendediode und dem optischen Koppelfaktor. Schaltzeiten, die sich mit dieser Schaltung erreichen lassen, liegen bei 1,5  $\mu$ s.

Eine Schaltung, die kein nachträgliches Abgleichen erfordert, zeigt **Bild 13**. Die Vergleichsspannung wird hier durch Siebung der geteilten Eingangsspannung mit R3 und C1 gewonnen und hat so, unabhängig von den Streuungen des Koppelfaktors, immer dasselbe Verhältnis zur Eingangsspannung. Auch hier liegen die Schaltzeiten bei etwa 1,5  $\mu$ s. Stehen dem Anwender dieser Schaltungen schnellere Komparatoren zur Verfügung, ist es eventuell möglich, die Ein- und Ausschaltzeit unter 1  $\mu$ s zu drücken, da die hier verwendeten Operationsverstärker selbst mit Speicherzeiten bis 1  $\mu$ s spezifiziert sind.

Die Störanfälligkeit der hier vorgestellten Schaltungen ist sehr gering, da die empfindlichen Verstärkereingänge durch den Lastwiderstand der Photodiode relativ niederohmig abgeschlossen sind.

Winfried Goldbrunner

# Bessere Hochfrequenzeigenschaften keramischer Chipkondensatoren

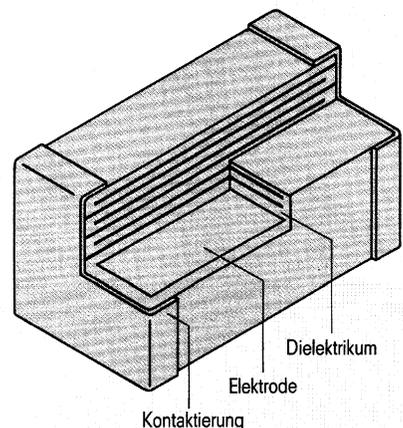
**In der Hochfrequenztechnik dominieren seit jeher die Keramik-kondensatoren. Beherrschten früher Trapez- und Scheibenkondensatoren die Schaltungen, so sind es heute die Vielschicht-Chipkondensatoren, die speziell für die Oberflächenmontage entwickelt wurden. Wegen ihrer Kleinheit, gepaart mit exzellenten elektrischen Eigenschaften, haben sie sich speziell in Tunern schnell durchgesetzt.**

Keramische Vielschicht-Chipkondensatoren der Typenreihen B37940 und B37871 sind speziell für den Einsatz in Tunern konzipiert. Ihre kleine Eigeninduktivität in Verbindung mit niedrigem Verlustfaktor ermöglicht Betriebsfrequenzen bis weit über 500 MHz. Die Chipkondensatoren bestehen aus einer NDK-Keramik (NDK: niedere Dielektrizitätskonstante), mit der Temperaturcharakteristik COG. Daraus folgen als zusätzliche Vorteile:

- Frequenz- und Spannungsunabhängigkeit der Kapazität,
- Temperaturunabhängigkeit von  $-55$  bis  $+125$  °C.

## Mechanischer Aufbau

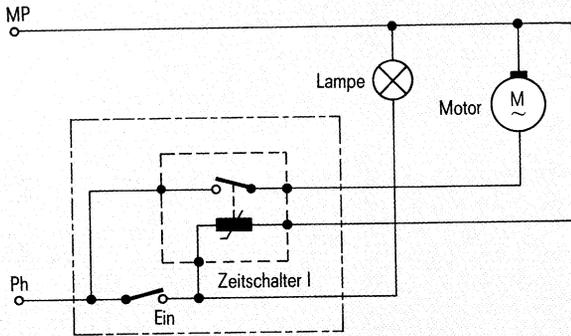
Keramische Vielschicht-Chipkondensatoren werden aus Keramikfolien hergestellt, auf die Silber-Palladium-Elektroden aufgebracht und die zu monolithischen Blöcken zusammengesintert werden (**Bild 1**). Die stirnseitige Kontaktierung ist standardmäßig in zwei Ausführungen lieferbar:



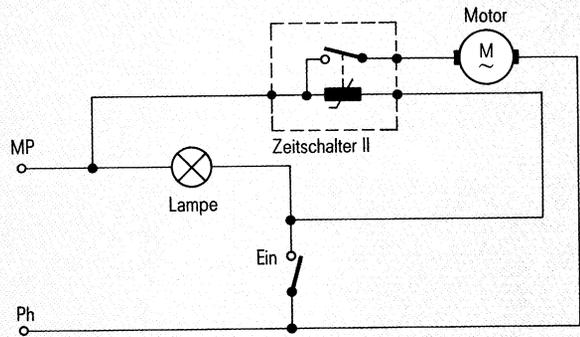
**Bild 1** Prinzipaufbau keramischer Vielschicht-Chipkondensatoren

Dipl.-Ing. (FH) Winfried Goldbrunner,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Produkt-Marketing Keramik-kondensatoren,  
München

# Zeitverzögerter Schalter mit Kaltleiter



**Bild 1** Nachlaufschalter mit Zeitschalter im EIN-Schalter



**Bild 2** Nachlaufschalter mit Zeitschalter am Motor

Kaltleiter werden oft als aktive Bauelemente, vor allem als Heizer, eingesetzt. Die Aufheiz- oder Abkühlzeit kann auch zu Zeitverzögerungen genutzt werden. Im folgenden wird ein zeitverzögerter Schalter beschrieben, der aus einem Heizkaltleiter in Verbindung mit einem Bimetallschalter aufgebaut ist.

### Nachlaufschalter in Starkstromnetzen

Eine der typischen Anwendungen ist die Entlüftungssteuerung in Toilettenräumen. Beim Betreten des Raumes wird mit dem Einschalten des Lichts auch der Lüftermotor in Betrieb gesetzt. Beim Verlassen des Raumes soll nach dem Löschen des Lichts der Entlüftermotor noch einige Minuten nachlaufen. Eine andere Anwendung ist z. B. die Warnung vor einem zwar abgeschalteten, aber noch heißen oder drehenden Gerät, wie einem Lötkolben, einer Kochplatte, Schleuder und dergleichen.

Die grundsätzliche Schaltungsanordnung in Verbindung mit dem Starkstromnetz zeigen die **Bilder 1** und **2**. Im **Bild 1** ist der Zeitschalter in der Schalterdose untergebracht. Von dieser Dose muß eine zusätzliche Leitung zum Nachlaufverbraucher, hier zu einem Lüftermotor, geführt werden. In der Schalterdose werden beide Netzpole MP und Ph benötigt. Zeitschalter I ist ein Vierpol (zwei Netzpole, Ein- und Ausgang).

Im **Bild 2** ist der Zeitschalter am Nachlaufverbraucher angebracht. Vom Ein-

schalter muß ebenfalls eine zusätzliche Leitung zu diesem Verbraucher führen. Im Gegensatz zur Schaltung von **Bild 1** braucht man hier den MP-Netzpol nicht in der Schalterdose. Am Nachlaufverbraucher werden aber beide Netzpole benötigt. Der Zeitschalter II ist deshalb ein Dreipol (kein Phasenanschluß).

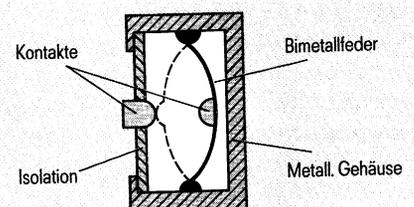
### Funktionsprinzip des Zeitschalters mit Heizkaltleiter

Der Zeitschalter besteht aus einem Bimetallschnapper, wie er in **Bild 3** dargestellt ist. Der interne Starkstromschaltkontakt schaltet bei einer bestimmten Gehäusetemperatur ein und mit einer kleinen Temperaturhysterese aus. Die Schalttemperatur kann in der Regel nicht verändert werden und liegt, je nach Typ, zwischen 40 und 95 °C. Dieser Bimetallschnapper wird thermisch mit einem Heizkaltleiter verbunden. Wird an den Heizkaltleiter Netzspannung gelegt, so heizt er sich rasch entsprechend seinen elektrischen Daten auf. Erreicht er die »Schnappertemperatur«, schaltet der Bimetallschalter ein. Der Kaltleiter heizt sich aber weiter bis zu seiner typischen Endtemperatur auf, je nach Typ z. B. 90 bis 160 °C. Beim Abschalten der Netzspannung kühlt sich der Kaltleiter wieder ab, was aber viel langsamer als das Aufheizen geschieht, besonders wenn ein wärmeisolierendes Gehäuse den Schalter umgibt. Die Zeit, die vom Abschalten der Netzspannung bis zum

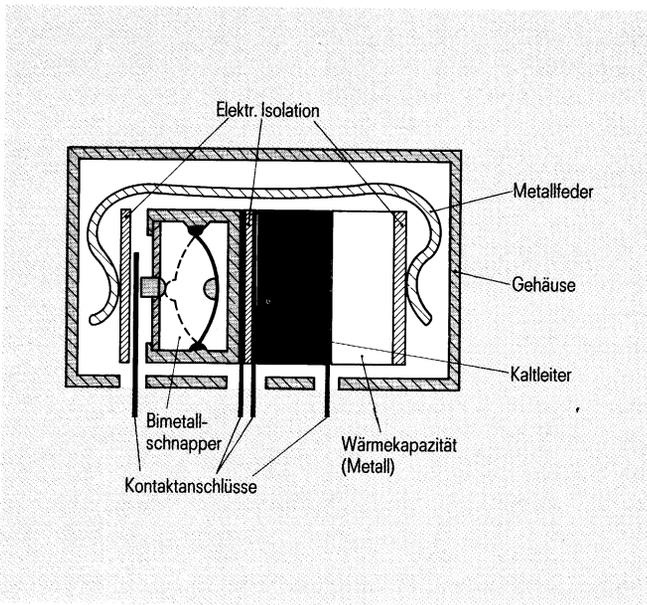
Ausschalten des Bimetallschalters nach der Abkühlung vergeht, ist die Nachlaufzeit.

### Aufbau des Zeitschalters

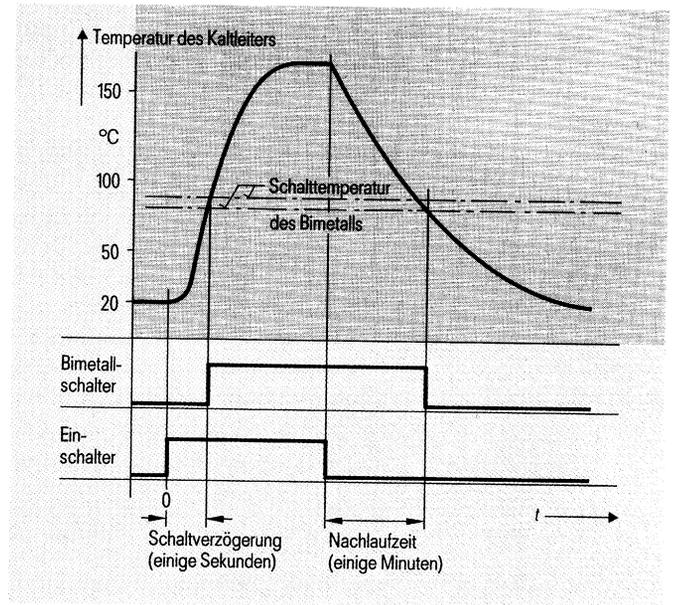
Den Aufbau des Zeitschalters zeigt **Bild 4**. Der Bimetallschnapper wird thermisch mit dem Heizkaltleiter verbunden. Eine zusätzliche Wärmekapazität in Form eines Metallstücks verlängert die Abkühlzeitkonstante ebenso wie ein wärmeisolierendes Gehäuse. Die Kontaktanschlüsse und die elektrischen Isolationsscheiben werden dazwischen gefügt. Beim Zeitschalter II (Dreipol) entfällt die elektrische Isolation zwischen Schnapper und Kaltleiter, was sich günstig auf den Wärmefluß auswirkt. Hält man mit einer kräftigen Metallfeder die Einzelemente zusammen, so werden die Probleme unterschiedlicher Ausdehnungskoeffizienten einfach und sicher umgangen.



**Bild 3** Prinzip des Bimetallschnappers



**Bild 4** Prinzipaufbau des Zeitschalters I und II mit Bimetallschnapper, Kaltleiter und Wärmekapazität



**Bild 5** Ablaufdiagramm des Zeitschalters

### Auswahl der Kaltleiter

Im **Bild 5** ist das Ablaufdiagramm des Zeitschalters gezeigt. Hieraus erkennt man, daß die Einschaltverzögerung nur einige Sekunden beträgt. Das liegt an dem sehr niedrigen Kaltwiderstand der Kaltleiter; die hohe kurzzeitige Energieaufnahme beim Einschalten erwärmt den Kaltleiter sehr schnell. Die Abkühlzeit ist, wie beschrieben, von thermischen Materialzeitkonstanten abhängig, entscheidend aber auch von der spezifischen Endtemperatur des Kaltleiters, auf die er sich aufheizt sowie von der Schalttempe-

ratur des Bimetalls. Liegen diese Werte weit auseinander, ist die erreichbare Nachlaufzeit entsprechend länger.

Beim Aufbau eines für eine spezielle Anwendung vorgesehenen Zeitschalters wird man einige Versuche machen müssen. Gut geeignet sind die Bimetallschnapper Klixon der Firma Elektrovac. Die Schnapper mit den Abmessungen  $\varnothing 12 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$  gibt es für Schalttemperaturen von 60 bis 95 °C. Von den Kaltleitern kommen die Heizkaltleiter für 220/265 V in Frage. Gute Ergebnisse haben wir mit den Rundscheiben von

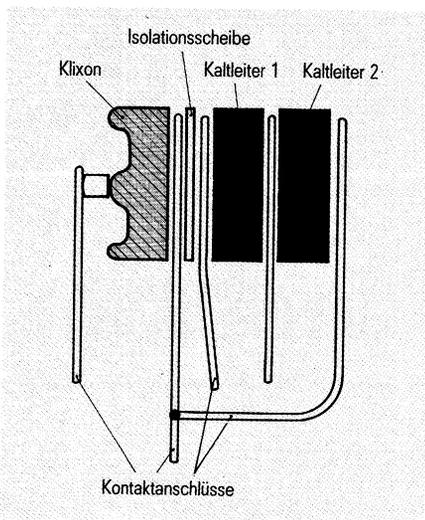
12,5 mm Durchmesser und 2,2 mm Dicke mit den Typenbezeichnungen Q63100-P2392-A66, Q63100-P2432-A66 erzielt. Mit dem Kaltleiter P2392 und der Klixon 80° wurde ohne zusätzliche Wärmekapazität eine Nachlaufzeit von 2,5 min, mit zusätzlicher Wärmekapazität  $\varnothing 12 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$  (Eisen) eine Nachlaufzeit von 4 min erreicht.

### Längere Nachlaufzeiten mit zwei Kaltleitern

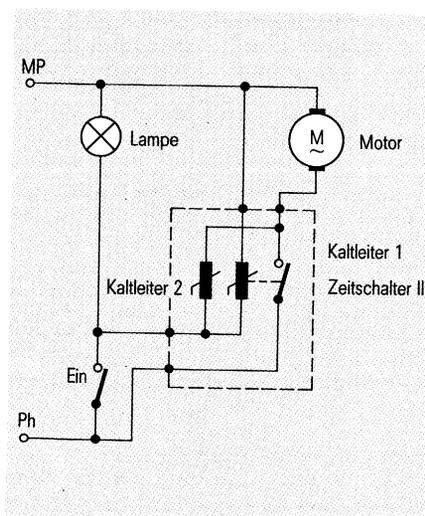
Eine Möglichkeit, die Abkühlzeitkonstante zu verlängern, kann man mit einem weiteren Kaltleiter 2 (**Bild 6**) erreichen. Die dazugehörige Anwendungsschaltung zeigt **Bild 7**. Kaltleiter 2 wird erst an Spannung gelegt, wenn der Einschalter geöffnet, der Bimetallschalter aber geschlossen ist, also während der Nachlaufzeit. Der Kaltleiter 2 erwärmt sich aktiv und verhindert damit das schnelle Abkühlen. Damit nun die Temperatur überhaupt unter das Schalteniveau sinkt, muß die Bezugstemperatur des Kaltleiters 2 unter der Schalttemperatur des Bimetallschnappers liegen.

Die Kombination Kaltleiter 1 Q63100-P2392-A66 (110 °C), Kaltleiter 2 Q63100-P2322-A66 (50 °C), Klixon (95 °C), zusammengestellt gemäß **Bild 6**, ergab eine Nachlaufzeit von 10,5 min.

Klaus Wetzel



**Bild 6** Zeitschalter III mit Doppelkaltleiter (prinzipielle Anordnung)



**Bild 7** Nachlaufschalter mit Doppelkaltleiter im Zeitschalter

## Anwendungsbeispiel

### Von 110 auf 220 V: Automatische Spannungsumschaltung mit SITAC

Sonderdruck aus Siemens Components 25 (1987) · Heft 1 · Seite 27 · Verfasser: Klaus Wetzel

Bei vielen elektrischen Geräten muß der Betrieb sowohl am 110-V- wie auch am 220-V-Wechselstromnetz möglich sein. Bei einem neu entwickelten Schaltungsvorschlag für ein Netzgerät erfolgt die Umschaltung automatisch mit Hilfe einer einfachen Steuerschaltung und SITAC (optogekoppelter Triac). Die nicht sehr aufwendige Schaltung ist besonders für Leistungen bis 60 W geeignet.

Am 220-V-Wechselstromnetz (180 bis 270 V) ist der SITAC BRT 12 in der Schaltung, Bild 1, gesperrt, und deshalb wirkt der Gleichrichter GI wie ein Doppelweggleichrichter. An den in Reihe liegenden Siebkondensatoren wird sich eine Gleichspannung von etwa 300 V einstellen.

Bei 110 V Betriebswechselfspannung ist der SITAC dagegen leitend, und damit ist eine niederohmige Verbindung zwischen dem Gleichrichter GI und dem Verbindungspunkt der beiden Siebkondensatoren hergestellt. Der Gleichrichter wirkt nun als Spannungsverdoppler; am Ausgang entstehen deshalb ebenfalls etwa 300 V Gleichspannung.

Die Umschaltung des SITAC übernimmt eingangsseitig eine kleine Steuerschaltung mit dem SIPMOS-Transistor BUZ 74. Als Referenzelement dient die Z-Diode (22 V). Bei kleiner Betriebsspannung – die Gleichrichtung erfolgt über die Diode 1N4007 und den Siebkondensator mit 22 µF – ist der npn-Kleinsignaltransistor über den Teiler 220 kΩ/18 kΩ gesperrt und damit unwirksam. Der SIPMOS-Transistor BUZ 74 ist leitend, da am Gate die Zenerspan-

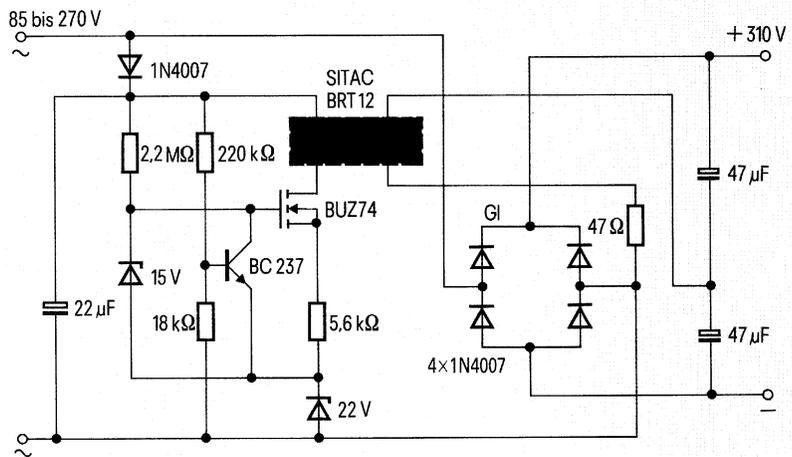


Bild 1 Automatische Spannungsumschaltung mit dem SITAC BRT 12

nung von 15 V liegt. Infolge des Sourcewiderstandes mit 5,6 kΩ bleibt der Strom jedoch auch bei höherer Betriebsspannung auf etwa 2 mA begrenzt. Dieser Strom ist gleichzeitig der Zündstrom für den SITAC.

Bei einer Betriebsspannung von größer als 165 V wird der Kleinsignaltransistor leitend und schließt die Gatespannung des BUZ 74 kurz. Der gesperrte BUZ 74 unterbricht den Zündstrom des SITAC; der SITAC ist also bei höheren Betriebsspannungen gesperrt.

Die Steuerschaltung arbeitet zwischen 50 und 300 V Eingangswchselfspannung. Der Umschaltspunkt zwischen leitendem und gesperrtem SITAC liegt bei etwa 165 V und wird mit dem Widerstandsteiler von 220 kΩ und 18 Ω bestimmt.

Gleichrichter- und Ausgangsleistung sind durch den SITAC-Typ, Gleichrichter und Siebkondensator bestimmt. Mit dem SITAC BRT 12 kann ein Ausgangsstrom bis 200 mA bei  $T_u = 45^\circ\text{C}$  entnommen werden.



## Fernbedienungssystem

11/87

**Mit den Angaben in diesem Datenblatt werden die Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert. Für die angegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen. Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.**

**Gewährleistungen für etwaige Schutzrechte Dritter nur für Bauelemente selbst, nicht hinsichtlich Schaltungen / Anwendungen.**

Vorläufige Daten

Typ	Funktion	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 5001	Sender	Q 67100 - H 8532	DIP 40
SLE 5001 K	Sender	Q 67100 - H 8533	Mikropack
SLE 5001 W	Sender	Q 67100 - H 8534	PLCC 44
SLE 5002	Empfänger	Q 67100 - H 8529	DIP 40
SLE 5002 K	Empfänger	Q 67100 - H 8530	Mikropack
SLE 5002 W	Empfänger	Q 67100 - H 8531	PLCC 44
TDE 4061	Vorverstärker mit Demodulator	Q 67000 - A 8136	DIP 14
TDE 4061 G	Vorverstärker mit Demodulator	Q 67000 - A 8137	SO 14

Die CMOS-Bausteine SLE 5001 und SLE 5002 sind als Sender und Empfänger für ein elektronisches Fernbedienungssystem konzipiert. Das System bietet gegenüber herkömmlichen Fernbedienungen eine nahezu unbegrenzte Kanalanzahl.

Da sowohl Sender, als auch Empfänger in Mikropack angeboten werden, sind äußerst geringe Abmessungen erreichbar.

Zur Datenübertragung vom Sender zum Empfänger gibt es grundsätzlich, je nach Peripheriehardware, folgende Möglichkeiten:

- Infrarotlicht (kostengünstig)
- Galvanische Verbindung (Draht)
- Induktive Kopplung (Transformatorprinzip)
- Funk
- Ultraschall

Im Falle der Datenübertragung mit Infrarotlicht kommt der IR-Vorverstärker TDE 4061 als Systemkomponente hinzu.

#### Wesentliche Systemmerkmale:

- 9,7 Millionen verschiedene Kanäle zur Verfügung
- CMOS-Technologie
- Mehrere Gehäuseformen
- Dynamischer oder statischer Empfänger-Betriebsmode
- Minimaler externer Bauteileaufwand
- Hohe Stör- und Ansprechbarkeit
- Power on Reset
- Standby-Betrieb / Wake up mode

**Sendebaustein SLE 5001: (Bild 2)**

Der SLE 5001 ist ein maskenverdrahteter CMOS-Baustein.

Nach Anlegen der Betriebsspannung erfolgt ein Power-on-Reset und der Sendebaustein befindet sich im Standby-Betrieb.

Die über eine Tastaturmatrix eingegebenen Befehle werden in ein 4-Byte langes Impulsdigramm umgewandelt und über eine Sendestufe abgestrahlt. Der Baustein verfügt über 10 Zeilenanschlüsse ( P27 bis P36 ) und 4 Spaltenanschlüsse ( P21 bis P24 ) zum Aufbau einer Matrix.

Zur Eingabe eines Befehls wird mittels einer Taste ein Zeileneingang mit einem Spaltenausgang verbunden. Bei Drücken einer Taste wird der Oszillator aktiviert und ein der Taste entsprechendes Impulstelegramm ausgesendet.

Eine softwaremäßige Entprellung der Tasten von 20 msec ist im Programm enthalten. Der Baustein übergibt nach einem kurzen Tastendruck das der Taste entsprechende Codewort zur IR-Sendestufe.

Im Bild 1 ist das Prinzip des zeitlichen Ablaufs der IR-Datenübertragung dargestellt.

Eine IR-Kanalinformation besteht aus 4-Byte (je 8 Bit). Vor einem jeden Byte wird ein Synchronisierimpuls gesendet. Nach jeder Byte-Übertragung folgt eine Ausgleichszeit, in der das gerade empfangene Byte abgespeichert werden kann (1,5 msec.). Die vollständige IR-Sendung ergibt 36 Bits [ (1 + 8) · 4 ].

Die einzelnen Datenbit's werden mit einer Trägerfrequenz (125KHz ) moduliert und durch eine Sendediode (SFH 484) als Infrarot-Lichtimpulse ausgesendet. Ein Datenbit besteht aus 12 IR-Impulsen von je 2,4 µs Dauer und einem Spitzenstrom von etwa 2A. Die nächste Bit-Aussendung beginnt frühestens nach 1,5 msec. Dadurch ergibt sich ein maximaler mittlerer Sendestrom von ca. 38 mA (12·2,4 µs / 1500 µs)·2000 mA. Bei einem Bit logisch "0" wird nichts gesendet. Im ungünstigsten Fall (alle Bit "1") wird also für ein Datenwort von 4 Byte eine Batteriekapazität von 2 mAs ( 12·2,4 µs ·2000 mA ·36) benötigt.

**IR-Vorverstärker:**

Die von der Sendediode abgestrahlten Infrarot-Impulse werden von einer IR-Empfangsdiode (z.B.: SFH 205) wieder in Strom-Impulse gewandelt.

Eine Infrarot-Diode empfängt gewöhnlich neben dem gewünschten Signal auch noch das Infrarotsepektrum des eingestrahlten Tageslichtes, den 100 Hz-Brumm von Glühbirnen und Teile aus dem Spektrum von Leuchtstoffröhren.

Der Vorverstärker trennt das Signal von diesen unerwünschten Anteilen, verstärkt und demoduliert es.

Die Integrierte Schaltung TDE 4061 enthält einen IR-Vorverstärker, sowie Demodulator und ist direkt an den Empfängerbaustein SLE 5002 anschließbar.

Spezifikation vom TDE 4061 ist gesondert erhältlich.

**Empfängerbaustein SLE 5002: (Bild 4)**

Wie der SLE 5001 ist auch der SLE 5002 ein maskenverdrahteter CMOS-Baustein.

Die vom Vorverstärker gelieferten Impulse werden je nach Betriebsmodus unterschiedlich ausgewertet.

Zunächst unterscheidet man Einzelbit / Binär (S1).

In der Stellung Einzelbit können bis zu 24 verschiedene Stellglieder (Kanäle) direkt angesprochen werden (Bild 4). Dies bedeutet, daß im Standby-Betrieb alle 24 Ausgänge auf high sind. Bei Drücken der entsprechenden Taste (z.B.: für Kanal 3) geht der zugehörige Ausgang auf low (aktiv low), alle anderen Ausgänge bleiben weiterhin auf high. Dieses Verfahren empfiehlt sich, solange man nur 24 Kanäle oder weniger benötigt.

In der Stellung Binär wird das empfangene Bitmuster (entsprechend der gedrückten Taste) an den Ausgängen 1 bis 24 wiedergegeben. Diese Verfahren erfordert eine anschließende Dekodierung, erweitert aber die Kanalanzahl beträchtlich. Begrenzt wird die Anzahl der verschiedenen Kanäle durch die Eingabematrix beim Sender. Diese läßt bei max. 40 Tasten insgesamt  $5^{10} = 9,7$  Millionen Kanäle zu.

**Tastenbetriebsmode dynamisch:**

Das Impulstelegramm wird mit einer Wiederholrate von 200 msec ausgegeben, solange die entsprechende Taste beim Handsender gedrückt wird. Wird die Taste losgelassen, wird das Impulstelegramm zu Ende geführt und der Sender geht in den Standby-Zustand. Der entsprechende Ausgang des Empfängers wird gelöscht.

**Tastenbetriebsart statisch:**

Der entsprechende Ausgang bleibt solange auf low, bis eine neue Taste gedrückt wird.

### Vorläufige Daten

---

#### Beschreibung der Eingabematrix:

Die Eingabe-Matrix besteht aus 4 Spaltenausgängen und 10 Zeileneingängen. Jeder Spaltenausgang kann mit einem oder mehreren Zeileneingängen verbunden werden. Spaltenausgänge dürfen nicht miteinander verbunden werden, falls es trotzdem geschieht, wird es vom Sendebaustein erkannt und eine Sendung unterbleibt. Daraus ergibt sich, daß pro Zeileneingang immer nur eine Spalte angeschlossen werden darf.

#### Betriebsmodus Binär:

Der gesendete Code kann durch die verwendeten Knoten der Matrix berechnet werden. Die Wertigkeit der Spalten ist dabei 1, 2, 3 und 4. Die Wertigkeit der Zeilen ist  $5^n$ , wobei n die Zeilennummer (0 ... 9) ist. Werden beide Wertigkeiten multipliziert ergibt sich der gesendete Binärcode, der an den Ausgängen des Empfängers als Bitmuster zur Verfügung steht.

#### Beispiel mit einer Taste:

Spalte 2 mit Zeile 2 =  $2 \times (5^2) = 50$

Werden mehrere Knoten verbunden, so sind die einzelnen Ergebnisse zu addieren.

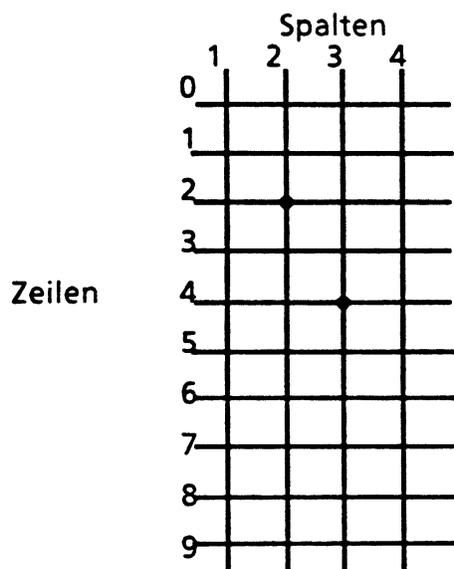
#### Beispiel mit zwei Tasten:

Spalte 3 mit Zeile 4 =  $3 \times 5^4 = 1875$

Spalte 2 mit Zeile 2 =  $2 \times 5^2 = 50$

Das gesendete Codewort ergibt sich:  $1875 + 50 = \underline{1925}$

Beide Tasten werden gleichzeitig gedrückt, oder ein Knoten wird festverdrahtet (Shift-Funktion).



**Betriebsmodus Einzelbit:**

Wird der Empfänger im Einzelbit-Modus betrieben, so können die Ausgänge über die Tastenmatrix am Sender direkt angesprochen werden (aktiv Low). Die untenstehende Tabelle kennzeichnet die Zuordnung.

Beispiel: Kanal 6 soll angesprochen werden: Zeile 1 muß mit Spalte 2 verbunden werden.

Zeile	Spalte	Kanal (Ausgang)
0	1	1
0	2	2
0	3	3
0	4	4
1	1	5
1	2	6
1	3	7
1	4	8
2	1	9
2	2	10
2	3	11
2	4	12
.	.	.
.	.	.
.	.	.
5	1	21
5	2	22
5	3	23
5	4	24

Durch gleichzeitiges Drücken von mehreren Tasten werden entsprechend viele Kanäle aktiviert.

Beispiel: Zeile 0, Spalte 2 und Zeile 2, Spalte 1 gleichzeitig verbunden (z.B. durch Tastendruck) aktiviert, Kanal 2 und Kanal 9.

**Technische Daten:**

<u>Grenzwerte:</u>	Umgebungstemperatur	-40 bis + 85°C
	Lagertemperatur	-55 bis 125°C
	Versorgungsspannung $V_{DD}$	0 bis 7 V
	Verlustleistung	1W
	Ein- und Ausgangsspannungen	-0,8 bis $V_{DD} + 0,8 V$

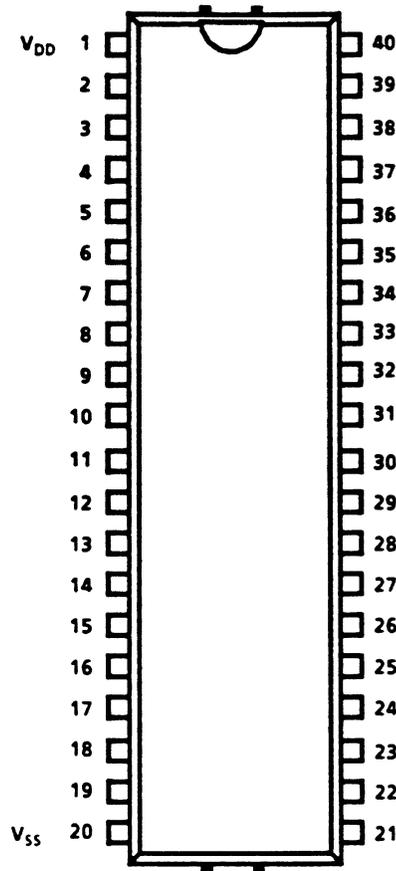
<u>Betriebsdaten:</u>	Spannungsversorgung:	$V_{DD}$ 2,5 bis 6V $V_{SS} = 0 V$
-----------------------	----------------------	---------------------------------------

	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Dim.
Stromaufnahme: $I_{DD}$	3 MHz, 5V	3,1		3,75	mA
	1 MHz, 5V		1,4		mA
	500 KHz, 5V	0,7		0,9	mA
	$V_{SS} \leq V_{iL} \leq 0,4V$ $4,8V \leq V_{iH} \leq V_{DD}$				
Standby: $I_{DDs}$	$V_{DD} = 5V$		1	2	$\mu A$
	$V_{SS} \leq V_{iL} \leq 0,4V$ $4,8V \leq V_{iH} \leq V_{DD}$				
Eingangspiegel LOW $V_{iL}$		-0,5		0,75	V
Eingangspiegel High $V_{iH}$		$0,7 \times V_{DD}$		$V_{DD} + 0,5$	V
Ausgangspiegel LOW	$I_{OL} = 1,0mA$			0,45	V
Ausgangspiegel High	$I_{OH} = -1,0mA$	$0,75 \times V_{DD}$			V

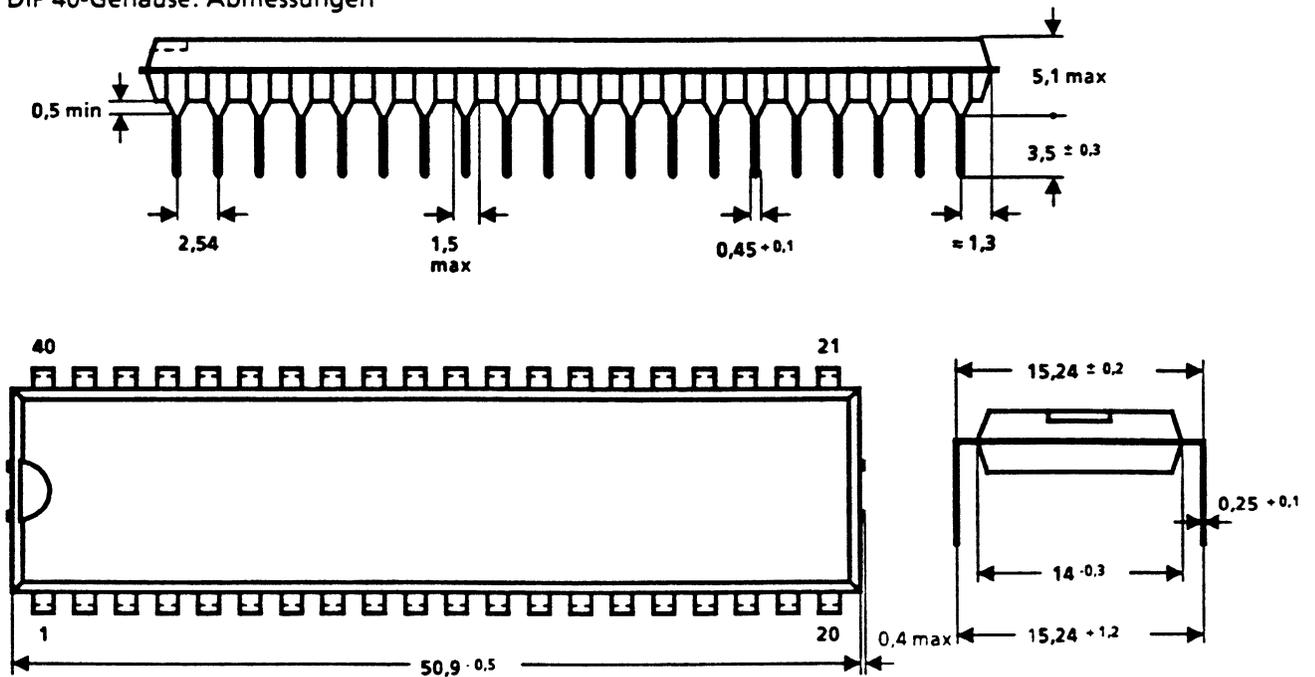
Vorläufige Daten

**PIN - Konfiguration:**

DIP 40 - Gehäuse



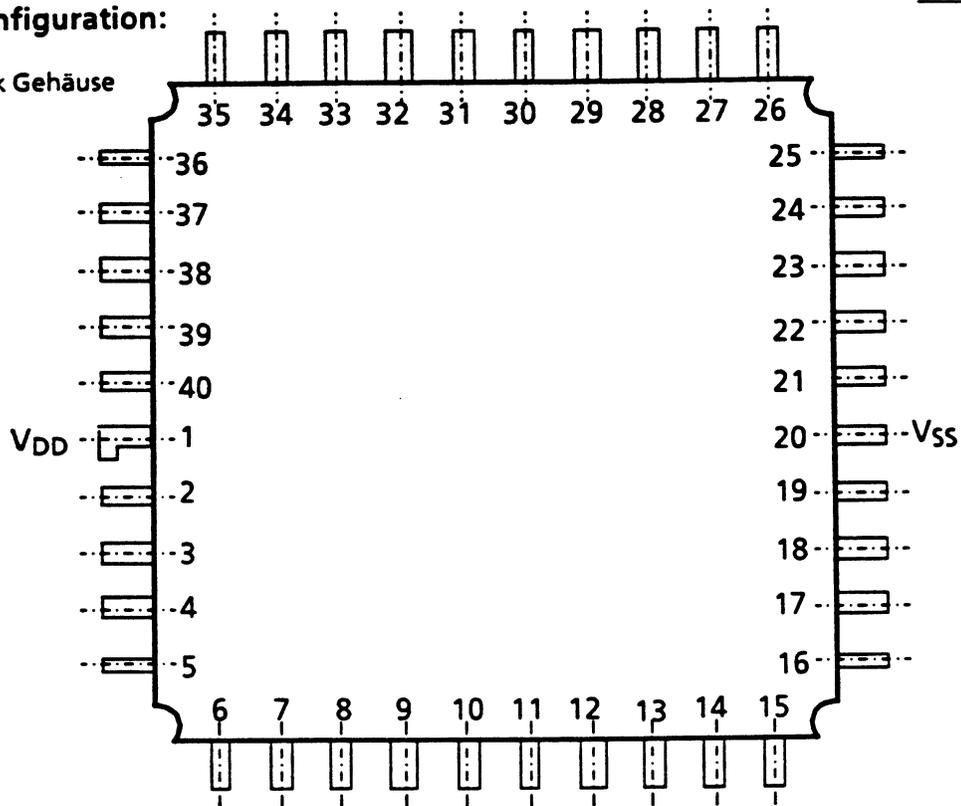
**DIP 40-Gehäuse: Abmessungen**



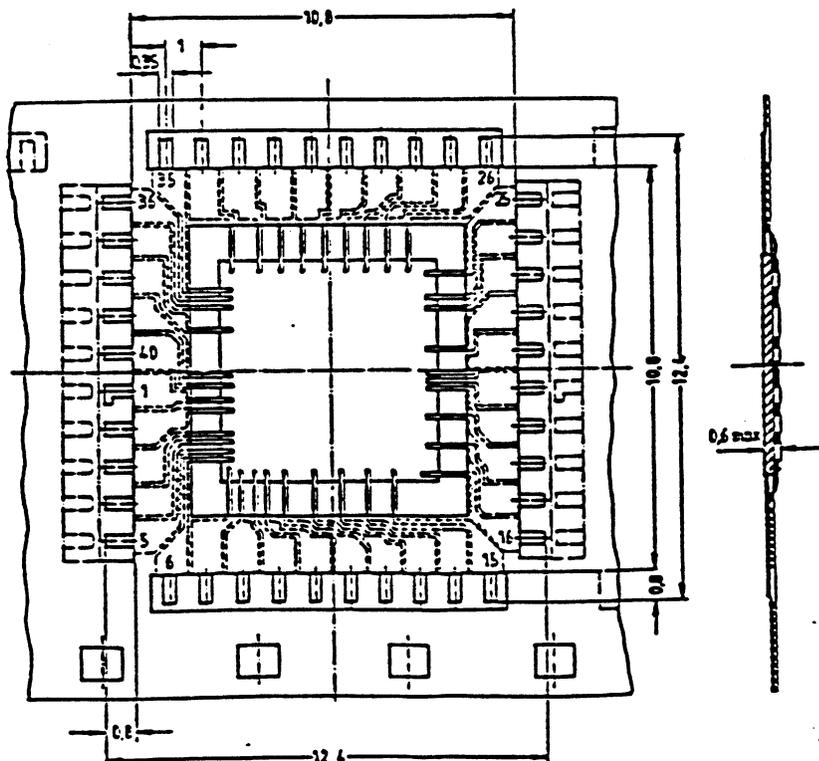
Vorläufige Daten

**PIN - Konfiguration:**

Mikropack Gehäuse

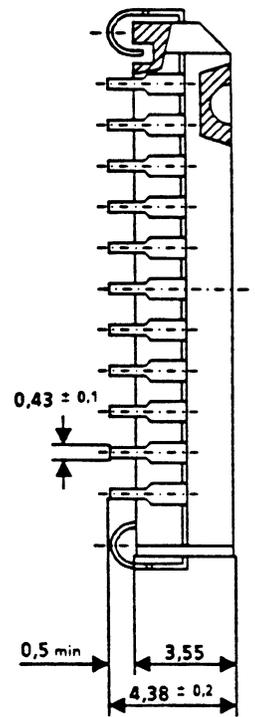
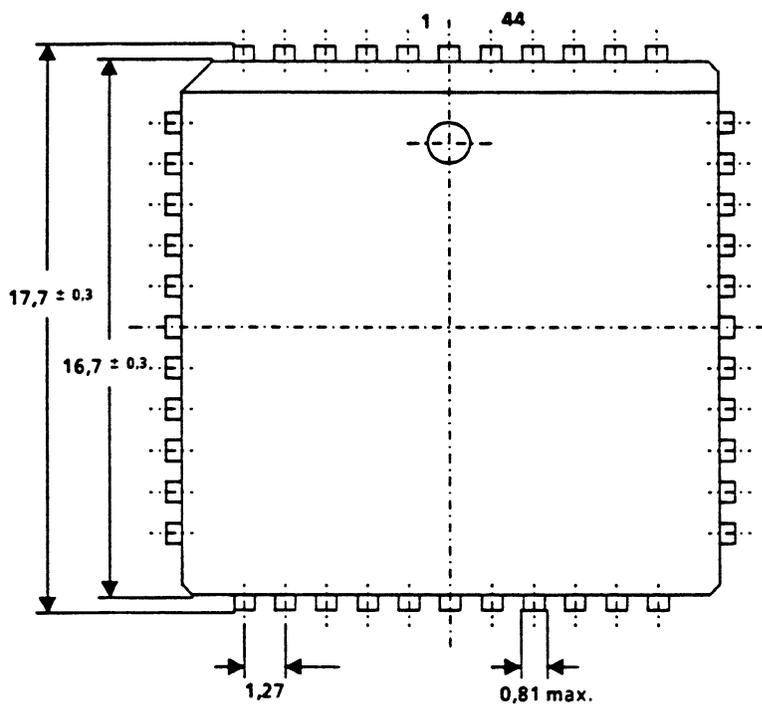


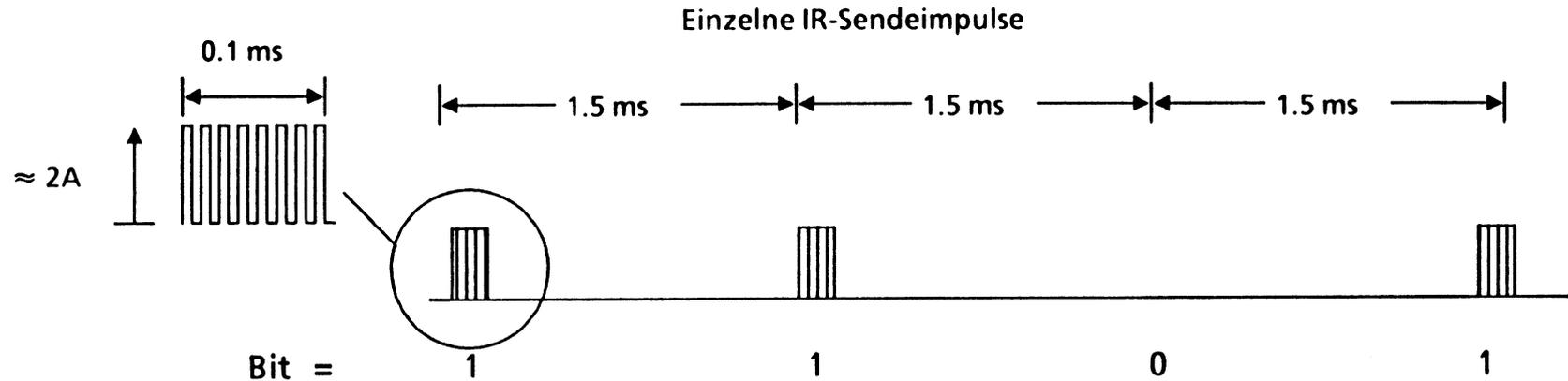
**Mikropack-Gehäuse: Abmessungen**



**PIN - Konfiguration:**

**PLCC 44-Gehäuse: Abmessungen**





Vollständige IR-Sendung (4 Byte)

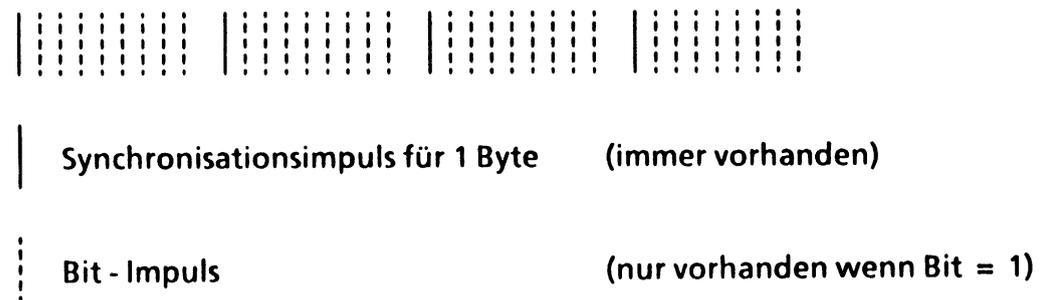
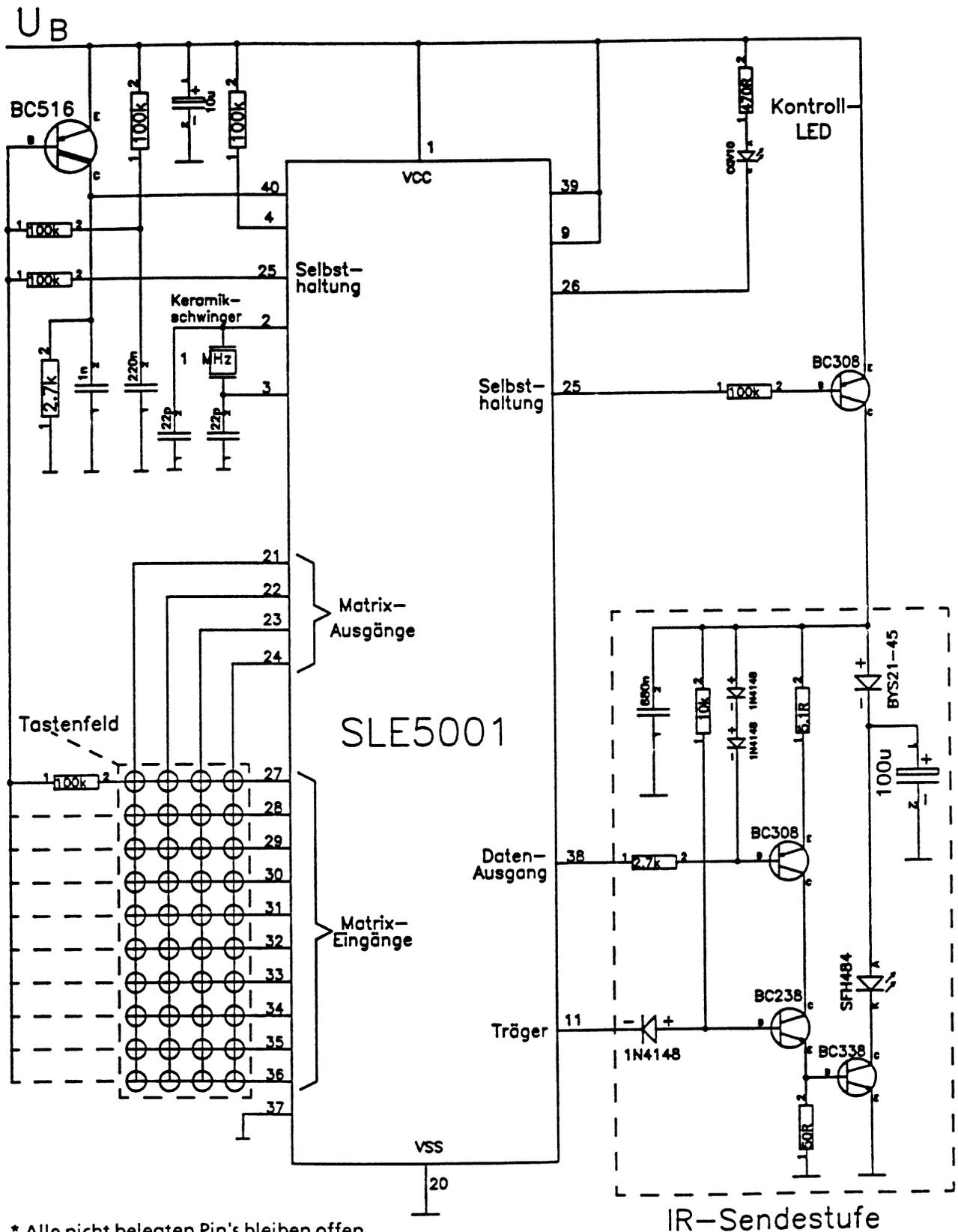


Bild 1: IR-Fernsteuerung (Impulsdiagramm)

Anwendungsschaltung für Fernsteuer-Sender  
mit IR-Datenübertragung

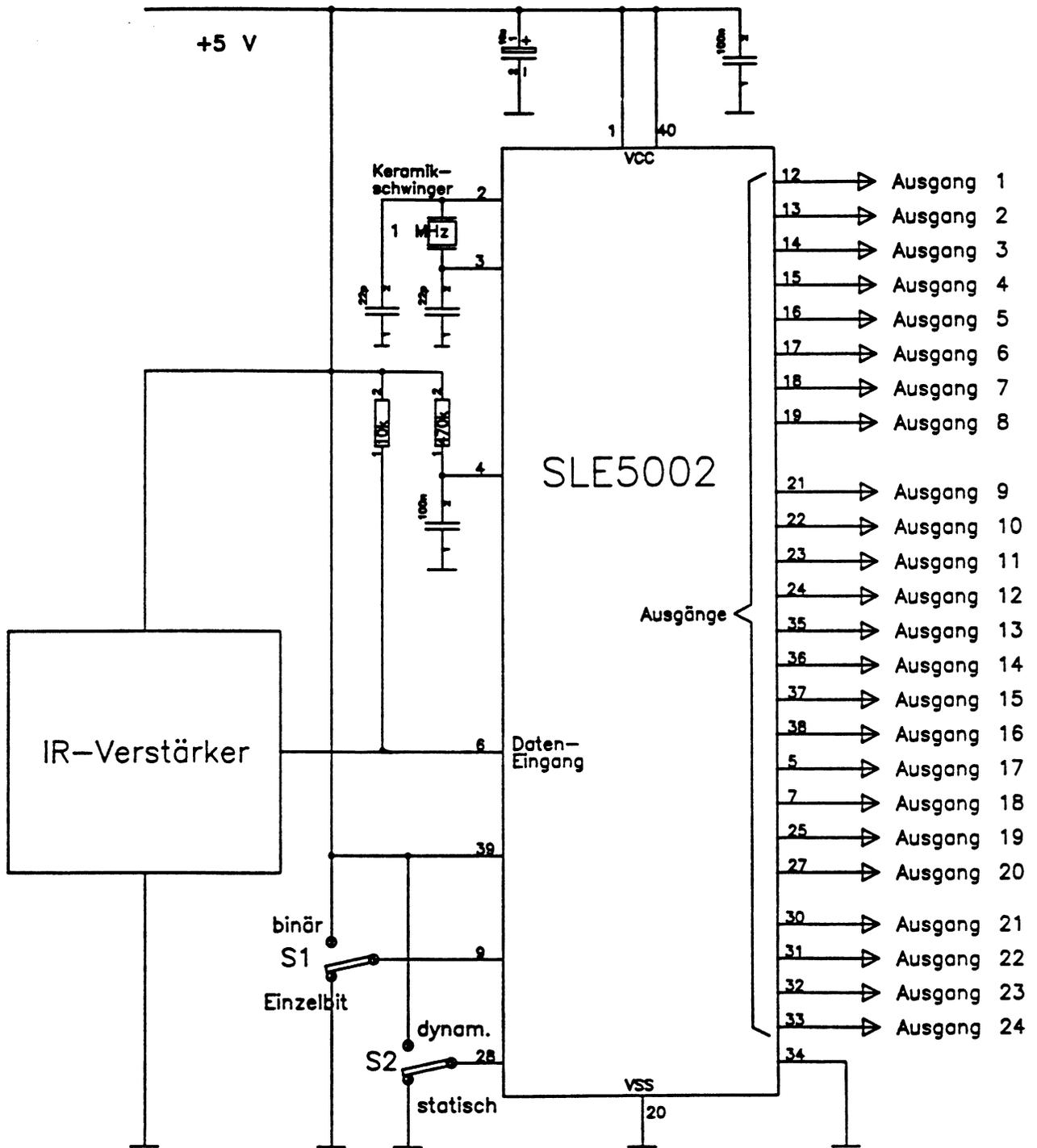
Vorläufige Daten



\* Alle nicht belegten Pin's bleiben offen

Anwendungsschaltung für Fernsteuer-Empfänger  
mit IR-Datenübertragung

Vorläufige Daten



\* Alle nicht belegten Pin's bleiben offen

# Langzeittimer SAB 0529 steuert NiCd-Ladegeräte

Ladegeräte für NiCd-Akkus werden in letzter Zeit sehr preiswert angeboten, jedoch wird bei den meisten Geräten die Ladedauer nicht überwacht. Für viele NiCd-Akkus gilt, daß sie 14 Stunden lang mit einem Strom von einem Zehntel ihrer Kapazität geladen werden sollten. Die dazu erforderliche Zeitschaltuhr läßt sich preisgünstig mit dem Langzeittimer SAB 0529 realisieren und in einem Netzsteckergehäuse unterbringen. Der Zeitvorgang läßt sich starten, indem das Steckergehäuse in die Netzsteckdose gesteckt wird. Die Ladezeit kann von einer bis 15 Stunden durch einen HEX-Schalter variiert werden. Genaue Verzögerungszeiten, Triac-Daueransteuerung für sehr kleine Lasten und direkter Betrieb des IC am 220-V-Netz sprechen für den Einsatz des SAB 0529 in derartigen Applikationen.

### Startvorgang

Das Anlegen der Versorgungsspannung löst den Startvorgang aus. Der Flankenanstieg am S-Eingang (Schaltung Bild 1) darf erst erfolgen, wenn die minimale Versorgungsspannung des Timers von 4,5 V aufgebaut ist. Bis zu diesem Zeitpunkt muß der Starteingang S 0-Potential haben. Anschließend kann durch eine positive Flanke an S der Start eingeleitet werden. Schaltungstechnisch wird dies durch eine 4,7-V-Z-Diode am S-Eingang gelöst. Erst wenn  $U_s$  die Z-Spannung von 4,7 V erreicht hat, steigt das Potential an S. Die typische Schaltschwelle des S-Eingangs ist 0,6 V. Die Differenzspannung zwischen interner Z-Spannung (typ. 6,8 V) und externer Z-Spannung (typ. 4,7 V) muß  $>1$  V sein, um sicher über dem oberen Grenzwert der Schaltschwelle des S-Eingangs zu liegen. Dadurch wird ein einwandfreier Start des Timers gewährleistet.  $R_s$  wird so dimensioniert, daß der maximale L-Eingangsstrom von 20  $\mu$ A nicht zum

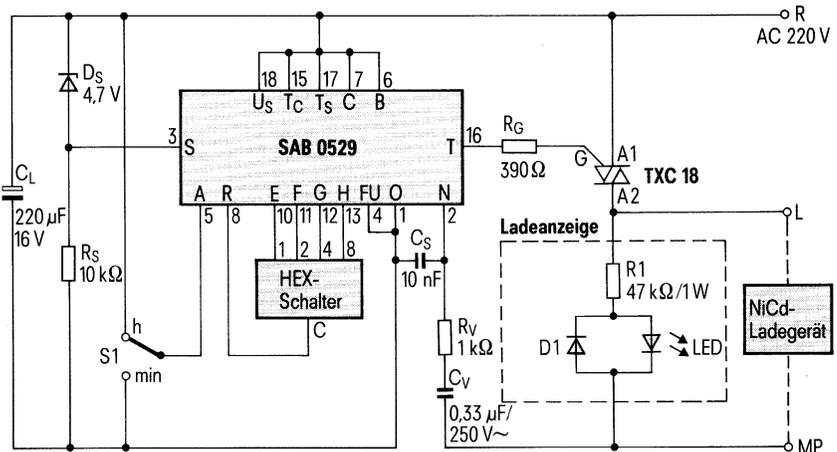


Bild 1 Zeitsteuerschaltung für NiCd-Ladegeräte

Erreichen des unteren Grenzwertes der Schaltschwelle am S-Eingang von 0,3 V führt.

### Ladezeitprogrammierung

Prinzipiell können Zeiten von 1 s bis 31,5 h eingestellt werden. Um den Aufwand jedoch so gering wie möglich zu halten, wird ein HEX-Schalter verwendet. Die Anschlüsse A, B und C sind mit  $U_s$  verbunden und ergeben so die Grundzeit von 0,5 h. Durch Verbinden der Programmierausgänge E, F, G, H mit dem Resetanschluß R über einen HEX-Schalter ergeben sich die in der Tabelle festgehaltenen Ladezeiten von einer Stunde bis 15 Stunden, wählbar in Einstundenschritten.

### Triac-Daueransteuerung

Wegen der sehr kleinen Belastung durch das NiCd-Ladegerät wird der Haltestrom des Triacs spät oder gar nicht überschritten. Eine verlustleistungsarme, stromsynchronisierte Triac-Ansteuerung ist daher nicht möglich. Durch Verbinden der Anschlüsse TC und TS mit  $U_s$  ist die Triac-Daueransteuerung gewählt. Es ist unbedingt ein zündempfindlicher Triac

TXC 18 mit nur 5 mA Zündstrom zu verwenden. Die maximale Last wird durch den Triac und dessen Kühlung bestimmt.

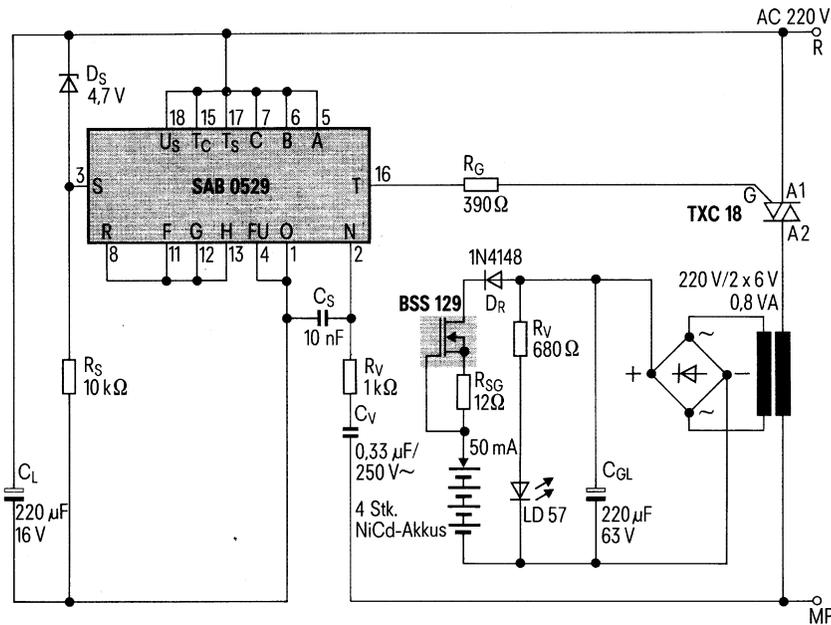
### Kapazitive Stromversorgung

Über den N-Anschluß wird der Timer direkt vom Netz versorgt. Es wurde die kapazitive Stromversorgung gewählt, um eine zu große Verlustleistung bei ohmschem Netzvorwiderstand und damit unnötige Erwärmung des Steckergehäuses zu vermeiden.  $R_v$  dient lediglich der Begrenzung des Einschaltstromes und schützt somit den IC.

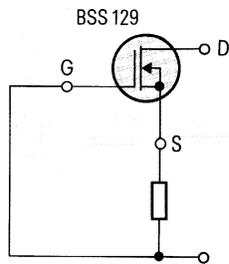
Die interne Z-Diode des SAB 0529 bewirkt zusammen mit  $C_L$  eine stabilisierte Gleichspannung von typisch 6,8 V. Über den N-Anschluß erhält der IC ebenfalls die 50-Hz-Zeitbasis.  $C_s$  dämpft vom Netz kommende Störimpulse.

### Ladeanzeige

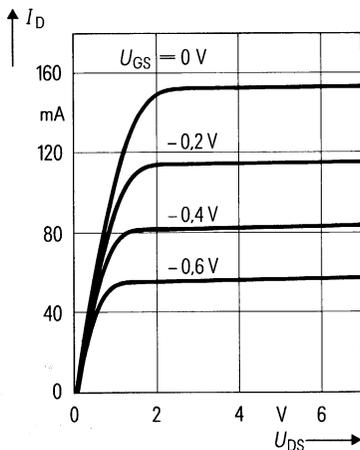
Ladegeräte enthalten in der Regel LED, die den Betrieb des Ladegerätes anzeigen. Bei Billiggeräten ohne Ladeanzeige empfiehlt es sich, die Ladezeitsteuerung mit einer entsprechenden optischen Anzeige auszustatten. Ein Schaltungsvorschlag ist in Bild 1 gestrichelt umrahmt.



**Bild 2** Ladeschaltung für NiCd-Akkus mit Zeitsteuerung

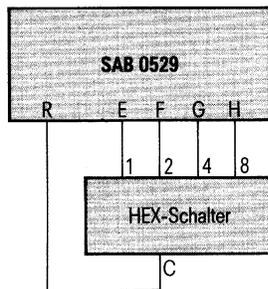


**Bild 3** SIPMOS-Kleinsignaltransistor BSS 129 als Konstantstromquelle



**Bild 4** Ausgangskennlinienfeld des SIPMOS-Transistors BSS 129

HEX-Schalterstellung	Wertigkeit	Grundzeit h	Ladezeit h
0	0	0,5	
1	2	0,5	1
2	4	0,5	2
3	6	0,5	3
4	8	0,5	4
5	10	0,5	5
6	12	0,5	6
7	14	0,5	7
8	16	0,5	8
9	18	0,5	9
A	20	0,5	10
B	22	0,5	11
C	24	0,5	12
D	26	0,5	13
E	28	0,5	14
F	30	0,5	15



**Tabelle** Ladezeitprogrammierung mit Langzeittimer SAB 0529 durch HEX-Schalter

Die LED ist über einen Vorwiderstand R1 parallel zum Ladegerät geschaltet. D1 ermöglicht den Stromfluß in Rückwärtsrichtung und schützt damit die LED.

### Zeitsteuerung für EPROM-Löschgeräte

Wegen der Triac-Daueransteuerung ist die Zeitsteuerung besonders für sehr kleine und undefinierte Lasten geeignet. Durch entsprechende Veränderung der Zeitprogrammierung sind z. B. EPROM-Löschgeräte (UV-Lampen) zeitlich steuerbar. In der Schaltung nach Bild 1 ist dafür der Schalter S1 vorgesehen. Durch Umlegen des Schalters wird die Grundzeit auf 0,5 min festgelegt. Mit dem HEX-Schalter lassen sich dann Verzögerungszeiten von einer bis 15 Minuten programmieren.

### Ladegerät für vier NiCd-Akkus

NiCd-Akkus (1,24 V; 500 mAh) werden 14 Stunden lang mit 50 mA geladen. Eine 14-h-Zeitsteuerung mit dem IC SAB 0529 wurde daher mit einer Ladeschaltung kombiniert (**Bild 2**). Die Ladeschaltung besteht im wesentlichen aus einer Konstantstromquelle. Sie läßt sich besonders einfach mit einem SIPMOS-Kleinsignaltransistor vom Verarmungstyp BSS 129 realisieren (**Bild 3**). Dieser Transistortyp arbeitet schon bei sehr niedrigen  $U_{DS}$ -Spannungen als sehr präzise Konstantstromquelle, wie das Ausgangskennlinienfeld im **Bild 4** zeigt. Bei  $U_{GS} = 0$  V fließt bereits ein Strom von  $I_{DS} \approx 150$  mA. Durch einen Widerstand  $R_{SG}$  in der Source-Leitung des SIPMOS-Kleinsignaltransistors wird, bezogen auf das Gate, eine negative Spannung erzeugt. Das Gate wird so gegenüber der Source negativ vorgespannt. Mit dem Sourcewiderstand  $R_{SG}$  lassen sich somit beliebige Ströme unterhalb von  $I_{DS}^0$  einstellen.  $R_{SG}$  wird durch die Gleichung  $R_{SG} = \frac{U_{GS(th)}}{I}$  bestimmt. Mit dem gewünschten Strom von 50 mA, der Gate-Source-Spannung aus dem Ausgangskennlinienfeld von  $\approx 0,6$  V beträgt  $R_{SG} = 12 \Omega$ . Die Diode  $D_R$  verhindert, daß sich die Akkus bei abgeschaltetem Ladegerät entladen. Der Ladevorgang wird durch eine LED angezeigt.

Bernhard Schwager

Bernhard Schwager

## Lüfternachlaufsteuerung mit Einschaltverzögerung

**Bei üblichen Lüfternachlaufsteuerungen mit dem Langzeittimer SAB 0529 läuft der Lüftermotor mit dem Einschalten der Raumbeleuchtung an. Die Nachlaufzeit beginnt mit dem Ausschalten der Raumbeleuchtung. Wird der Raum nur kurzzeitig betreten, löst dies sofort einen Entlüftungsvorgang aus. Mit einer zusätzlichen Einschaltverzögerung läßt sich erreichen, daß die Entlüftung nur bei längerem Aufenthalt im Raum in Betrieb gesetzt wird.**

Der zeitliche Ablauf der Vorgänge bei der Einschaltverzögerung ist im **Bild 1** grafisch dargestellt. Im ersten Fall beginnt nach Betätigen des Lichtschalters der Zeitablauf der Einschaltverzögerung von z. B. 40 s. Erst nach der abgelaufenen Einschaltverzögerungszeit startet der Lüfter. Die Nachlaufzeit beginnt mit dem Ausschalten des Lichtschalters. Im zweiten Fall wird der Lichtschalter betätigt, jedoch vor Ablauf der Einschaltverzögerungszeit wieder ausgeschaltet ( $t_V < 40$  s). Der Lüfter bleibt außer Betrieb.

### Prinzipschaltung

Die prinzipielle Lösung der zusätzlichen Einschaltverzögerung ist im **Bild 2** anhand zweier Funktionsblöcke grafisch dargestellt. Das Zeitglied bestimmt die Einschaltverzögerungszeit. Wegen zu großer Leckströme von Elektrolytkondensatoren, aber auch aus Platzgründen, ist für das Zeitglied eine spezielle Schaltung vorgesehen. Der Komparator er-

möglicht einen hochohmigen Abgriff und eine hohe Schaltschwelle. Mit dem Schalter S2 läßt sich die Einschaltverzögerung ausschalten.

### Zeitstufe

Zeitstufe und Komparator werden mit dem hochohmigen Zweifach-Operationsverstärker TAE 2453 realisiert, wie der Gesamtschaltplan im **Bild 3** zeigt. OP1 ist so geschaltet, daß mit einem kleinen Kondensator der Effekt hoher Kapazitätswerte erreicht wird. Dadurch können sehr gute Kondensatoren mit vernachlässigbar kleinem Leckstrom und sehr kleinem Volumen verwendet werden. Mit  $R_7 = 1 \text{ M}\Omega$  und  $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$  kann die Wirkung des Kapazitätswerts von C1 tausendfach vergrößert werden.

Mit  $\tau \approx R_6 \cdot \frac{R_7}{R_5} \cdot C_1 \approx 390 \text{ k}\Omega \cdot \frac{1 \text{ M}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} \cdot 100 \text{ nF}$  beträgt die Zeitkonstante 39 s. Diese Zeit entspricht etwa der Einschaltverzögerungszeit. Andere Einschaltverzögerungszeiten sind jederzeit durch Verändern von C1 möglich. Weitere Erläuterungen zu diesem Schaltungsteil sind im **Bild 4** enthalten.

### Komparator

Der Komparator schaltet bei der halben Versorgungsspannung  $U_S$ , da  $R_8 = R_9$  ist.  $U_S$  ist durch die interne Z-Diode des Langzeit-Timers SAB 0529 vorgegeben und liegt typisch bei 6,8 V. Mit dem

Schalter S2 besteht die Möglichkeit, die Einschaltverzögerung abzuschalten. Dies geschieht derart, daß dem Widerstand R9 der niederohmige Widerstand R10 parallelgeschaltet wird. Mit geschlossenem Schalter S2 liegt dann die Schaltschwelle bei etwa 0,2 V. Die noch verbleibende Einschaltverzögerung von etwa 1 s ist praktisch bedeutungslos. Der Ausgang von OP2 liefert dem Start-Eingang des Timers ein definiertes Signal ( $U_S$  bzw. nahezu  $O_S$ ).

### Schaltungsbeschreibung

Mit ausgeschaltetem Lichtschalter S1 und positiver Netzhälfte fließt Strom über R6, D2, R1 und die Lampe L1. Durch D1 kann das Potential an der Kathode von D2 nur um die Diodenflussspannung von D1 niedriger als  $O_S$  sein. Die Anode von D2 (nichtinvertierender Eingang von OP2) liegt dadurch nahezu auf Massepotential. Der Ausgang von OP2 ist durchgeschaltet und zieht auf den S-Eingang des Timers nach Masse. Durch Einschalten von S1 kann kein Strom mehr über D2 fließen und das Zeitglied wird aktiviert. Die Spannung am nichtinvertierenden Eingang von OP2 steigt bis zur Schaltschwelle von  $U_S/2$ . Das Schalten des Komparators bedeutet Flankenanstieg am Start-Eingang des Timers. Ausgang T des SAB 0529 beginnt stromsynchronisiert zu takten. Der Triac ist leitend, und damit ist auch der Lüfter in Betrieb. Nach Ausschalten der Beleuchtung mit S1 entlädt sich C1. Die am invertierenden Eingang von OP2 vorgegebene Schaltschwelle wird unterschritten. Dies führt zur negativen Flanke am S-Eingang des Timers. Da die Funktionsumschaltung FU mit  $+U_S$  verbunden ist, beginnt die über die Anschlüsse A bis I programmierte Nachlaufzeit.

Dip.-Ing. Bernhard Schwager,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

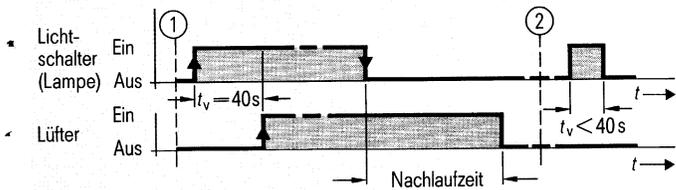


Bild 1 Zeitlicher Ablauf der Lüftersteuerung

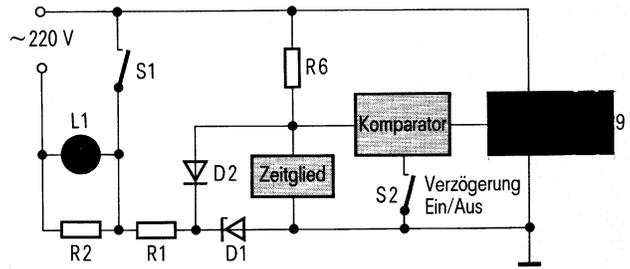


Bild 2 Prinzipschaltbild zur Einschaltverzögerung

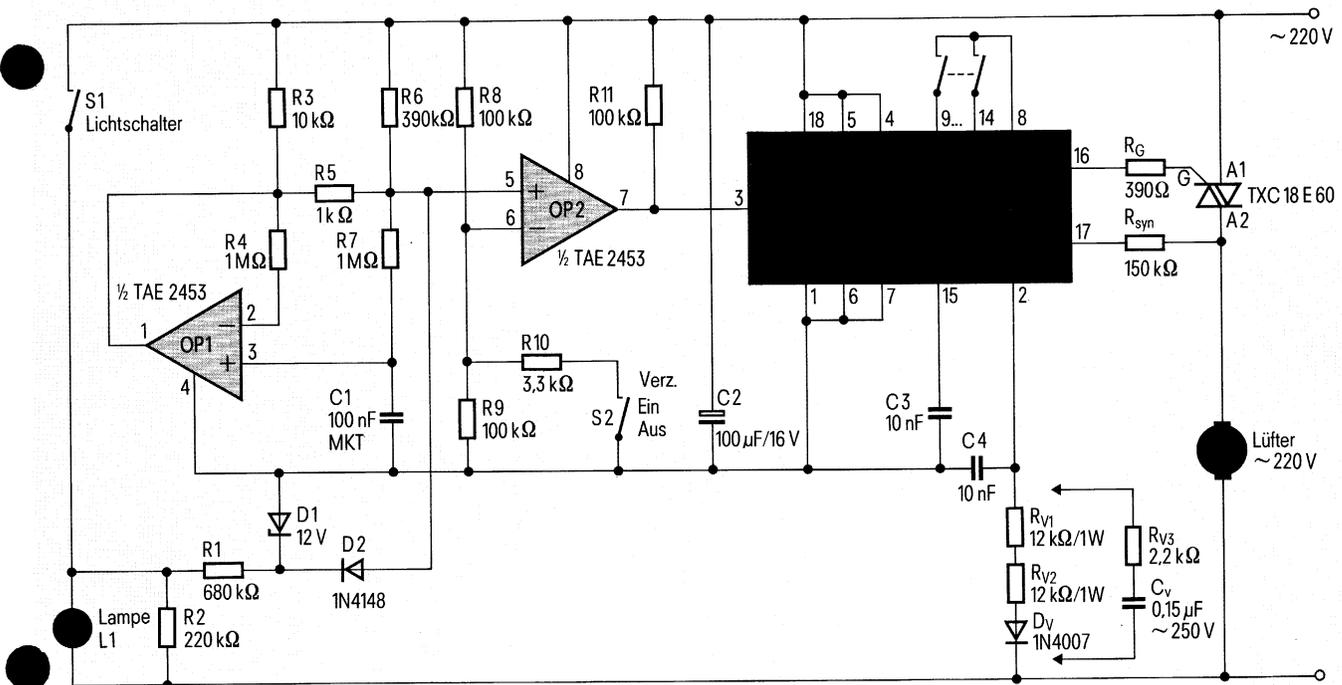
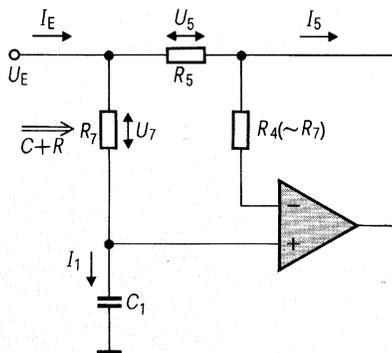


Bild 3 Schaltbild der Lüfternachlaufsteuerung mit Einschaltverzögerung



$$U_7 = U_E \frac{R_7}{R_7 + \frac{1}{j\omega C_1}} = U_5 = I_5 \cdot R_5$$

$$\frac{U_E}{I_5} = \frac{R_5 (R_7 + \frac{1}{j\omega C_1})}{R_7}$$

$$\frac{U_E}{I_5} = R_5 + \frac{R_5}{R_7} \left( \frac{1}{j\omega C_1} \right)$$

Ersatzschaltung

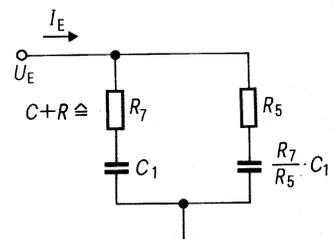


Bild 4 Schaltung zur Realisierung hoher Kapazitätswerte mit kleinen, hochwertigen Kondensatoren. Wie aus der Ersatzschaltung zu ersehen ist, kann der Kapazitätswert von  $C_1$  mit  $R_7 = 1 \text{ M}\Omega$  und  $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$  ungefähr tausendfach vergrößert werden

## Programmierung der Lüfternachlaufzeit

Die Lüfternachlaufzeit ist beliebig zwischen einer Sekunde und 31,5 Stunden wählbar. Sie wird über die Timeranschlüsse A bis I programmiert. Nach der Wahrheitstabelle [1] wird die Grundzeit eingestellt, indem die Anschlüsse A, B und C auf H- bzw. L-Potential gelegt werden. Im Beispiel beträgt die Grundzeit 1 min.

Die Lüfternachlaufzeit ergibt sich durch Multiplizieren der Wertigkeiten 1, 2, 4, 8, 16, 32 (Anschlüsse D bis I) mit der Grundzeit dadurch, daß die entsprechenden Anschlüsse mit R verbunden werden.

## Stromversorgung

Alternativ zur normalen Stromversorgung über die Netzvorwiderstände  $R_{V1}$ ,  $R_{V2}$  und Diode  $D_V$  zur Verlustleistungsreduzierung ist eine kapazitive Stromversorgung, mit  $R_{V3}$  und  $C_V$  angegeben, die eine verminderte Wärmeentwicklung gewährleistet. Nachteilig ist eine geringere Strombegrenzung bei Netzstörspannungsspitzen.

C2 verhindert Störimpulse an der Zeitbasis. Wegen der induktiven Motorlast wird der Triac stromsynchronisiert gezündet. Gegenüber Daueransteuerung des Triac-Gates ergibt die stromsynchronisierte Zündung eine reduzierte Verlustleistung am Netzvorwiderstand.

Die gesamte Schaltung läßt sich leicht in einer Unterputzdose unterbringen.

## Schrifttum

[1] Integrierte Schaltungen für industrielle Anwendungen, Siemens-Datenbuch 1985/86, S. 387 bis 403

Bernhard Schwager

# Kommutierungsschaltungen für einphasige, kollektorlose Gleichstrommotoren

**Dank elektronischer Kommutierung können Gleichstrommotoren kollektorlos gebaut und betrieben werden. Dies führt zu wirtschaftlichen Motortypen mit langer Lebensdauer. Für die benötigten Kommutierungsschaltungen bietet Siemens geeignete Leistungs-IC und Positionssensoren.**

Kollektorlose Gleichstrommotoren, auch Elektronikmotoren oder bürstenlose Gleichstrommotoren genannt, sind inzwischen in großer Typenvielfalt verfügbar. Zusätzlich zu den bekannten Vorteilen des permanent erregten Gleichstrommotors, wie hoher Wirkungsgrad und großer Drehzahlbereich, hat der kollektorlose Gleichstrommotor vor allem eine lange Lebensdauer, geringes Laufgeräusch, geringe Funkstörungen sowie wenig Eigenerwärmung. Außerdem können Zusatzfunktionen wie

Drehzahlregelung für konstante Luftleistung, Drehzahlregelung in Abhängigkeit von der Temperatur und Drehzahlüberwachung einfach realisiert werden. Nachteilig sind bei den Elektronikmotoren die Kosten für die elektronische Kommutierung. Die Kosten lassen sich durch Verwendung eines Einphasenmotors mit magnetischem Reluktanz-Hilfsmoment reduzieren. Dieser Motortyp eignet sich besonders für Antriebsaufgaben, bei denen nur eine Drehrichtung gefordert wird und gewährleistet ist, daß der Rotor nach dem Abschalten in seine Anlaufstellung findet. Die Kommutierung des Wicklungsstromes erfolgt durch einen elektronischen, verschleißfrei arbeitenden Kommutator, der durch einen berührungslos wirkenden Lagemelder (Hall-IC) gesteuert wird.

## Ansteuerprinzipien

Ein wichtiges Unterscheidungsmerkmal bei kollektorlosen Gleichstrommotoren ist das Aufbauprinzip der Wicklung und die Art der Ansteuerung. Je nach Anzahl der voneinander unabhängigen Stränge ist auch die Ansteuerung unter-

Dipl.-Ing. Bernhard Schwager,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Anwendungstechnik, München

Erich Kaifler

## SIPMOS-Depletionstransistoren – leitend auch ohne Ansteuersignal

**SIPMOS®-Transistoren vom Verarmungstyp zeichnen sich gegenüber Transistoren vom Anreicherungstyp und Bipolartransistoren dadurch aus, daß sie bereits ohne Ansteuerspannung leitend sind. Diese Eigenschaft ermöglicht in vielen Fällen einfachere und damit auch zuverlässigere Schaltungen.**

Das heutige Bauelementespektrum ist so vielfältig, daß für die meisten Anwendungen verschiedene Lösungsmöglichkeiten bestehen. Oberstes Gebot bei der Schaltungsentwicklung ist jedoch, die gewünschte Funktion mit möglichst wenigen Bauelementen zu realisieren. Dies hat nicht nur die naheliegenden Vorteile wie geringer Platzbedarf, einfache Montage und Kostenreduzierung, sondern führt auch zu höherer Zuverlässigkeit. MOSFET standen bisher hauptsächlich in Form von Anreicherungstypen zur Verfügung, die in der Literatur auch als Enhancementstypen bzw. Normally-off-Typen beschrieben werden. Im Vergleich zu bipolaren Transistoren zeichnen sich diese Transistoren besonders aus durch:

- hohen Eingangswiderstand
- kurze Schaltzeiten
- robustes Schaltverhalten.

**Bild 1** zeigt, daß unipolare Transistoren prinzipiell mehr Varianten ermöglichen als bipolare Transistoren. Mit dem Angebot der neu hinzugekommenen SIPMOS-Verarmungstypen (Normally-on-Transistoren, Depletionstransistoren) lassen sich viele Schaltungen einfacher gestalten.

### Grundsaltungen mit den Depletionstransistoren BSS 129, BSS 229, BSS 139

Die SIPMOS-Verarmungstypen BSS 129, BSS 229 und BSS 139 bieten die gleichen Vorteile wie die bekannten Anreicherungstypen, sie sind jedoch bei 0 V Gatespannung, das heißt ohne Ansteuersignal, leitend. Das Diffusionsprofil in der Kanalzone ist bei SIPMOS-Transistoren vom Verarmungstyp so ausgelegt, daß bei  $U_{GS} = 0$  V genügend Ladungsträger (bei N-Kanal-Transistoren sind es Elektronen) zur Verfügung stehen, um z.B. beim Typ BSS 229 in der Drain-Source-Strecke einen Widerstand von kleiner 100  $\Omega$  bei  $I_D = 14$  mA und  $U_{GS} = 0$  V zu gewährleisten. Der Transistor geht bei etwa 100 mA in die Sättigung und arbeitet von sehr niedrigen  $U_{DS}$ -Spannungen ( $U_{DS} \approx 1$  V) bis zur vollen Drain-Source-Sperrspannung als sehr präzise Konstantstromquelle (**Bild 2**).

Die Übertragungskennlinie des Depletionstransistors beginnt im negativen und reicht in den positiven Bereich. Positive Gate-Source-Spannungen reichern die Kanalzone mit Ladungsträgern weiter an und führen zu einer graduellen Reduzierung des Drain-Source-Einschaltwiderstandes  $R_{DS(on)}$ . Bei negativer Gatespannung werden die Elektronen verdrängt, die Kanalzone verarmt an Ladungsträgern und der Transistor geht in den Sperrzustand über.

Bei Gleichstromanwendungen setzt dies eine zusätzliche Quelle für die negative

Spannung voraus. Im Impulsbetrieb kann der Transistor recht einfach mit einem Kondensator im Gatezweig abgeschaltet werden, ohne daß eine eigene Spannungsversorgung für das Gatesteuersignal notwendig ist (**Bild 4**).

Mit vertikalen Depletionstransistoren steht ein »monolithischer Ruhekontakt« zur Verfügung, der die Daten von Sperrschicht-Feldeffekttransistoren bezüglich Strom und Spannung weit übertrifft. Der Transistor BSS 129 hat zum Beispiel einen maximalen Drainstrom von 150 mA und eine Drain-Source-Durchbruchspannung größer 240 V.

Schließt man Gate und Source kurz, so arbeitet der Transistor entsprechend der Ausgangskennlinie (**Bild 3**) bei  $U_{GS} = 0$  als Strombegrenzer bzw. Konstantstromquelle.

Im **Bild 5** wird durch den Widerstand  $R$ , bezogen auf das Gate des Transistors, eine negative Spannung erzeugt, die dem Ausgangskennlinienfeld entsprechend zu einer Strombegrenzung bei niedrigeren Werten führt. Auf diese Weise kann mit einfachen Mitteln die Strombegrenzung auf jeden Wert unterhalb des  $I_{DS}$  eingestellt werden. Für den Strom  $I_{konst}$  gilt die Formel

$$I_{konst} \approx \frac{U_{GS(th)}}{R}$$

Der Transistor BSS 129 ist besonders als »Ruhekontakt« bzw. für Schalteranwendungen geeignet. Im **Bild 6** ist der Transistor BSS 129 als Konstantstromquelle eingesetzt, die zusätzlich abgeschaltet werden kann. Da der Stromfluß bei SIPMOS-Transistoren auch umgekehrt werden kann, läßt sich die Schaltung nach **Bild 6** zu einem AC-Stromkonstanter dadurch erweitern, daß zwei Transistoren mit jeweils einem Widerstand im Sourcezweig zusammengefaßt

Dipl.-Ing. (FH) Erich Kaifler,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Vertrieb SIPMOS-Halbleiter, München

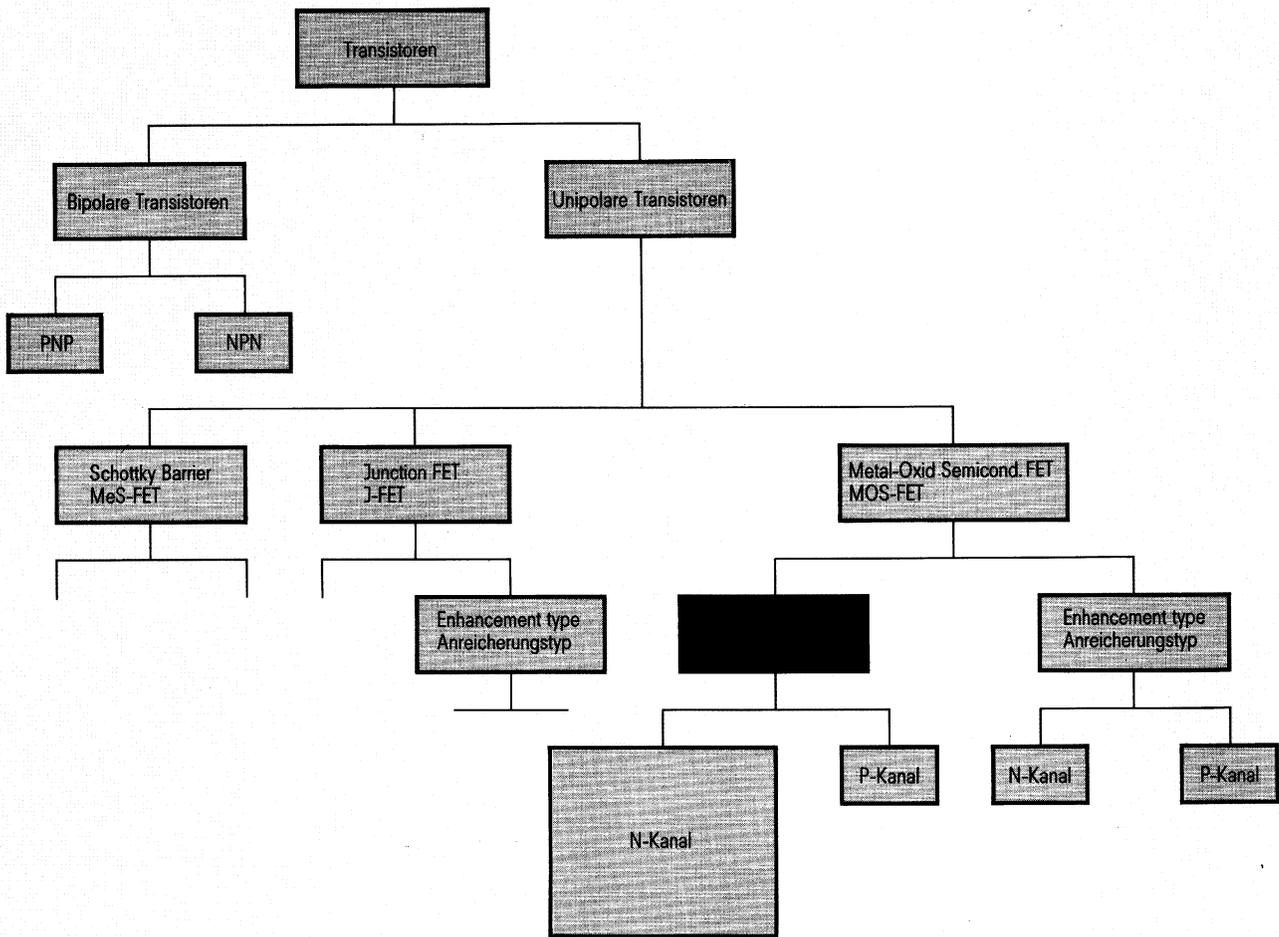


Bild 1 Technologische Varianten von Transistoren

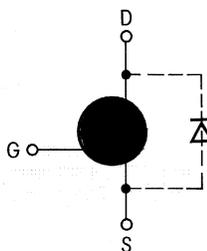


Bild 2 Schaltbild des N-Kanal-Depletionstransistors

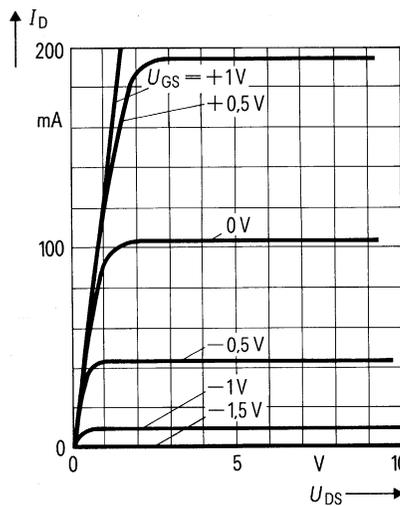


Bild 3 Ausgangskennlinienfeld des Transistors BSS 129

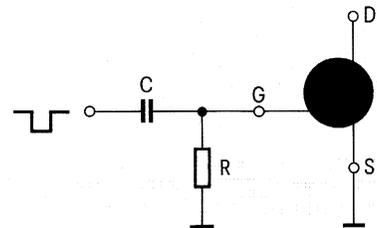
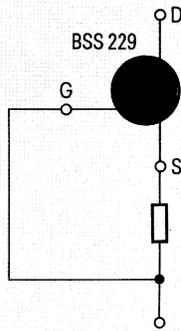
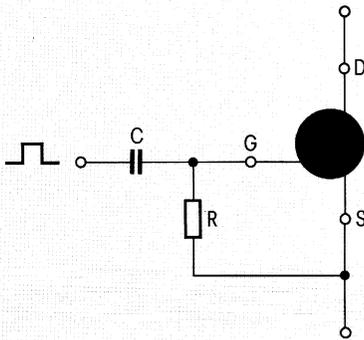


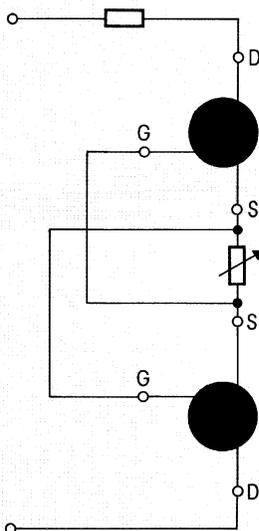
Bild 4 SIPMOS-Depletionstransistor als Schalter. Der Transistor wird durch eine negative Spannung am Gate abgeschaltet



**Bild 5** BSS 229 als Konstantstromquelle beschaltet



**Bild 6** Beschaltung des Transistors als Strombegrenzer und Schalter



**Bild 7** Konstantstromquelle bei Wechselspannung

werden. Die Schaltung wird weiter vereinfacht, wenn der für den Spannungsabfall nötige Widerstand für beide Transistoren herangezogen wird (**Bild 7**).

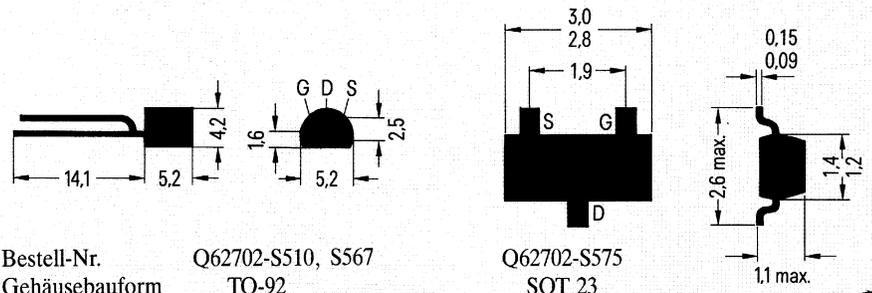
In vielen Fällen wird der niedrige Drain-Source-Einschaltwiderstand des BSS 129 nicht benötigt, während anwendungsbedingt andere Daten stärker berücksichtigt werden müssen, zum Beispiel Sperrspannung, Kennlinienverlauf oder Schwellenspannung. Für Aufgaben wie Hilfsstromversorgungen, Schwellenschalter, Strombegrenzer oder Konstantstromquellen eignet sich der neue Deple-

tionstransistor BSS 229, der in seine technischen Daten obigen Forderungen angepaßt ist. Die Spannungsfestigkeit  $U_{DS(BR)}$  dieses Transistors ist größer 250 V, der Drain-Source-Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  beträgt maximal 100  $\Omega$ . Die Schwellenspannung  $U_{GS(th)}$  liegt zwischen -2,5 und -0,7 V. Der Transistor BSS 229 hat die Bestellnummer Q62702-S567. Für Anwendungen, die eine engere  $U_{GS}$ -Streuung bzw. einen exakten Referenzpunkt voraussetzen, werden die Transistoren bei Bedarf auch gruppiert unter der Bestellnummer Q62702-S567-P1 geliefert. In

Stempelcode	$U_{GS}$ (V)	Liefernummer
F	-1,385 bis -1,535	Q62702-S574
G	-1,485 bis -1,635	Q62702-S572
A	-1,585 bis -1,735	Q62702-S569
B	-1,685 bis -1,835	Q62702-S570
C	-1,785 bis -1,935	Q62702-S571
D	-1,885 bis -2,035	Q62702-S573

**Tabelle 1** Transistoren BSS 229 können auch nach der Gate-Source-Spannung gruppiert geliefert werden. Meßbedingungen:  $I_D = 10 \mu A$ ,  $U_{DS} = 3 V$

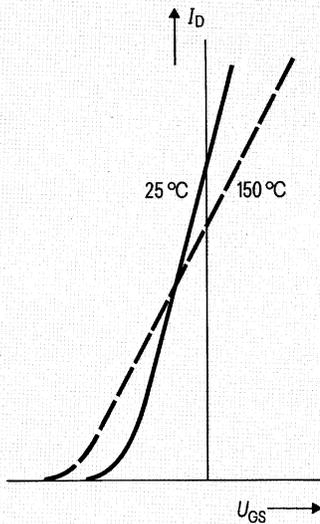
Grenzwerte		BSS 129	BSS 229	BSS 139	
Drain-Source-Spannung	$U_{DS}$	240	250	250	V
Drain-Gleichstrom	$I_D$	150	70	40	mA
Gate-Source-Spannung (nicht periodisch)	$U_{GS}$	$\pm 20$	$\pm 20$	$\pm 20$	V
Max. Verlustleistung	$P_D$	1	1	0,36	W
<b>Kennwerte</b>					
Gate-Schwellenspannung ( $U_{DS} = 3 V$ ; $I_D = 1 mA$ )	$U_{GS(th)}$	-1 (<-0,7)	-1 (<-0,7)	-1 (<-0,7)	V
Drain-Reststrom ( $U_{DS} = 240 V$ ; $U_{GS} = -3 V$ ; $\vartheta = 25 ^\circ C$ )	$I_{DS}$	<100	<100	<100	nA
Gate-Source-Leckstrom ( $U_{GS} = 20 V$ ; $U_{DS} = 0 V$ )	$I_{GSS}$	10 (<100)	10 (<100)	10 (<100)	nA
Drain-Source-Einschaltwiderstand	$R_{DS(on)}$	<20	<100	<100	$\Omega$



Bestell-Nr. Q62702-S510, S567  
Gehäusebauform TO-92

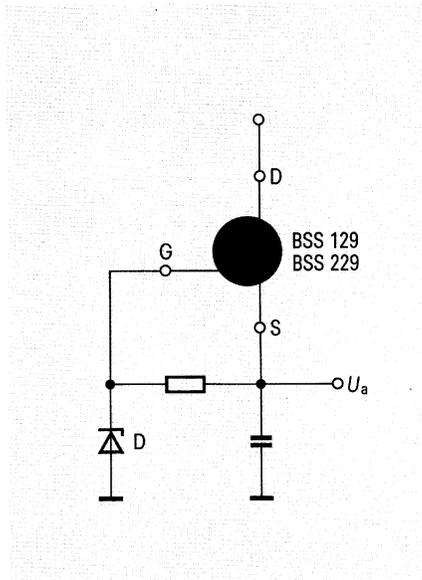
Q62702-S575  
SOT 23

**Tabelle 2** Einige technische Daten der SIPMOS-N-Kanal-Transistoren vom Verarmungstyp BSS 129, BSS 139 und BSS 229



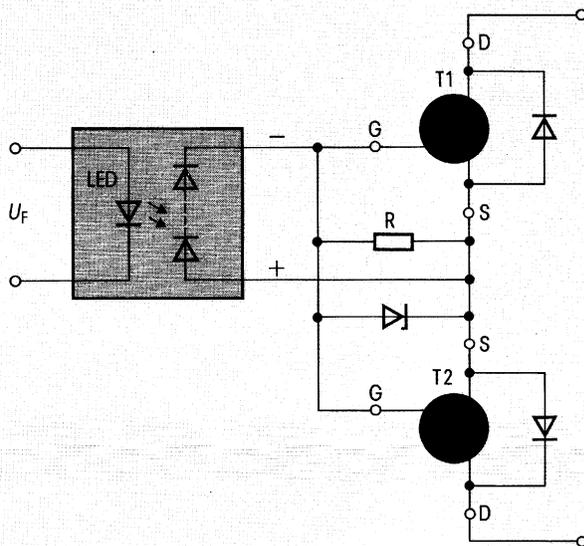
**Bild 8 Übertragungscharakteristik**  
 $I_D = f(U_{GS})$  des Transistors BSS 229

Fällen, die eine größere Streubreite von  $U_{GS}$  nicht erlauben, müssen für die Lieferung mindestens drei Einzelgruppen akzeptiert werden (**Tabelle 1**). Die Transistoren BSS 229 haben einen besonders abrupten Übergang vom ohmschen Bereich in den Pentodenbereich. Dies ermöglicht es, zusammen mit der engen  $U_{GS}$ -Gruppierung, einen sehr exakten Referenzpunkt festzulegen.



**Bild 9 SIPMOS-Transistor als Spannungsregler beschaltet**

Da die Übertragungsteilheit  $g_{fs}$  von MOS-Transistoren bei kleinen Arbeitspunkten nicht linear ist, werden die in den Datenblättern angegebenen Meßwerte meist durch Kennlinien ergänzt. Zu beachten ist dabei, daß die Übertragungskennlinie bei kleinen Arbeitspunkten einen negativen Temperaturkoeffizienten hat, der bei höheren Strömen zu positiven Werten übergeht (**Bild 8**).



**Bild 10 Zweirichtungsschalter. Unabhängig von der Polarität der anliegenden Spannung werden die beiden Transistoren mit nur einer Ansteuerung geschaltet**

Beim Transistor BSS 229 ist es gelungen, den Schnittpunkt der Kennlinien in den bevorzugten Arbeitsbereich, d.h. in den Depletionbereich zu legen, so daß dem Anwender ein sehr temperaturstabiles Bauelement zur Verfügung steht.

**Bild 9** zeigt einen Spannungsregler mit der Ausgangsspannung  $U_a \approx U_Z + U_{GS(th)}$ . Diese Anordnung bietet den Vorteil, daß der Regler im Ruhezustand praktisch keine Verluste hat. Bei Stromentnahme hat der Transistor zunächst rein ohmsches Verhalten. Bei Kurzschluß geht der Transistor in den Pentodenbereich über und dient als Schutz, indem er den Strom begrenzt.

SIPMOS-Depletionstransistoren haben auch in diesem Fall wegen ihrer hohen Sperrspannung und des scharfen Übergangs vom ohmschen in den Pentodenbereich Vorteile gegenüber anderen Transistorarten.

Aufgrund der engtolerierten  $U_{gs}$ -Gruppen ist es auch möglich, Schaltungen aufzubauen, die bei einer bestimmten Schwelle reagieren. Dies kann zur Unterspannungserkennung genutzt werden, beispielsweise um die völlige Entladung eines Akkus zu verhindern.

Für selbstleitende Wechselstromschalter mit höheren Sperrspannungen benötigt man zwei Depletionstransistoren. Diese haben wie auch Enhancementstransistoren eine integrierte Inversdiode. Bei AC-Anwendungen muß man deshalb zwei Depletionstransistoren antiseriell schalten.

Im **Bild 10** sind die Source- und Gateanschlüsse von T1 und T2 miteinander verbunden. Dadurch ist es möglich, beide Transistoren mit nur einer Ansteuerung zu schalten.

Bei  $U_F = 0$  ist  $U_{GS}$  der beiden Transistoren gleich Null, d.h. beide Transistoren sind leitend. Fließt der Eingangsstrom  $I_F$ , so wird der gemeinsame Gateanschluß gegenüber den Sourceanschlüssen negativ vorgespannt. Die Transistoren sperren.

Unabhängig von der an D-D anliegenden Spannung (positiv oder negativ) sperrt auch eine der beiden Inversdioden. Wird  $I_F$  abgeschaltet, so entladen sich die Gatekapazitäten über R auf  $U_{GS} = 0$  und schalten die Drain-Drain-Strecke wieder ein. Die Diode Z dient als Schutz für die G-S-Strecken von T1 und T2.

## Technischer Steckbrief

Die Bauform der ARGUS-LED ist der von 3-mm-Standard-LED sehr ähnlich. Wie bei den Standardausführungen kann der Anwender zwischen den Farben Super-rot, Gelb und Grün wählen. Bei den Grenzdaten und den typischen Kennwerten ist zu unterscheiden zwischen Normalstrom- und Niedrigstromversion (**Tabelle**). Der Begriff Normalstrom meint Bauformen, die für einen Durchlaßstrom von maximal 45 mA (typ. 10 mA) zugelassen sind. Bei den Niedrigstromversionen (typ. 2 mA) gelten 7,5 mA als Obergrenze des Durchlaßstroms.

### Bei vielen Anzeigeelementen als Hintergrundbeleuchtung einsetzbar

ARGUS-LED sind als Hintergrundbeleuchtung für sehr viele Anwendungen geeignet, da sie dem Entwickler weder bei der Anzeigenfläche noch bei der Bauhöhe Einschränkungen auferlegen.

Gegenüber den bislang üblichen Lichtquellen (Glühlampen) weisen sie eine Reihe von Vorteilen auf: Sie haben vergleichsweise einen viel geringeren Energieverbrauch, eine eindeutig höhere Lebensdauer und sind zudem für die automatische Bestückung geeignet (gegurtert lieferbar).

Konkret zum Einsatz kommen die ARGUS-LED bereits in der Unterhaltungselektronik, wo sie die Anzeigenpanels von Fernseh- und Videogeräten verschiedener europäischer Hersteller beleuchten. Weitere Anwendungen finden sich bei Autoradiogeräten sowie bei Instrumenten und Funktionsanzeigen in Kraftfahrzeugen.

Auch die Hersteller von Elektro-Großgeräten können die Vorteile der ARGUS-LED nutzen, da sie aufgrund der nun praktisch wartungsfreien Bedienfelder ihren Servicedienst von simplen, jedoch zeitraubenden Austauscharbeiten entlasten können.

Einzug halten ARGUS-LED ferner in Anwendungen der MSR-Technik, besonders der Fernleittechnik. Dort hinterleuchten sie beispielsweise die Anzeigeelemente von Stellwerken und automatisierten Fertigungsanlagen, wobei sie den Betriebszustand verschiedenster Aggregate rückmelden und aus sicherheitstechnischen Gründen überaus zuverlässig arbeiten müssen.

Peter Brauschke  
Peter Sommer

# Smart SIPMOS: Leistungshalbleiter mit Intelligenz

Schaltungsentwickler wünschen seit jeher, Leistungsschalter zur Verfügung zu haben, die sich im Fehlerfall selbst schützen. Dieser Forderung kommt Siemens seit kurzem mit ersten integrierten Mustern der smart SIPMOS®-Halbleiterfamilie entgegen. Diese Schalttransistoren schützen sich mittels integrierter Sensoren selbst gegen Kurzschluß, Überspannung und Übertemperatur und erreichen damit eine erhöhte Zuverlässigkeit, die besonders in sicherheitstechnisch wichtigen Systemen von Bedeutung ist.

### Vor Überspannung und Überlast durch integrierte Sensoren gesichert

Das erste Mitglied der smart SIPMOS-Bauelementereihe ist der selbstschützende Schalter BTS 412 A für masseseitig angeschlossene Lasten (**Bild 1**). Er gehört zur Gruppe der sogenannten PROFET, der Protected MOSFET, und eignet sich vor allem für 12- und 24-V-Anwendungen, die in der Kfz- und Industrielektronik bevorzugt werden. Hierbei sind Überspannungen bis zu 45 V zulässig. Im Falle eines Kurzschlusses schaltet er nach einer Wartezeit von 40 µs selbsttätig ab. Steigt die Belastung hingegen langsam an, so wird die integrierte Temperaturüberwachung wirksam, die das Bauelement bei Überschreiten von 150 °C Sperrschichttemperatur abschaltet.

Der Halbleiterschalter BTS 412 A befindet sich in einem Gehäuse mit fünf Anschlüssen (ähnlich TO 220) und verarbeitet als Eingangssignale sowohl Spannungsimpulse von 5-V-CMOS- als auch von TT-Logiken. Ein Statusausgang, der ebenfalls CMOS-/TTL-kompa-

tibel ist, meldet zudem, ob Kurzschluß, Leerlauf oder überhöhte Belastung vorliegt. Diese Signale kann ein übergeordneter Mikrocomputer auswerten.

Außer dem BTS 412 A, der sich bereits in Serienproduktion befindet, ist eine Reihe weiterer PROFET mit höherer Spannungsfestigkeit und niedrigerem  $R_{DS(on)}$  in Entwicklung. Muster werden in den nächsten Monaten zur Verfügung stehen.

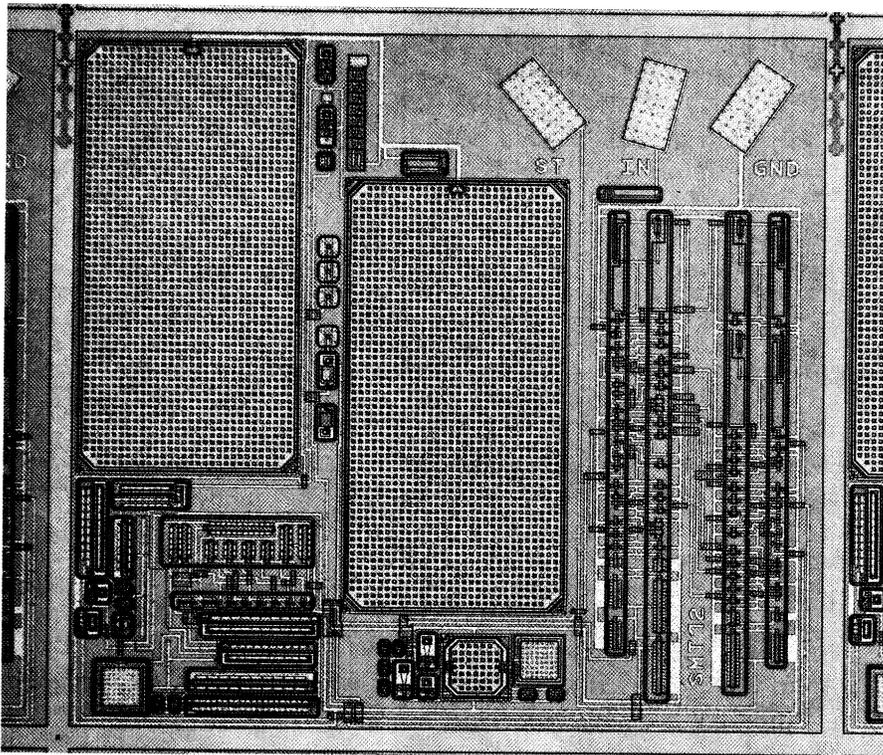
### TEMPFET schützen sich und nachgeschaltete Verbraucher

Nicht in allen Anwendungen wird die volle Intelligenz eines BTS 412A benötigt. Häufig sind nur die Grundfunktionen, wie Schutz vor Übertemperatur, Überlast und Kurzschluß gefordert. Deshalb wurden sogenannte halbintelligente SIPMOS-Schalter, die TEMPFET (Temperature Protected MOSFET) mit den vorgenannten Grundfunktionen entwickelt. Sie haben eine Spannungsfestigkeit von 50 bzw. 60 V und können dabei Ströme bis zu 27 A (BTS 130) schalten.

### Bei 150 °C schaltet der TEMPFET ab

Mit zunehmendem Laststrom durch den TEMPFET steigt auch die in ihm umgesetzte Verlustleistung und damit seine Temperatur. Überschreitet dabei die

Dipl.-Ing. (FH) Peter Brauschke,  
Peter Sommer,  
Siemens AG, Bereich Bauelemente,  
Vertrieb Leistungshalbleiter, München



**Bild 1** Chipstruktur des PROFET BTS 412 A

Chiptemperatur den maximal zulässigen Wert von 150 °C, so schließt ein Temperatursensor im Schalttransistor das Gate gegenüber der Source kurz (**Bild 2**). Daraufhin entlädt sich schlagartig die Eingangskapazität des Bauteils und der TEMPFET schaltet ab.

Für einen ungestörten Betrieb empfiehlt es sich, den TEMPFET zusätzlich mit Varistor oder Z-Diode vor Überspannungen zu schützen (**Bild 3**). Diese Überspannungen sind im Bordnetz bereits vorhanden oder werden als Folge der sehr kurzen Abschaltzeit des Temperatursensors und der immer vorhandenen Leitungsinduktivitäten induziert. Mit einem Serienwiderstand (R1) im Gatekreis erreicht man, daß der Temperatursensor im durchgeschalteten Zustand nicht zuviel Strom aufnimmt.

### Kurzschlußströme sind zu begrenzen

Da der Temperatursensor stets eine gewisse Reaktionszeit hat, bis er abschaltet, kann der im Falle eines Kurzschlusses auftretende Kurzschlußstrom sehr hohe Werte annehmen. Der TEMPFET könnte dabei Schaden nehmen, so daß man die Höhe des Kurzschlußstroms, wie in dem Beispiel **Bild 3**, begrenzen

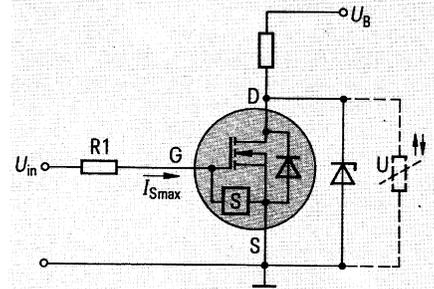
muß. Als »Kurzschlußbarriere« wirkt dabei die Z-Diode D (zwischen Gate und Source), die im Kurzschlußfall das Einhalten der Grenzwerte für die maximale Kurzschlußleistung  $P_k = 600 \text{ W}$  bzw. 1200 W und für den maximalen Kurzschlußstrom  $I_k = 100 \text{ A}$  (bei Version BTS 130) sicherstellt (**Bild 4**).

### Wiedereinschalten extern

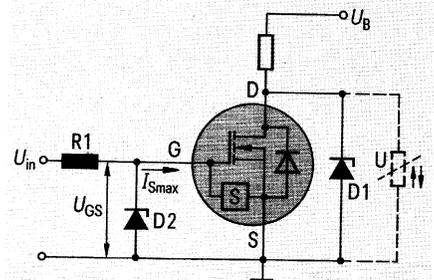
Wenn der TEMPFET, bedingt z. B. durch einen Kurzschluß, sich abgeschaltet hat, bleibt er auch nach Beheben der Fehlerursache und trotz anliegender Ansteuerspannung  $U_{GS}$  abgeschaltet. Der Temperatursensor hat also eine Thyristorfunktion.

Solange der Haltestrom durch den Temperatursensor fließen kann, bleibt der Temperatursensor leitend und damit der TEMPFET gesperrt. Will man ihn wieder einschalten, muß das Ansteuersignal  $U_{GS}$  kurz unterbrochen, d. h. auf Null gesetzt werden.

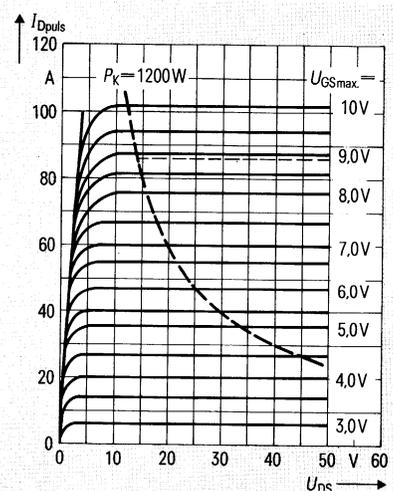
In einigen Anwendungen wünscht man sich ein automatisches Wiedereinschalten des Bauelements nach einem Fehlerfall, vor allem dann, wenn keine Überwachungslogik zum »Restart« vorhanden ist. Dieser Forderung kann man bereits



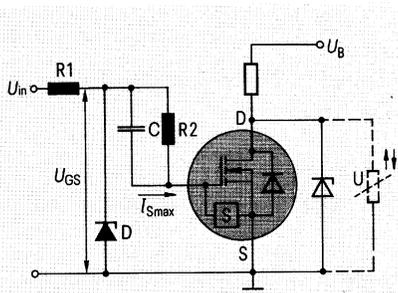
**Bild 2** Der im TEMPFET integrierte Temperatursensor S schaltet bei Temperaturen über 150 °C Gate und Source kurz und verhindert damit weiteren Stromfluß durch das Bauteil



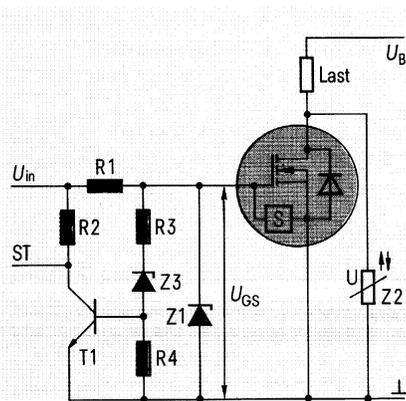
**Bild 3** Die Z-Diode D1 schützt den TEMPFET vor Überspannungen, R1 wirkt für den Temperatursensor S strombegrenzend im durchgeschalteten Zustand, D2 begrenzt  $U_{GS}$  und damit den Strom im Kurzschlußfall



**Bild 4** Ausgangskennlinienfeld des TEMPFET BTS 130. Eine Z-Diode zwischen Gate und Source begrenzt  $U_{GS}$  und damit den Kurzschlußstrom



**Bild 5** Die Gatebeschaltung bewirkt, daß sich der TEMPFET nach einem Kurzschluß selbst wieder einschaltet



**Bild 6** TEMPFET-Beschaltung, die ein Statussignal über den Betriebszustand liefert

mit wenigen zusätzlichen Bauteilen nachkommen, wie **Bild 5** zeigt. Die darin vorgestellte Schaltung stellt sicher, daß sich der TEMPFET nach einem Kurzschluß selbst wieder einschaltet.

Die Kapazitäten zwischen Gate und Source  $C_{GS}$  und zwischen Gate und Drain  $C_{GD}$  des Transistors bilden einen kapazitiven Spannungsteiler [1, 2]. Bei hochohmiger Ansteuerung wird das Gate um einige Volt über die Z-Spannung von D angehoben. Ein Durchschalten auf einen unzulässig hohen Stromwert bzw. ein Überschreiten der zulässigen Kurzschlußleistung und somit eine Zerstörung des Bauteils ist die Folge. Um das zu vermeiden, wird über den Kondensator C das Gate-Potential festgehalten, so daß fast kein zusätzliches Aufsteuern des Transistors erfolgt.

$R_2$  wurde mit 330 k $\Omega$  so gewählt, daß auch bei höheren Gate-Spannungen der Haltestrom sicher unterschritten wird.

Typ	$U_{DS}$ V	$R_{DS(on)}$ $\Omega$	$I_D$ A	Gehäuse	Besonderheit
BTS 412 A	45	0,4	11	TO-220/5	
BTS 114	50	0,1	14	TO-220	
BTS 115	50	0,12	12	TO-220	kompatibel mit 5-V-Logik
BTS 130	50	0,05	27	TO-220	
BTS 131	50	0,06	25	TO-220	kompatibel mit 5-V-Logik
BTS 132	60	0,065	24	TO-220	kompatibel mit 5-V-Logik

**Tabelle** Verfügbares PROFET- und TEMPFET-Typenspektrum

Diese RC-Beschaltung stellt auch die Frequenz für das Wiedereinschalten unabhängig vom Haltestrom des Temperatursensors und von der Gehäusetemperatur ein. Außerdem wird bei noch bestehendem Kurzschluß der Wiedereinschaltstrom vor dem erneuten Abschalten begrenzt.

Ist in einer Schaltung ein Mikrocomputer für Steuer- und Kontrollaufgaben vorgesehen, so kann man diesem auch TEMPFET zur Überwachung unterstellen. Notwendig sind dazu allerdings einige diskrete Bauteile (**Bild 6**), die den Betriebszustand »abgeschaltet« oder »aktiv« des TEMPFET in Form eines Statussignals mikroprozessorgerecht aufbereiten.

Dazu wird die Spannung am Gate des TEMPFET ausgewertet. Im eingeschalteten Zustand entspricht die Gate-Spannung der Z-Spannung  $U_{Z1}$  (z. B. 8,1 V). Schaltet sich der TEMPFET infolge Übertemperatur ab, so stellt sich am Gate die Durchlaßspannung des internen Sensors (etwa 1,5 V) ein. Diese Spannungsdifferenz am Gate kann zur Erzeugung eines Statussignals benutzt werden.

### Bislang sind fünf Ausführungen als Muster verfügbar

Das gegenwärtige TEMPFET-Typenspektrum umfaßt fünf verschiedene Ausführungen (**Tabelle**), weitere sind in Entwicklung, die alle im TO-220- bzw. TO-218-Gehäuse geliefert werden. Damit sind sie zu den Standard-MOS-Transistoren pinkompatibel.

### Einsatzmöglichkeiten des TEMPFET

Wichtige Einsatzgebiete dieser Leistungstransistoren sind die Automobil-

und Industrieelektronik, zumal sie sich durch ihre niedrigen Einschaltwiderstände ( $R_{DS(on)} \leq 50 \text{ m}\Omega$  bei Version BTS 130) auch zum Schalten größerer Lasten eignen. Darüber hinaus machen sie ein Absichern der Verbraucher (z. B. Lampen oder Motoren) durch Schmelzsicherungen überflüssig. Man kann deshalb TEMPFET auch als »Relais mit eingebauter Sicherung« bezeichnen!

### Schrifttum

- [1] SIPMOS Bauelemente. Siemens-Datenbuch 1987/88, Seite 28 bis 29
- [2] Stengl, J.-P., Tihanyi, J.: Leistungs-MOSFET-Praxis, Seite 63 ff. Pflaum-Verlag, München

**SIEMENS**

# **Universal IR-Schließsystem**

11/87

**Mit den Angaben in diesem Datenblatt werden die Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert. Für die angegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen. Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.**

**Gewährleistungen für etwaige Schutzrechte Dritter nur für Bauelemente selbst, nicht hinsichtlich Schaltungen / Anwendungen.**

Vorläufige Daten

Typ	Funktion	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 5001	Sender	Q 67100 - H 8532	DIP 40
SLE 5001 K	Sender	Q 67100 - H 8533	Mikropack
SLE 5001 W	Sender	Q 67100 - H 8534	PLCC 44
SLE 5002	Empfänger	Q 67100 - H 8529	DIP 40
SLE 5002 K	Empfänger	Q 67100 - H 8530	Mikropack
SLE 5002 W	Empfänger	Q 67100 - H 8531	PLCC 44
TDE 4061	Vorverstärker mit Demodulator	Q 67000 - A 8136	DIP 14
TDE 4061 G	Vorverstärker mit Demodulator	Q 67000 - A 8137	SO 14
SDE 2506	E <sup>2</sup> PROM 1KBit	Q 67100 - H 8441	DIP 8
SDE 2506 K	E <sup>2</sup> PROM 1KBit	Q 67100 - H 8473	Mikropack

**Allgemeines:**

Die CMOS-Bausteine SLE 5001 und SLE 5002 sind als Sender und Empfänger für ein elektronisches Universal Schließsystem konzipiert. Das System bietet bei minimalem Bauelementeaufwand ein Maximum an Sicherheit und Komfort.

Durch Mikropack-Ausführung sind die Abmessungen des Senders in der Größenordnung eines mechanischen Schlüssels.

Die Datenübertragung vom Sender zum Empfänger erfolgt mittels Infrarotlicht. Grundsätzlich sind auch andere Übertragungsarten (Funk, Ultraschall u.a.) möglich, je nach Hardwareperipherie.

Im Falle der Datenübertragung mit Infrarotlicht kommt der IR-Vorverstärker TDE 4061 als Systemkomponente hinzu.

Der Öffnungs- / Schließvorgang zur Türverriegelung wird durch kurze Betätigung der Sendetaste (ca. 100  $\mu$ sec.) ausgelöst. Bei Verwendung als Schließsystem mit Fernbedienung für Kfz können außer der Zentralverriegelung noch weitere Bedienelemente angesteuert werden, z.B. die Verriegelungen von Handschuhkasten und Kofferraum, das Schiebedach und die Fensterheber, sowie die Memorypositionen von Sitz und Spiegel. In Bezug auf diese zusätzlichen Funktionen können sich 5 verschiedene Schlüssel unterscheiden.

Der Informationsfluß vom Sender zum Empfänger basiert auf einem Codewechselverfahren. Im synchronisierten Zustand bietet dieses Verfahren ein Höchstmaß an Sicherheit.

Vorläufige Daten**Systembeschreibung:**

Je nach Beschaltung von einigen Auswahleingängen und Peripheriehardware des SLE 5001/5002 sind unterschiedliche Betriebsmodi möglich.

- Schließsystem mit unidirektionaler Synchronisation und Leiterbahnmatrix als Grundcodespeicher
- Schließsystem mit unidirektionaler Synchronisation und E<sup>2</sup>PROM SDE 2506 als Grundcodespeicher
- Schließsystem mit Dialog-Synchronisation und Leiterbahnmatrix als Grundcodespeicher
- Schließsystem mit Dialog-Synchronisation und E<sup>2</sup>PROM SDE 2506 als Grundcodespeicher

**Codewechselverfahren:**

Bei jedem Öffnungs- / Schließvorgang wird ein neuer Code verwendet. Nach dem Empfang eines gültigen Codes stellt sich das Schloß automatisch auf denjenigen Code um, den der Schlüssel als nächsten aussenden wird. Der soeben empfangene und alle vorangegangenen Codes werden damit wirkungslos, also auch jeder heimlich aufgezeichnete Code.

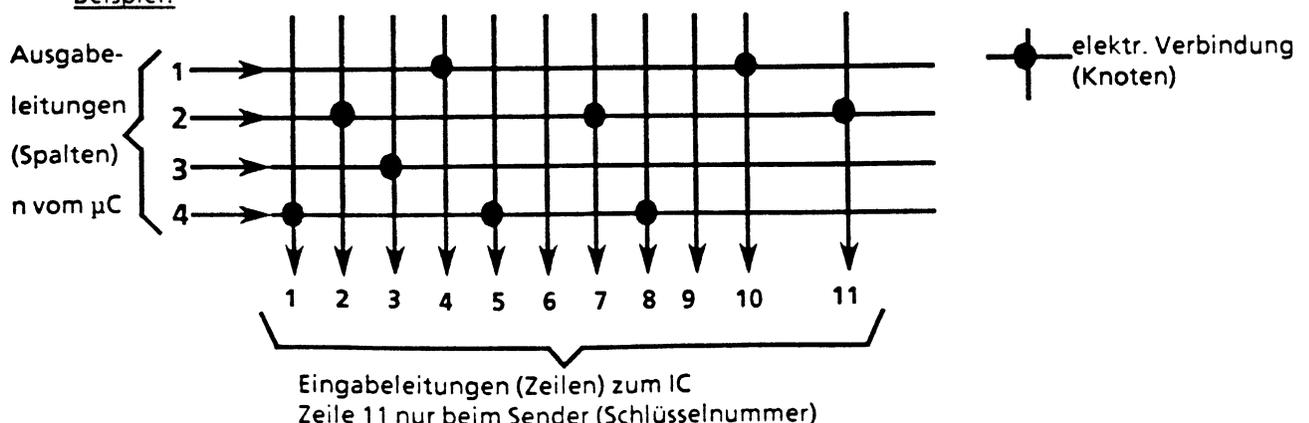
Weiteres ist ein Fangbereich "N" definiert. Dieser bewirkt, daß das Schloß nicht nur den aktuellen Code akzeptiert, sondern auch eine Anzahl "N" darauffolgende Codes. Hier wurde N = 9 definiert.

Es können also 8 aufeinanderfolgende Codes wirkungslos ausgesendet werden, ohne daß die Synchronisation verlorenght.

Die Codefolge ist bei jedem einzelnen Schlüssel- / Schloß-Paar verschieden. Sie wird durch ein mathematisches Gesetz aus einer für das betreffende Paar charakteristischen Zahl, dem "Grundcode" abgeleitet. Dieser entspricht im Prinzip der Form von Bart und Zuhaltungen bei mechanischen Systemen. Der "Grundcode" wird in einer Leiterbahnmatrix oder in einem E<sup>2</sup>PROM nichtflüchtig gespeichert.

"Programmieren von Grundcode und Schlüsselnummer"a) mit Leiterbahnmatrix

Im Sender und Empfänger müssen die gleichen Knoten in der Matrix vorhanden sein; mindestens jedoch 1 Knoten. Jede Eingangsleitung darf nur einen Knoten haben.

Beispiel:

---

Vorläufige Datenb) mit EEPROM SDE 2506

Zur Programmierung des EEPROMS ist ein Programmiergerät notwendig, das Daten und Takt liefert.

Damit können die EEPROMS im eingelöteten Zustand im Sender und Empfänger programmiert werden.

Unterlagen hierzu sind gesondert erhältlich.

Der synchrone Ablauf zwischen einem Schloß und jedem der zum Schloß passenden Schlüsseln muß unabhängig von allen übrigen passenden Schlüsseln gewährleistet sein. Dies wird dadurch erreicht, daß im Schloß der jeweilige Stand der Codefolge für jeden einzelnen der passende Schlüssel abgespeichert ist. Jeder Schlüssel besitzt eine Nummer, die mit jedem Code mitgesendet wird. Bei Verlust der Synchronisation gibt es je nach Sicherheitsanforderung und Hardwareperipherie 2 Möglichkeiten zur Wiederherstellung. Bei beiden Verfahren wird der Synchronisationsvorgang durch längeres drücken (ca. 5 sec) der Sendetaste eingeleitet. Während dieser Zeit werden am Ausgang "Kontroll-LED" 9 Impulse ausgegeben.

a) Unidirektionales Verfahren:

Hier muß auf das einzige, gemeinsame feste Merkmal von Schloß und Schlüssel, den "Grundcode" zurückgegriffen werden. Daraus wird ein "Resetcode" abgeleitet und vom Schlüssel zum Schloß gesendet, der eine Wiederherstellung der Synchronisation bewirkt. Bei heimlicher Aufzeichnung (elektronischer Wachsabdruck) stellt dies ein Sicherheitsrisiko dar, da der Resetcode aufgezeichnet werden kann. Nach Aussendung des "Resetcodes" werden am Ausgang "Kontroll-LED" 16 Impulse ausgegeben.

b) Dialogverfahren:

Dieses Synchronisationsprinzip bietet ein Höchstmaß an Sicherheit, erfordert aber eine zusätzliche Sende-/Empfangseinheit, die jedoch wesentlich schwächer dimensioniert werden kann. Da die Synchronisation nur in seltenen Fällen notwendig ist (z.B.: Batteriewechsel), ist es einem Benutzer zuzumuten, zu diesem Zweck näher an das Schloß heranzutreten.

---

Vorläufige DatenSynchronisationsablauf:

Zunächst müssen Schloß und Schlüssel nahe zusammengeführt werden (auf wenige cm).

Der Dialog beginnt, indem der Schlüssel einem Einleitungscode an das Schloß sendet. Das Schloß antwortet mit einer Zufallszahl. Im Schloß und im Schlüssel wird diese Zufallszahl mit dem Grundcode verknüpft. Die daraus gewonnene Kennziffer sendet der Schlüssel an das Schloß zurück. Die vom Schlüssel gesendete und vom Schloß errechnete Kennziffer werden verglichen. Bei Übereinstimmung wird eine Betätigung des Schlosses bewirkt, die Synchronisation ist wieder hergestellt.

Bei erfolgreicher Synchronisation werden am Ausgang "Kontroll-LED" 16 Impulse ausgegeben. Kommt keine Synchronisation zustande wird ein Impuls am Ausgang "Kontroll-LED" ausgegeben und der Synchronisationsablauf wiederholt.

Die Aussendung eines heimlich aufgezeichneten Dialoges ist wirkungslos, da der Schlüssel die richtige Antwort auf die spezielle, gerade vom Schloß ausgesandte Zufallszahl geben muß. Hieraus erkennt man den besonderen Wert des Dialoges für die Sicherheit, die sich im unidirektionalen Verfahren nicht erreichen läßt. Möchte jemand das System mißbräuchlich verwenden, so ist er vor die überaus schwierige Aufgabe gestellt, nicht nur eine geheime Zahl, den "Grundcode", sondern auch ein unbekanntes kompliziertes mathematisches Gesetz herauszufinden.

**Sender (Schlüssel):**

Der Sender besteht im einfachsten Fall aus dem Senderbaustein SLE 5001, einem Grundcodespeicher (Leiterbahnmatrix oder E<sup>2</sup>PROM) und einer IR-Sendestufe mit der IR-Sendediode SFH 484.

Bei Synchronisation im Dialogverfahren ist zusätzlich eine (allerdings leistungsschwache) IR-Empfangseinheit notwendig, die den Fototransistor SFH 309 F enthält.

Zur Funktionskontrolle steht ein Ausgang zum Anschluß einer LED zur Verfügung, der bei jeder Sendung 3 kurze Impulse ausgibt.

Vorläufige Daten**Empfänger (Schloß):**

Wesentliche Bauelemente sind der Empfängerbaustein SLE 5002, der IR-Vorverstärker TDE 4061 und bei Synchronisation im Dialogverfahren eine leistungsschwache IR-Sendeeinheit.

Zur Speicherung des "Grundcodes" kommt wiederum eine Leiterbahnmatrix oder das E<sup>2</sup>PROM SDE 2506 zur Verwendung.

Als Ausgänge (aktiv L) stehen zur Verfügung:

1 x Schließen

1 x Öffnen

5 x Schlüssel-Nr. (1,2,3,4,5)



Dauer ca. 1,2 sec.

1 x Triggerimpuls

Dauer: 20 ms, Verzögerung: 20 ms

1 x Fehleranzeige (Blinksignal):

- a) Bei Datenleitung Low (Kurzschluß gegen Masse), abwechselnd 4 Blinksignale im Abstand von 0,5 Sekunden und ca. 4 Sekunden Pause.
- b) Bei mehr als einem Knoten in einem Matrixeingang des Empfängers Dauerblinken im Abstand von 1 Sekunde.
- c) Bei mehr als einem Knoten in einem Matrixeingang des Senders wird ein Dauersignal gesendet, daß 4 x ein Fehlersignal wie bei a) ergibt.

**Funktionsweise / Datenformat:** (Bild 2)

Eine vollständige IR-Sendung besteht aus 4 Byte und 4 Synchronisationsimpulsen. Vor jedem Byte wird ein Synchronisationsimpuls gesendet, nach jeder Byte-Übertragung folgt eine Ausgleichszeit (1,5 msec) in der das gerade empfangene Byte abgespeichert werden kann. Die einzelnen Datenbit's werden mit einer Trägerfrequenz (125 KHz) moduliert und durch eine Sendediode (SFH 484) als Infrarot-Lichtimpulse ausgesendet. Ein Datenbit besteht aus 12 IR-Impulsen von je 2,4 µs Dauer und einem Spitzenstrom von etwa 2A. Die nächste Bit-Aussendung beginnt frühestens nach 1,5 msec. Dadurch ergibt sich ein maximaler mittlerer Spitzenstrom von ca. 38 mA ( $12 \cdot 2,4 \mu\text{s} / 1500 \mu\text{s}$ ) · 2000 mA. Bei einem Bit logisch '0' wird nicht gesendet. Im ungünstigsten Fall (alle Bit '1') wird also für ein Datenwort von 4 Byte eine Batteriekapazität von 2mAs ( $12 \cdot 2,4 \mu\text{s} \cdot 2000 \text{ mA} \cdot 36$ ) benötigt.

Die von der Sendediode abgestrahlten Infrarot-Impulse werden von einer IR-Empfangsdiode (SFH 205) wieder in Stromimpulse gewandelt. Der IR-Vorverstärker verstärkt und demoduliert das empfangene Signal.

Bild 3a zeigt einen möglichen diskreten Aufbau für diese Aufgabe.

Die Integrierte Schaltung TDE 4061 enthält einen IR-Vorverstärker, sowie Demodulator und ist direkt an den Empfängerbaustein SLE 5002 anschließbar.

Schließlich gelangt das so aufbereitete Datenwort zum Empfängerbaustein im Schloß. Es wird nun mit dem gespeicherten gültigen Codes im Fangbereich (9) verglichen und bei Übereinstimmung der je nach aktuellen Zustand notwendige Vorgang (Schließen oder Öffnen) eingeleitet.

Technische Daten:

<u>Grenzwerte:</u>	Umgebungstemperatur	-40 bis +85°C
	Lagertemperatur	-55 bis 125°C
	Versorgungsspannung $V_{DD}$	0 bis 7 V
	Verlustleistung	1W
	Ein- und Ausgangsspannungen	-0,8 bis $V_{DD} + 0,8$ V

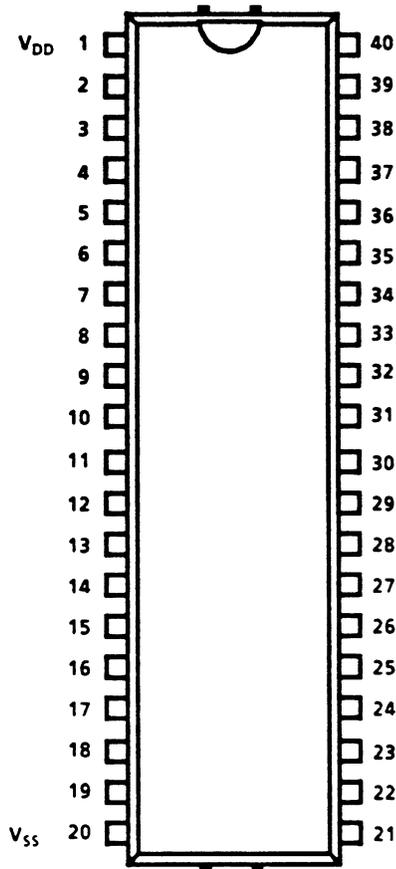
<u>Betriebsdaten:</u>	Spannungsversorgung:	$V_{DD}$ 2,5 bis 6V $V_{SS} = 0$ V
-----------------------	----------------------	---------------------------------------

	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Dim.
Stromaufnahme: $I_{DD}$	3 MHz, 5V		3,1	3,75	mA
	1 MHz, 5V		1,0	1,4	mA
	500 KHz, 5V		0,7	0,9	mA
	$V_{SS} \leq V_{iL} \leq 0,4V$ $4,8V \leq V_{iH} \leq V_{DD}$				
Standby: $I_{DDs}$	$V_{DD} = 5V$ $V_{SS} \leq V_{iL} \leq 0,4V$ $4,8V \leq V_{iH} \leq V_{DD}$		1	2	$\mu A$
Eingangspegel LOW $V_{iL}$		-0,5		0,75	V
Eingangspegel High $V_{iH}$		$0,7 \times V_{DD}$		$V_{DD} + 0,5$	V
Ausgangspegel LOW	$I_{OL} = 1,0mA$			0,45	V
Ausgangspegel High	$I_{OH} = -1,0mA$	$0,75 \times V_{DD}$			V
Port Hochohmig High	$I_{OH} = -1,0\mu A$	$0,75 \times V_{DD}$			V

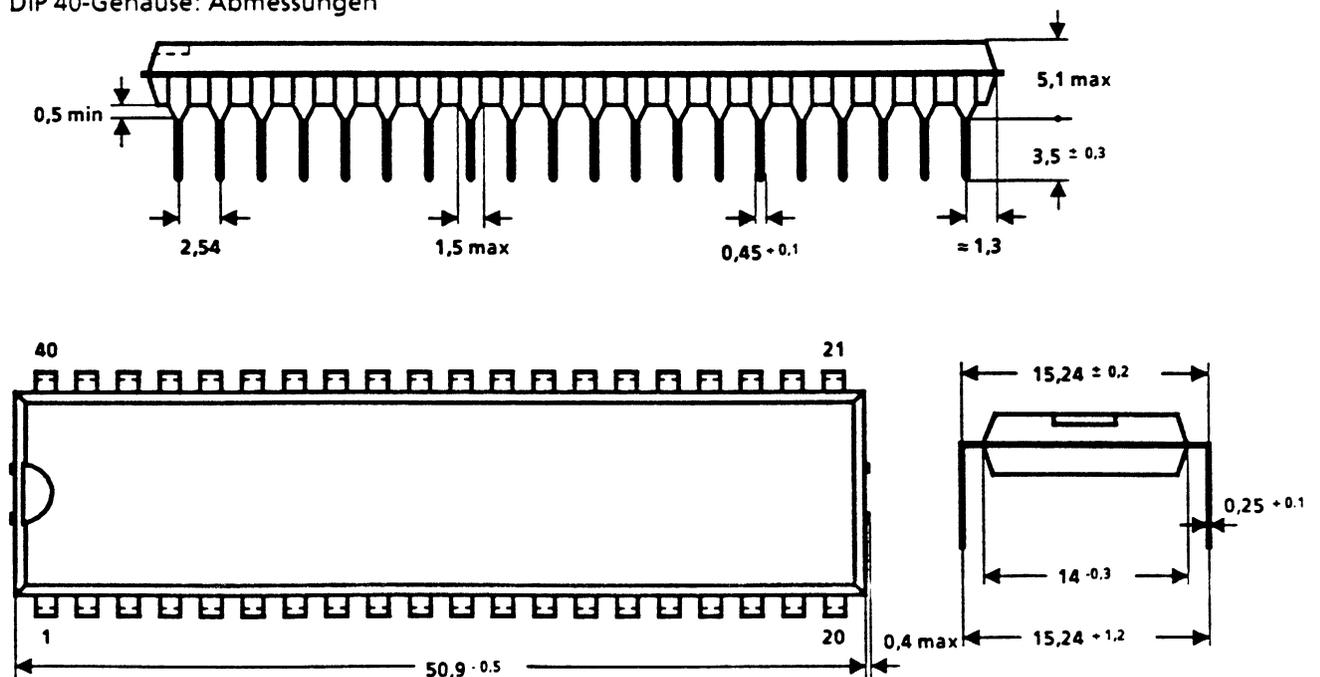
Vorläufige Daten

**PIN - Konfiguration:**

DIP 40 - Gehäuse



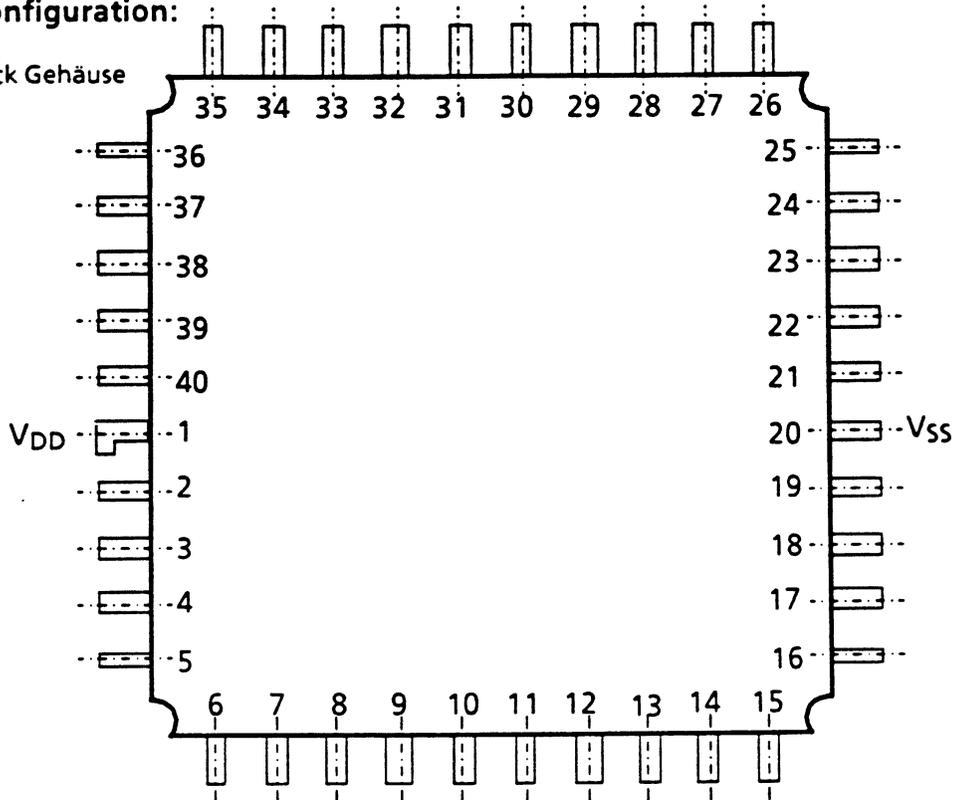
DIP 40-Gehäuse: Abmessungen



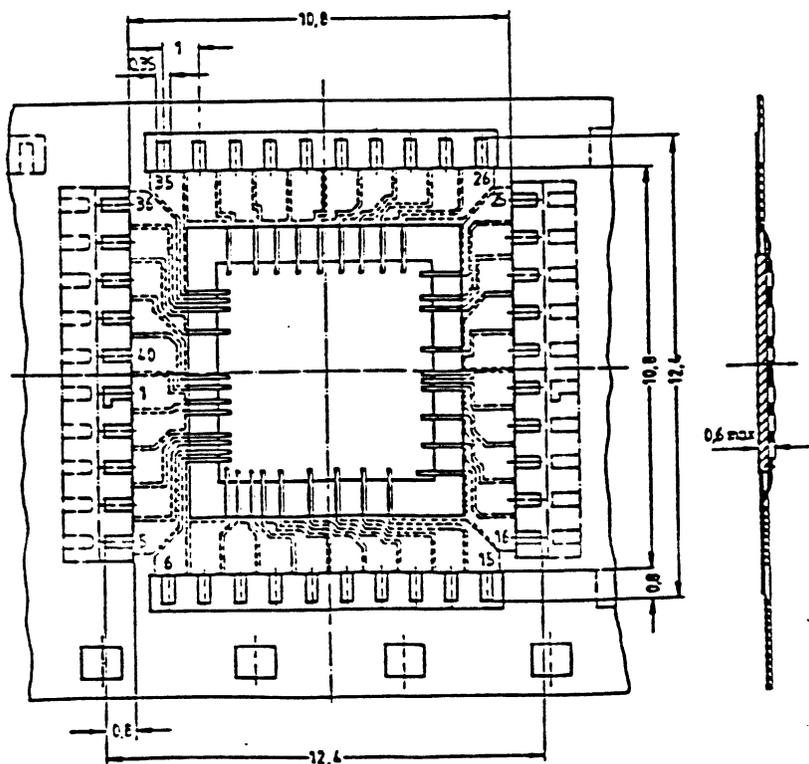
Vorläufige Daten

**PIN - Konfiguration:**

Mikropack Gehäuse



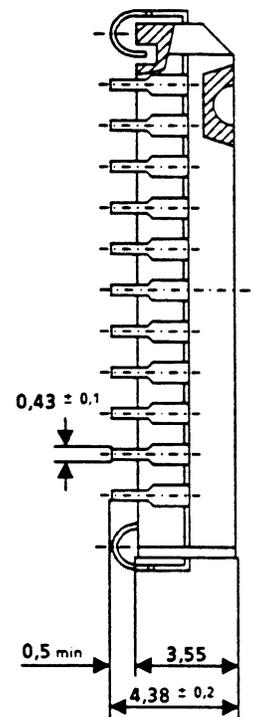
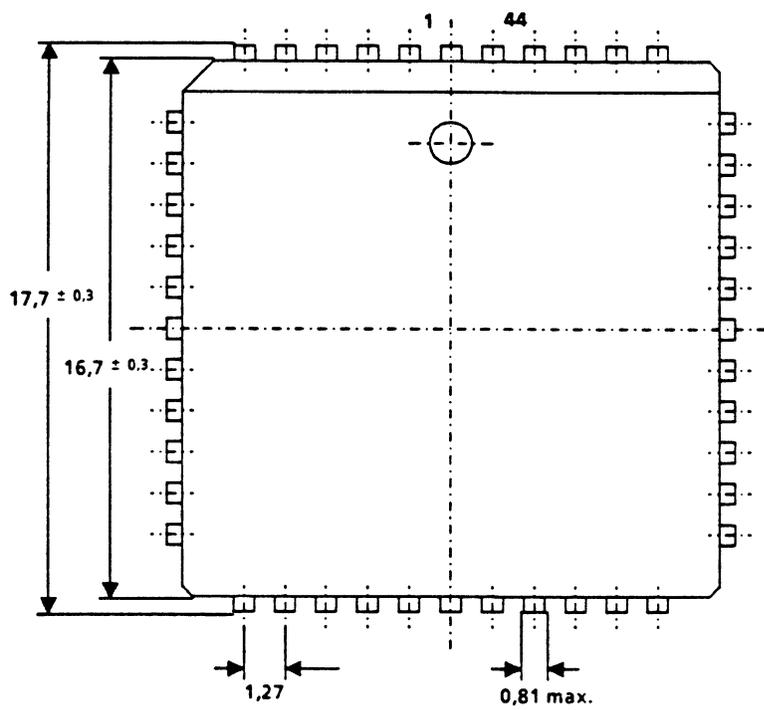
**Mikropack-Gehäuse: Abmessungen**



Vorläufige Daten

**PIN - Konfiguration:**

**PLCC 44- Gehäuse: Abmessungen**



Vorläufige Daten

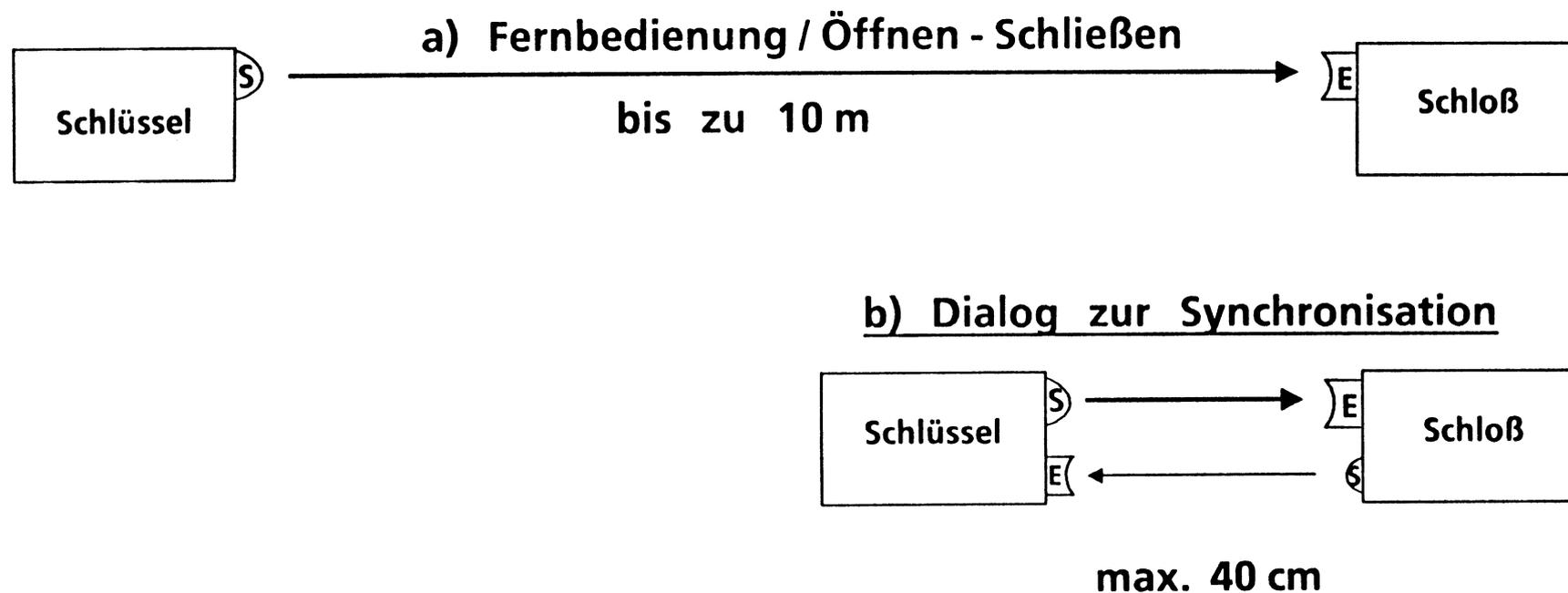
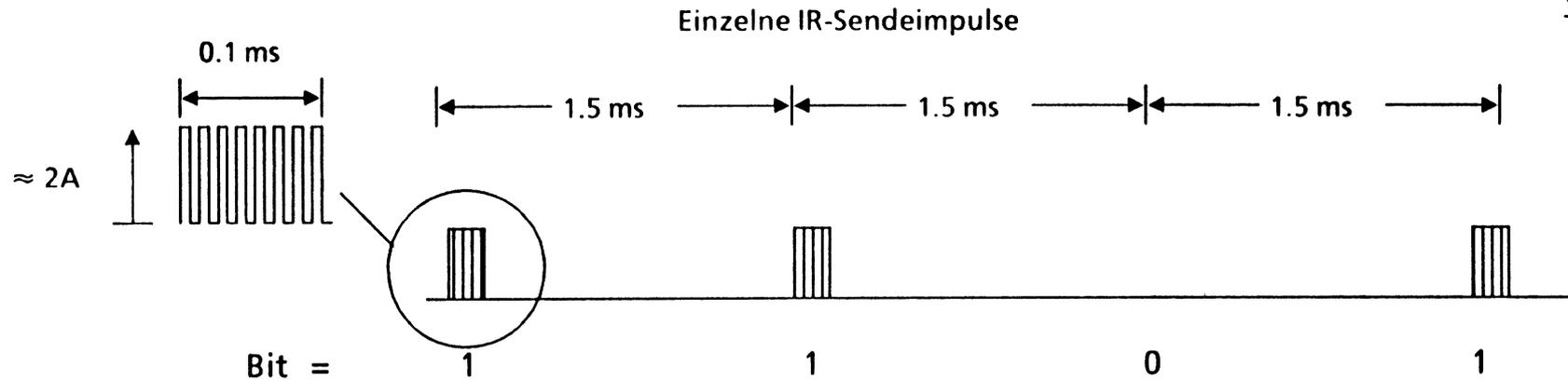


Bild 1: Code-Übertragung mittels Infrarot

a) Fernbedienung des Schlosses (Ver- und Entriegeln)

b) Dialog zur Synchronisation der Fernbedienung



Vollständige IR-Sendung (4 Byte)



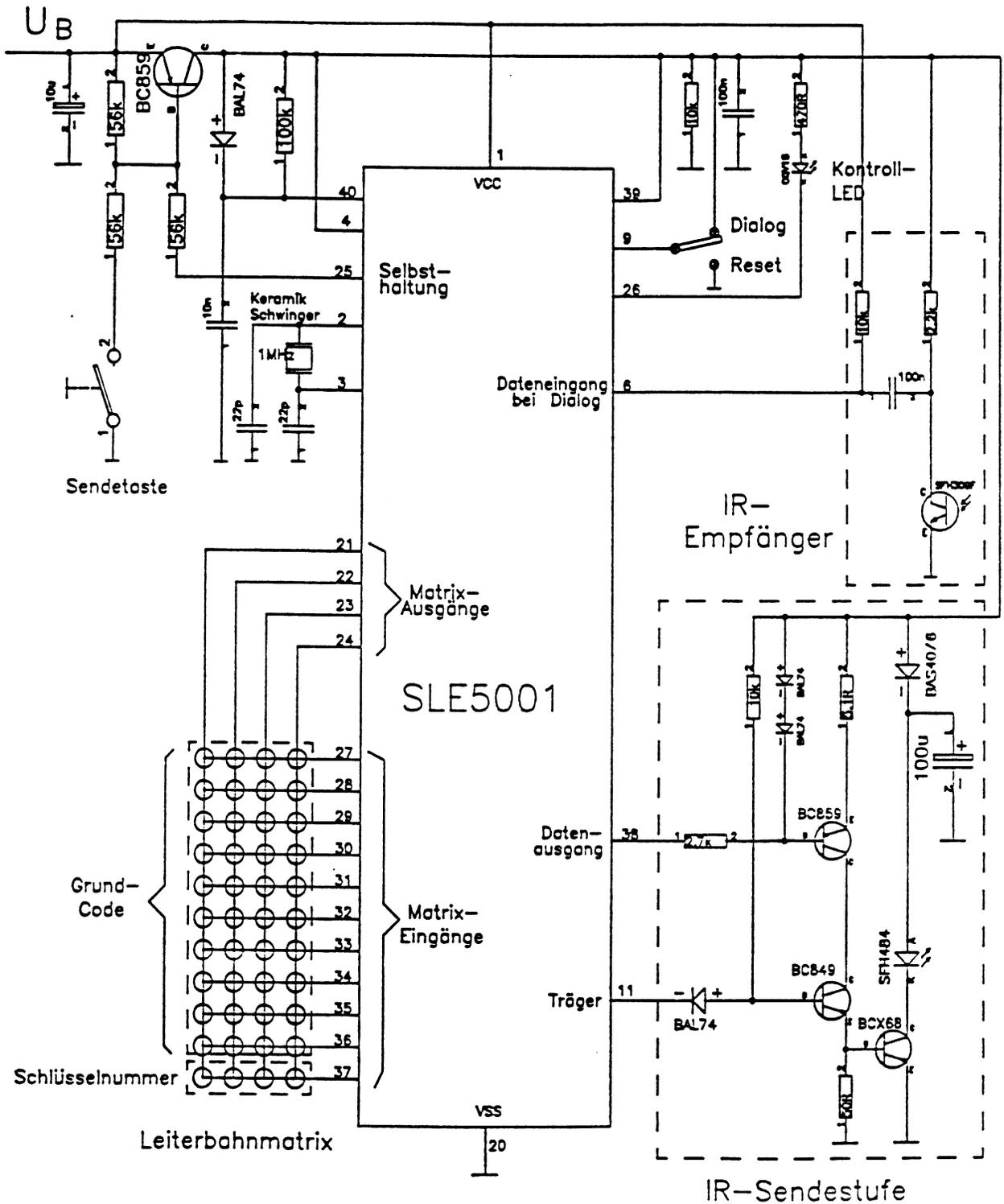
| Synchronisationsimpuls für 1 Byte (immer vorhanden)

⋮ Bit - Impuls (nur vorhanden wenn Bit = 1)

Bild 2:

Anwendungsschaltung mit Leiterbahnmatrix  
als Grundcodespeicher

Vorläufige Daten



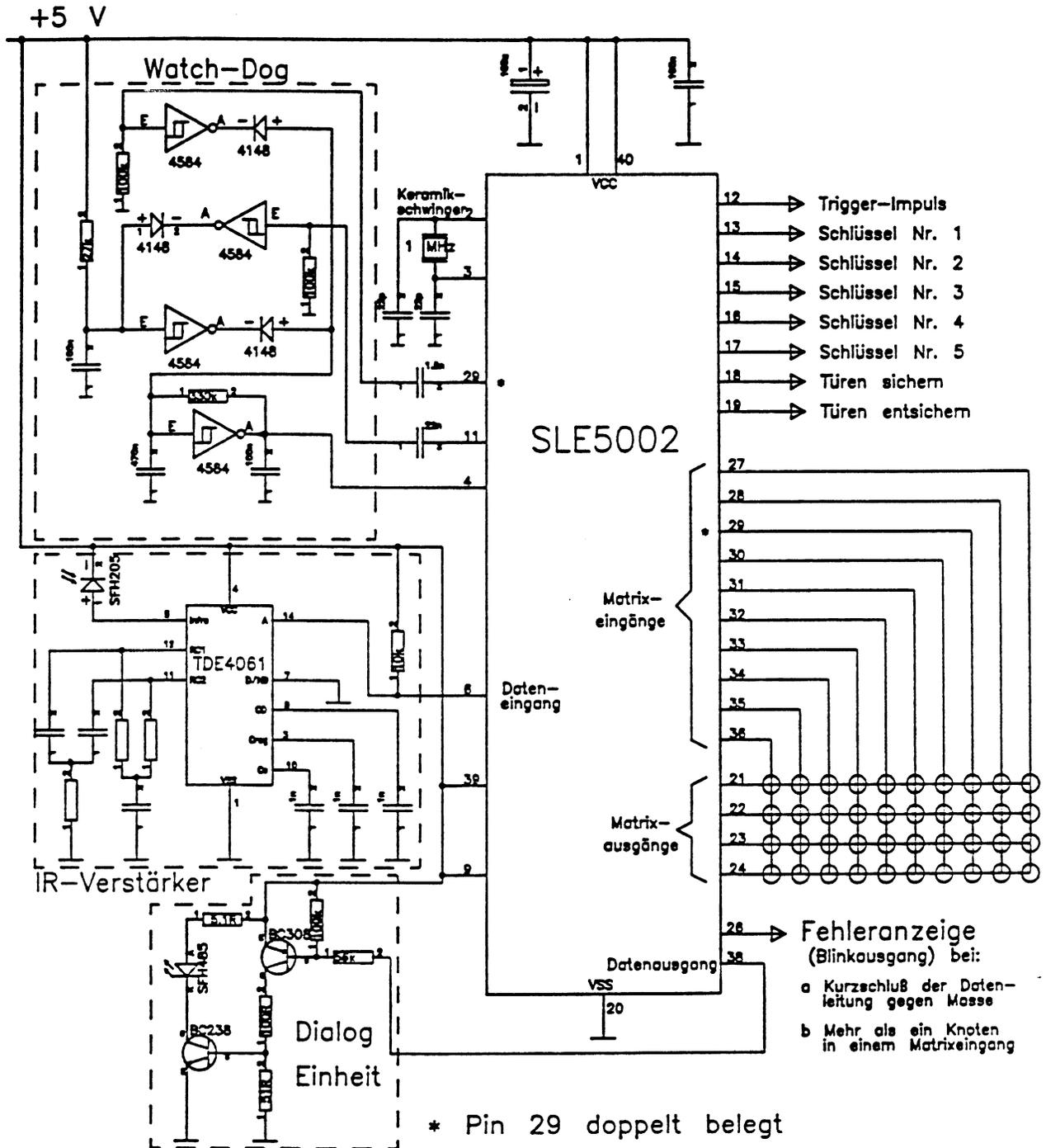
Sender (Schlüssel) SLE 5001

\* Bei Synchronisation im Unidirektional-Verfahren  
kann der IR-Empfänger entfallen  
Alle nicht belegten PIN's bleiben offen.



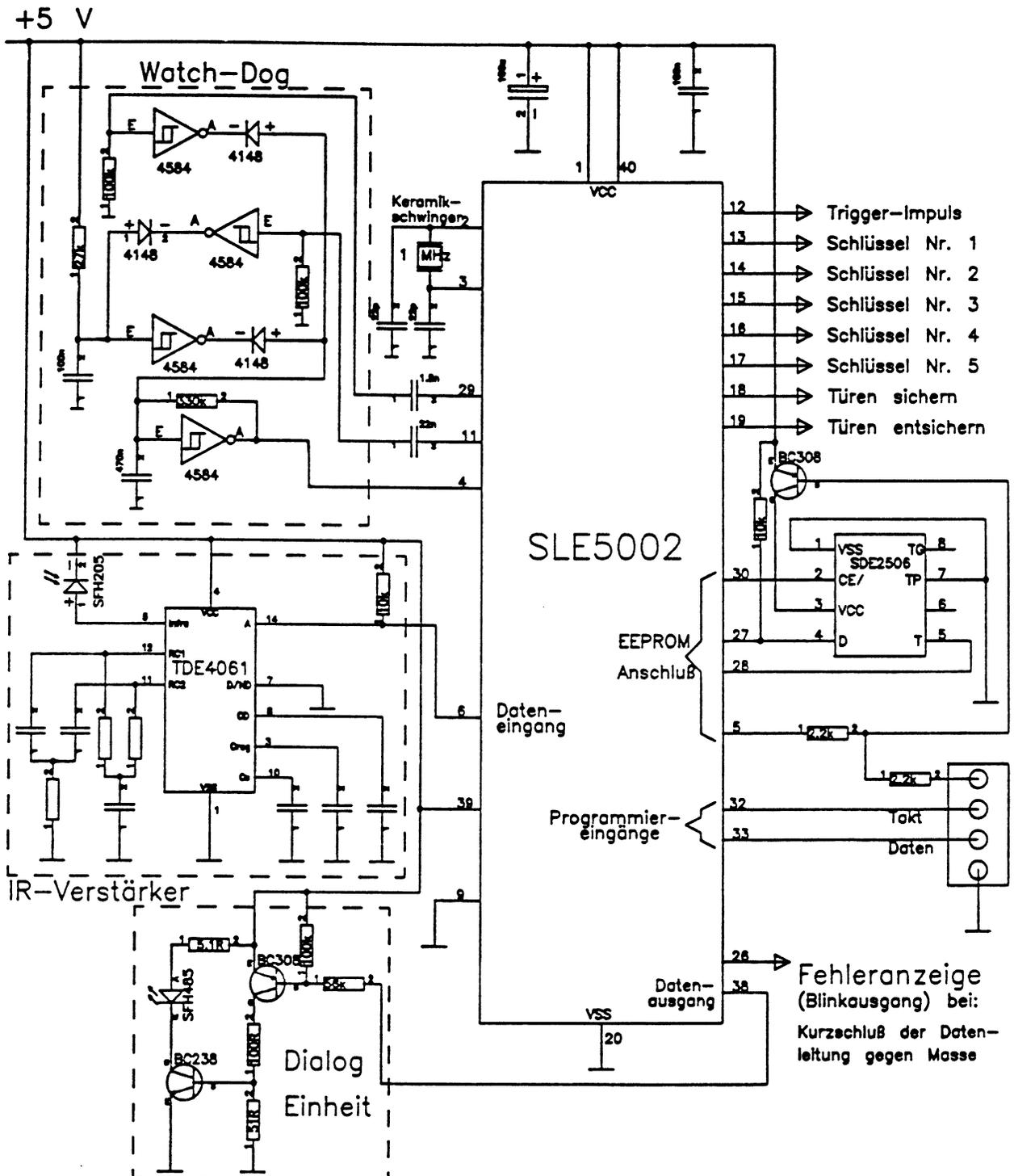
Anwendungsschaltung mit Leiterbahnmatrix  
als Grundcodespeicher

Vorläufige Daten



Empfänger (Schloß) SLE 5002

\* Synchronisation im Dialogverfahren.  
Bei Synchronisation im Unidirektional-Verfahren kann der Dialog-Teil entfallen.  
Alle nicht belegten PIN's bleiben offen.



Empfänger (Schloß) SLE 5002

\*Synchronisation im Dialogverfahren  
 Bei Synchronisation im Unidirektional-Verfahren  
 kann der Dialog-Teil entfallen.  
 Alle nicht belegten PIN's bleiben offen.

---

Vorläufige Daten

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDE 4061	Q 67000-A8136	DIP 14
TDE 4061 G	Q 67000-A 8137	SO 14

**Besondere Merkmale:**

- Extrem niedrige Ruhestromaufnahme 650  $\mu$ A, dadurch hervorragend geeignet für Systeme mit Batteriebetrieb
- Speisespannung 4 V bis 6,5 V
- Hohe Gleichlichtunterdrückung
- Peripheriebeschaltung ohne Spule
- Großer Frequenzbereich bis 200 kHz
- Ausgangssignal wahlweise demoduliert / nicht demoduliert
- Temperaturbereich von -40 bis 110°C

**Funktionsbeschreibung:**

Die digitalen Signale, welche eine Infrarot-Empfangsdiode aufnimmt, müssen verstärkt und demoduliert werden. Diese Aufgabe übernimmt der integrierte Baustein. Sein Einsatzgebiet umfaßt daher den gesamten Bereich der Infrarotsignalübermittlung. Insbesondere sind das Kfz-Elektronik, Industrie-Elektronik, sowie die Unterhaltungs-Elektronik.

Der Einsatz schneller Bipolarschaltungstechnik ermöglicht die Verarbeitung hoher Frequenzen bei geringer Stromaufnahme. Die Anzahl externer Bauelemente konnte gegenüber älteren Konzepten weiter reduziert werden.

Mit den Angaben in diesem Datenblatt werden die Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert. Für die angegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen. Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

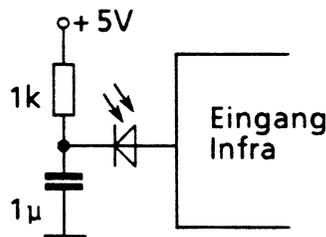
Gewährleistungen für etwaige Schutzrechte Dritter nur für Bauelemente selbst, nicht hinsichtlich Schaltungen / Anwendungen.

**Funktionsbeschreibung und Anwendung:****Dimensionierung und Aufbau**

Der Baustein ist für die Anwendung in allen Infrarotsystemen geeignet. Je nach verwendeter Trägerfrequenz sind verschiedene optimale Außenbeschaltungen möglich.

**Infrarot-Empfangs-Diode**

Diese Diode führt mit der Kathode z.B. an die Baustein-Versorgung von 5 Volt. Das heißt, daß jegliche Störung auf dieser Leitung über die Sperrschichtkapazität der Diode an den Eingang Infra geleitet wird. Es empfiehlt sich daher einen RC-Tiefpaß zwischen der Plus-Versorgung und der Kathode der Diode zu schalten.

**Eingang Infra**

Der Eingang besitzt eine hohe Impedanz. Für die Ansteuerung werden nur Ströme im Bereich von Nanoampere benötigt. Es empfiehlt sich daher, die Anode der Infrarot-Diode direkt am Eingang Infra zu platzieren.

**Kapazität  $C_S$** 

Durch die Beschaltung mit  $C_S$  bekommt der Vorverstärker eine RC-Hochpaß-Charakteristik. Die Kapazität  $C_S$  wirkt aber auch im Zusammenhang mit  $C_{reg}$  und dem Doppel-T-Glied. Vor allem das Einschwingverhalten wird durch die Kombination der äußeren Beschaltungselemente beeinflusst. Als Anhaltspunkte für gebräuchliche Infrarot-Systeme lassen sich die zwei folgenden Wertekombinationen angeben:

Trägerfrequenz ca.	30kHz	ergibt $C_S = 100\text{nF}$
Trägerfrequenz ca.	120kHz	ergibt $C_S = 10\text{nF}$

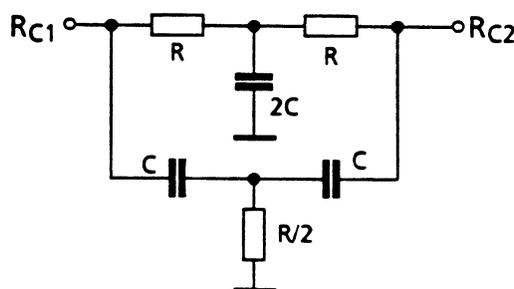
**Kapazität  $C_{reg}$** 

Die Verstärkung des Vorverstärkers ist regelbar. Je größer das HF-Eingangssignal ist, desto stärker wird die Verstärkung zurückgeregelt. Die Zeitkonstante wird von  $C_{reg}$  bestimmt. Bei Verwendung eines Biphase-Codes (Fernsehen) zeigen sich 470nF als günstig. Bei Signalcodes, welche keine Vorsignale zur Einregelung abgeben kann man  $C_{reg}$  bis auf ca. 10nF verringern. Bei kleinen Kapazitäten neigt die Schaltung eventuell zum Schwingen.

**Funktionsbeschreibung und Anwendung:****Doppel-T-Glied an RC1 und RC2**

Die Verwendung eines Doppel-T-Filters hat sich bei allen Anwendungen als beste Lösung gezeigt. Die Sperrfrequenz berechnet sich nach der Formel

$$\omega_{\text{Sperr}} = \frac{1}{RC}$$



Die Sperrfrequenz muß identisch sein mit der Trägerfrequenz des Infrarot-Signales. Das läßt sich mit verschiedenen Kombinationen von R und C erreichen. Der maximale Wert für R sollte 100k $\Omega$  nicht überschreiten, weil sonst der Spannungsabfall am Gleichstrompfad zu groß wird. Wenn die Schaltung schwingt, kann man versuchen durch niederohmigere R die Verstärkung zu reduzieren.

**Demodulator-Kapazität C<sub>D</sub>**

Bei gewünschter gleicher Signalform zwischen Eingang und Ausgang bleiben Pin C<sub>D</sub> und D/ND unbeschaltet. Wenn die Trägerung des Eingangssignales am Ausgang nicht erscheinen soll, muß das Signal demoduliert werden. Dazu legt man den Pin D/ND auf Masse und beschaltet C<sub>D</sub> mit einer Kapazität. Abhängig vom gesendeten Code sind Kapazitätswerte zwischen 100pF und 1nF günstig.

**Ausgang**

Der Ausgang ist ein offener Kollektor. Wenn der Transistor durchgeschaltet ist, beträgt der maximale Kollektorstrom 1mA. Weil bei einer Mitkopplung zwischen Ausgang und Eingang die Schaltung schwingen kann, empfiehlt es sich den Kollektorstrom möglichst klein zu halten. Hält man den Kollektorstrom unterhalb 200 Mikroampere, so ist auch bei ungünstigem Platinenlayout ein Schwingen fast ausgeschlossen. Bei längerer Leitungsführung muß eventuell eine Kapazität gegen Masse am Ausgang angeschlossen werden.

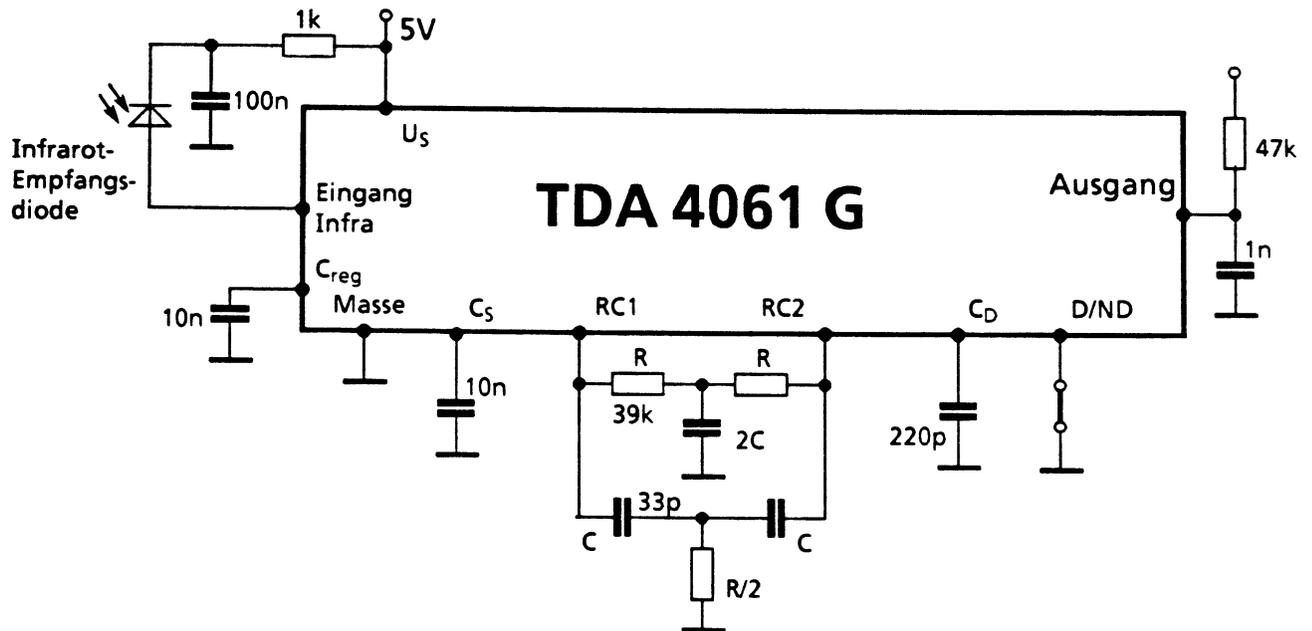
**Allgemeines**

Die Pinbelegung wurde so gewählt, daß ein mögliches Übersprechen zwischen kritischen Pins klein gehalten wird. Diesen Gedanken sollte man auch bei der Layout-Entwicklung beachten. Eventuell muß auch die Versorgungsspannung mit einer Kapazität abgeblockt werden, vor allem wegen des Stromhubes den der Ausgang erzeugt.

**Funktionsbeschreibung und Anwendung:****Anwendungsbeispiel**

Elektronischer Türschlüssel

Trägerfrequenz ca. 120 kHz; Ausgangssignal demoduliert.



**Schaltungsbeschreibung:**

Eine Infrarot-Diode empfängt gewöhnlich neben dem gewünschten Signal auch noch das Infrarotspektrum des eingestrahlten Tageslichtes, den 100-Hertz-Brumm von Glühbirnen und Teile aus dem Spektrum von Leuchtstoffröhren.

Die im Blockschaltbild eingezeichnete Stromsenke leitet die unerwünschten niederfrequenten Diodenströme ab und stabilisiert gleichzeitig den Arbeitspunkt am Eingang des rauscharmen Vorverstärkers auf ca. 1,4 Volt. Der Kapazitätswert von  $C_5$  muß auf die Trägerfrequenz des Infrarot-Signales abgestimmt werden.

Im rauscharmen Vorverstärker wird das Signal so weit verstärkt, daß für den Bandpaß eine ausreichend große Amplitude zur Verfügung steht. Die Verstärkung des rauscharmen Vorverstärkers wird in Abhängigkeit von der Eingangsamplitude geregelt. Wenn die Signalamplitude entsprechend größer als die Störampplitude (z. B. von einer Leuchtstoffröhre) ist, verhindert diese Verstärkungsrückregelung, daß allein schon die Störampplitude den Verstärker übersteuert und das Nutzsignal dadurch „verschluckt“ wird. Es können also dann (mit eingeschränkter Empfindlichkeit) auch gestörte Signale ausgewertet werden.

Der dem rauscharmen Vorverstärker nachgeschaltete Bandpaß verbessert das Signal-Rausch-Verhältnis des Signales. Der Flankenjitter des Ausgangssignales ist dadurch geringer. Das extern zu beschaltende RC-Filter muß Bandsperren-Charakteristik und einen Gleichstrompfad haben. Die Sperrfrequenz des externen RC-Filters ist identisch mit der Trägerfrequenz des Nutzsignales.

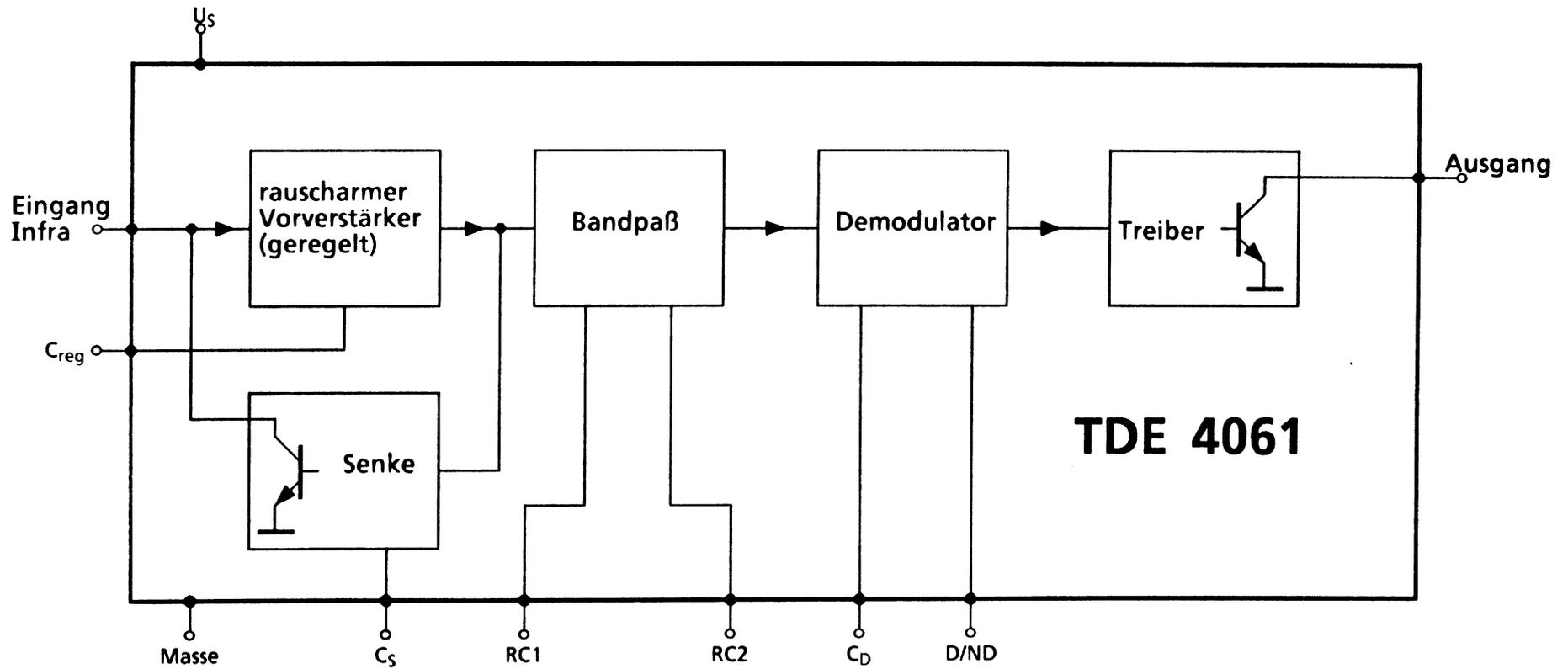
Der Demodulator lädt oder entlädt die Kapazität  $C_D$  mit konstanten Strömen. Wenn Signal anliegt, wird geladen. Beim Überschreiten der Schaltschwelle an  $C_D$  wird der Treiberausgang auf Low gesetzt. Für einen störungsunempfindlichen Betrieb wählt man die Kapazität  $C_D$  so, daß nach der halben Anzahl Trägerungsimpulse eines Bits der Ausgang schaltet.

Der Treiber hat am Ausgang einen offenen Kollektor. Ohne Eingangssignal ist der Ausgang High.

Es kann zwischen demodulierten oder nicht demodulierten Ausgangssignalen gewählt werden. Die Funktionswahl demoduliert – nicht demoduliert wird über den Eingang D/ND programmiert.

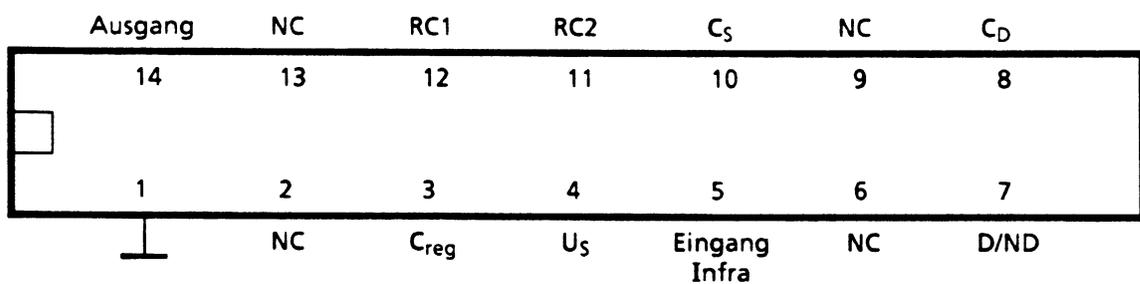
Wenn der Eingang D/ND unbeschaltet ist, kann am Ausgang das nicht demodulierte Signal abgenommen werden. Der Anschluß für die Kapazität  $C_D$  bleibt dann frei. Zur Erzeugung des demod. Signales verbindet man D/ND mit Masse. Dann muß auch der Pin „ $C_D$ “ beschaltet sein.

Blockschaltbild:

Vorläufige Daten

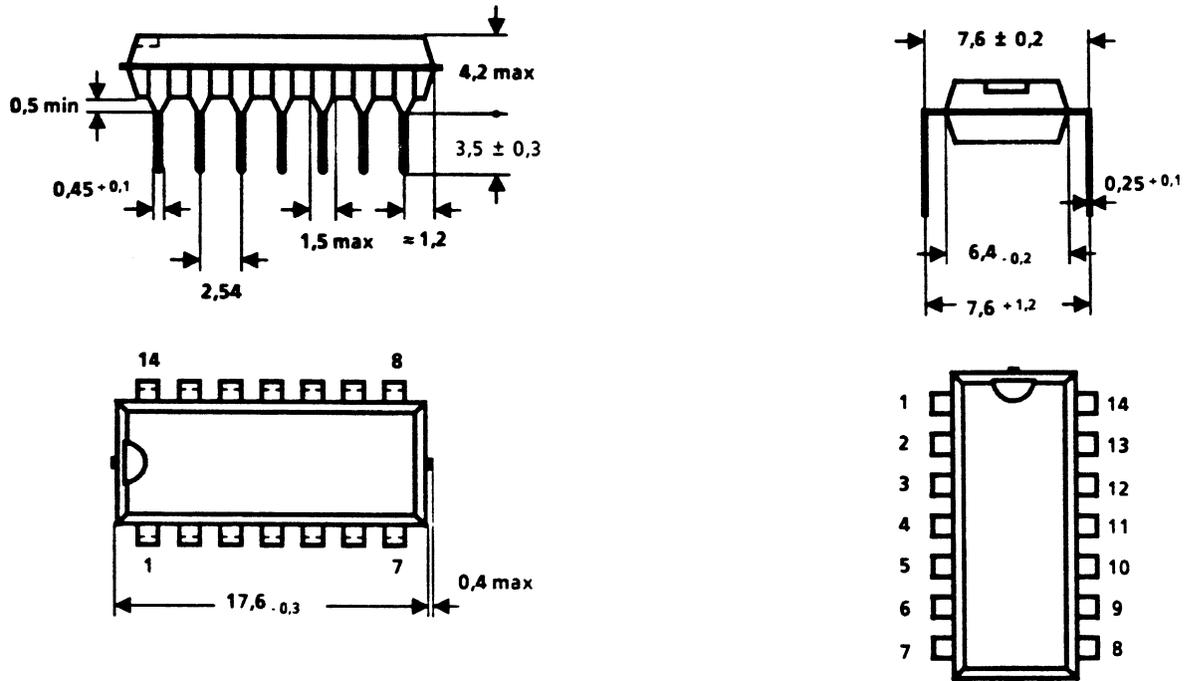
**Pinbelegung für DIP 14 und SO 14:**

Pin	Anschluß
1	Masse
2	NC
3	$C_{reg}$
4	$U_S$
5	Eingang Infra
6	NC
7	D/ND
8	$C_D$
9	NC
10	$C_S$
11	RC2
12	RC1
13	NC
14	Ausgang

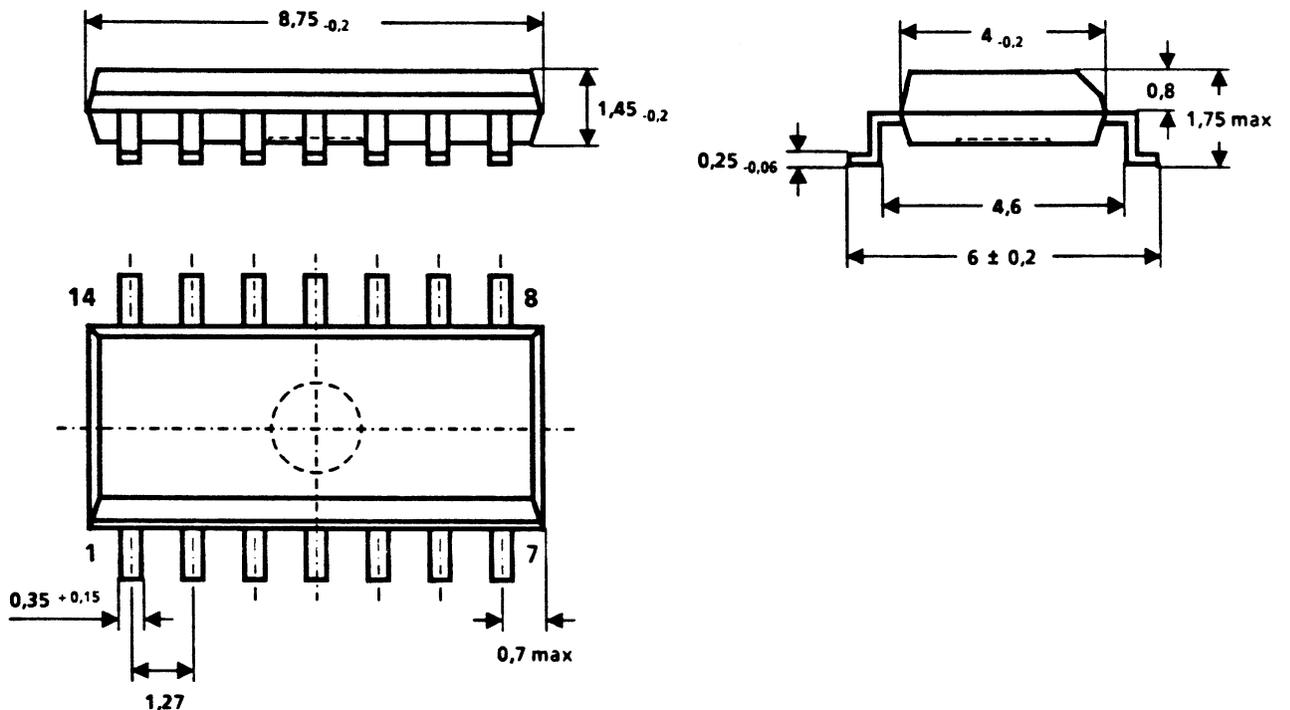


Gehäuse DIP 14 und SO 14:

DIP 14



SO 14



**Grenzdaten:**

*Grenzdaten sind absolute Grenzwerte; bei der Überschreitung auch nur eines Wertes kann die integrierte Schaltung zerstört werden.*

Grenzdaten für Umgebungs-Temperatur  $T_u$  von  $-40$  bis  $+110^\circ\text{C}$

Pos.		Symbol	Untere Grenze	Obere Grenze	Dim	Anmerkungen
1	Speisespannung	$U_S$	$-0,3$	7	V	
2	Eingang Infra	$I_{\text{Infra}}$		10	mA	
3	$C_S, C_D, C_{\text{reg}}$	$I_{C_S, C_D, C_{\text{reg}}}$		10	mA	
4	D/ND	$U_{D/ND}$	$-0,3$	$U_S$	V	
5	RC1, RC2	$U_{RC1, RC2}$	$-0,3$	$U_S$	V	
6	Ausgang	$U_Q$	$-0,3$	7	V	
		$I_Q$	0	3	mA	
7	Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{\text{thSU}}$		65	K/W	DIP-Gehäuse
		$R_{\text{thSU}}$		125	K/W	SO-Gehäuse
8	Lagertemperatur	$T_S$	$-40$	$+125$	$^\circ\text{C}$	

**Funktionsbereich:**

*Innerhalb des Funktionsbereiches werden die in der Schaltungsbeschreibung angegebenen Funktionen erfüllt. Dabei sind Abweichungen von den Kenndaten möglich.*

Pos.		Symbol	Untere Grenze	Obere Grenze	Dim	Anmerkungen
1	Speisespannung	$U_S$	4	6,5	V	
2	Strom in die Senke am Eingang Infra	$I_{\text{Senk}}$	0	2,0	mA	
3	Eingangsspannung	$U_{\text{Infra}}$	0,6	600	mV <sub>eff</sub>	$Z_{\text{Gen}} < 100\Omega$
4	Frequenzbereich (für die Trägerung)		20	200	kHz	
5	Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	+ 110	°C	

Vorläufige Daten**Kenndaten:**

*Kenndaten umfassen den Streubereich der Werte, die bei der angegebenen Speisespannung und Umgebungstemperatur von der integrierten Schaltung eingehalten werden. Unter den typischen Kenndaten werden Mittelwerte angegeben, die fertigungsmäßig erwartet werden.*

**Speisespannung**  $4\text{ V} < U_S < 6,5\text{ V}$

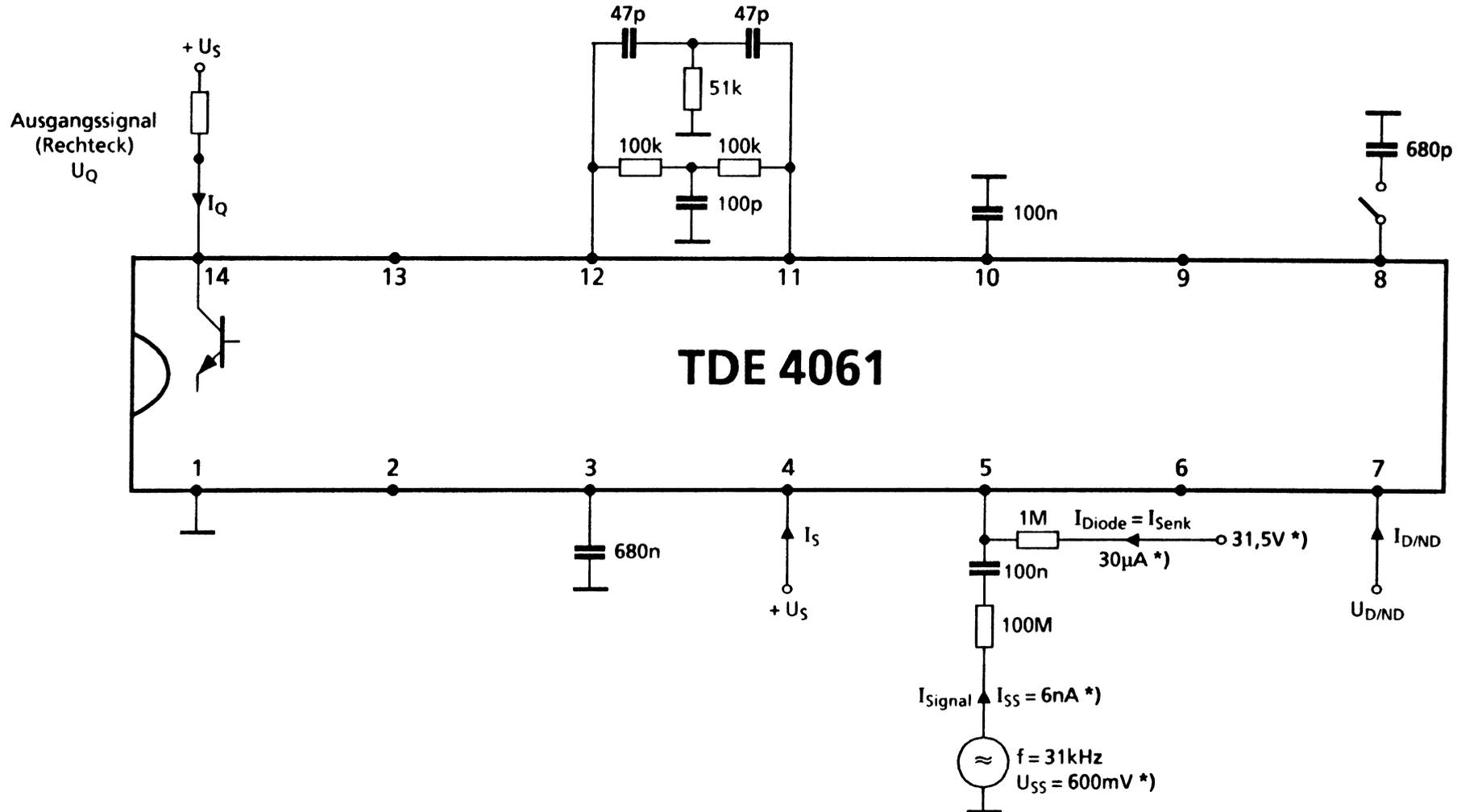
**Umgebungstemperatur**  $-40\text{ °C} < T_U < +110\text{ °C}$

Pos	Symbol	Meßbedingungen	Meßschaltung	Min	Typ	Max	Dim
1	Stromaufnahme	$I_S$	Ausgang offen; $I_Q = 0\text{ mA}$			650	$\mu\text{A}$
2	Eingangsempfindlichkeit bei sicherem Signal am Ausgang	$I_{\text{Signal}}$	Diodengleichstrom ( $I_{\text{Diode}} = I_{\text{Senk}}$ ) $I_{\text{Diode}} < 1\text{ }\mu\text{A}$ $-40\text{ °C} < T_U < 70\text{ °C}$		1,3		$\text{nA}_{SS}$
						3,4	$\text{nA}_{SS}$
					6,0	$\text{nA}_{SS}$	
					12	$\text{nA}_{SS}$	
					15	$\text{nA}_{SS}$	
3	Eingangsempfindlichkeit bei sicherem Signal am Ausgang	$I_{\text{Signal}}$	Diodengleichstrom ( $I_{\text{Diode}} = I_{\text{Senk}}$ ) $I_{\text{Diode}} < 1\text{ }\mu\text{A}$ $70\text{ °C} < T_U < 85\text{ °C}$		8		$\text{nA}_{SS}$
					11	$\text{nA}_{SS}$	
					13	$\text{nA}_{SS}$	
					16	$\text{nA}_{SS}$	
					25	$\text{nA}_{SS}$	
4	Umschalteingang /ND Ausgang demoduliert Ausgang nicht demod.	$-I_{D/ND}$	$0 < U_{D/ND} < 0,4\text{ V}$		10		$\mu\text{A}$
		$I_{D/ND}$	$1\text{ V} < U_{D/ND} < U_S$			1	$\text{mA}^*)$
5	Ausgangsstrom (Ausgang High)	$I_Q$	$0 < U_Q < 7\text{ V}$			10	$\mu\text{A}$
5	Ausgangsspannung (Ausgang Low)	$U_Q$	$0 < I_Q < 1\text{ mA}$			0,4	V

\*) Normalerweise ist für "Ausgang nicht demoduliert" der Anschluß D/ND unbeschaltet, d.h.  $I_{D/ND} = 0$ .

Meßschaltung:

Vorläufige Daten



\*) Andere Meßbedingungen siehe Kenndaten, Pos. 2.

Preliminary Data

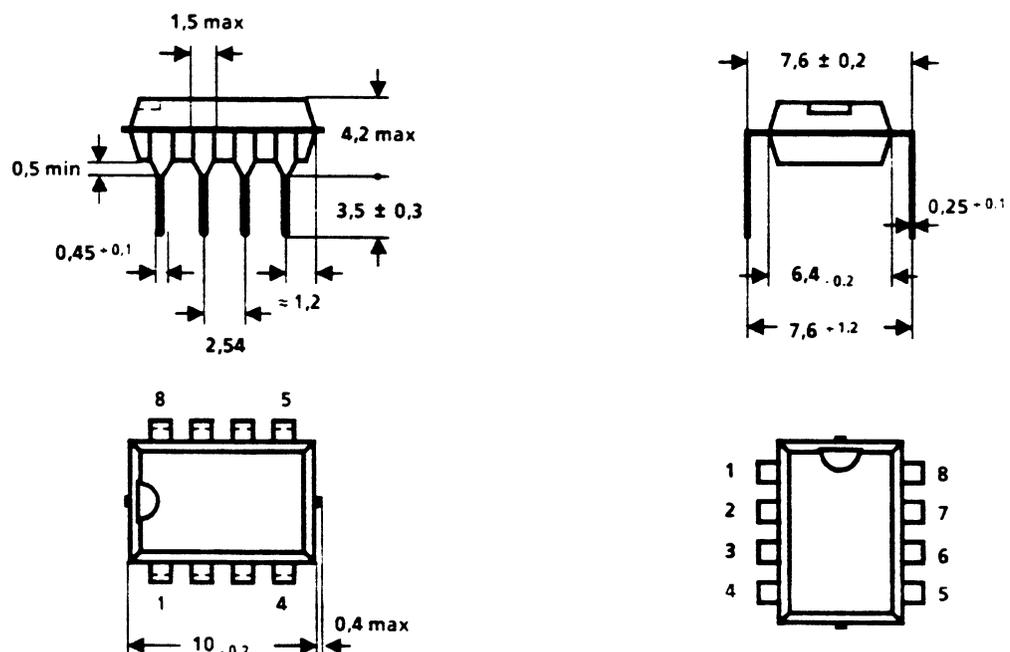
MOS-IC

Type	Ordering code	Package
SDE 2506	Q 67100 - H 8441	DIP 8
SDE 2506 K	Q 67100 - H 8473	Micropack

**Features:**

- Word-organized programmable nonvolatile memory in n-channel floating-gate technology
- 128 x 8 bit organization
- Supply voltage 5 V
- A total of three lines between control processor and the E<sup>2</sup>PROM for data transfer and chip control
- Data (8 bit), address (7 bits) and control information input (1 bit) as well as serial data output
- More than 10<sup>4</sup> reprogramming cycles per address
- Data retention in excess of 10 years (operating temperature range)
- Unlimited number of reads without refresh
- Erase and write in 10 ms
- Extended temperature range -40°C to 110°C

Gehäuse: DIP 8



Preliminary Data

---

**Data transfer and chip control:**

The total data transfer between the control processor and the E<sup>2</sup>PROM requires three lines, each of them has several functions:

**a) Data line D**

- bidirectional serial Data transfer
- serial address input
- clocked input of control information
- direct control input

**b) Clock line  $\phi$** 

- Data, address, and control bit input
- Data output
- start of read with transfer of data from memory into shift register and/or start of data change during reprogramming

**c) Chip enable line  $\overline{CE}$** 

- Chip reset and data input (active high)
- Chip enable (active low)

Prior to chip enable, the data, address, and control information is clocked via the bidirectional data bus. During the reprogramming and read process, this data is retained in the shift register up to the second clock pulse. The following data formats must be entered:

**a) Read memory: one 8-bit control word comprising:**

- 7 address bits A0 to A6 (A0 goes first as LSB)
- 1 control bit, SB = "0", after A6

**b) Reprogram memory: (erase and/or write operation)**

16-bit input information comprising:

- 8 bits, D0 to D7 new memory information (D0 goes first as LSB)
- 7 bits, A0 to A6 address information (A0 as LSB goes first after D7)
- 1 bit, control information, SB = "1", after A6

**Preliminary Data**

---

**Read:** (see fig. 1)

Subsequent to data input and with  $SB = "0"$ , the read process of the selected word address is started when  $\overline{CE}$  change from "1" to "0". The information on the data line is not effective during chip enable.

With the first clock pulse after  $\overline{CE} = "0"$ , the data word of the selected memory address is transferred into the shift register. After the first  $\phi$  pulse has ended, the data output becomes low in impedance and the first data bit can be read at the data pin. During each additional clock pulse, a data bit is shifted to the output. The data line returns to high-impedance mode when  $\overline{CE}$  transitions from "0" to "1".

**Reprogramming:** (see fig. 2)

A full reprogramming process comprises an erase and a subsequent write process. During the erase process, all bits of the selected word are set to the "1" state. During a write process, the "0" states are set according to the information in the shift register.

The reprogramming process is started after data input during chip enable when the information  $SB = "1"$  is available in the relevant cell of the shift register. The selection of an erase or write process depends on the information on data line D during chip enable.

An erase process in the "1" state requires a "1" at the data input when  $\overline{CE}$  transitions to low. Similarly, a write process in the "0" state requires that a "0" be present on the data line during chip enable.

**Preliminary Data**

---

To start the programming process, a start pulse must be present at clock input  $\phi$ . The control information on D must remain stable up to the rising edge of the start pulse. The active data change begins with the trailing edge of the start pulse. The programming process is ended by terminating chip enable, that is, when  $\overline{CE} = "1"$ .

The reprogramming of a word begins during the start and execution of the erase process. The erase process is ended when  $\overline{CE} = "1"$ . The control bit  $SB = "1"$  also required for the write process remains stable in the shift register after the erase process is terminated. The writing of the selected word, therefore, requires nothing more than changing data line D from "1" to "0", enabling the chip again with  $\overline{CE} = "0"$  and starting the data change with the start pulse.

The erase and write processes can be performed separately. In order to ensure a uniform "1" state for all eight bits of the selected memory address during the erase process, a data word with eight times "1" must be entered prior to the erase process. When writing a word which was not erased previously, the "0" states of old and new information are added up.

**Test mode - chip erase:**

Chip erase operations are initiated when TP (Pin 7) is high.

After switching TP to high, the address 0 ( $A_0...A_6$ ) together with the control bit,  $SB = "1"$ , must be clocked in. After that the same procedure must be applied as for erasing byte 0. To change back to the byte-mod, TP must be set to low.

**Reset:**

A non-selected memory is automatically in the reset state due to  $\overline{CE} = "1"$ . All flipflops of the process control are reset. However, the information in the shift register is retained and change only by shifting the data. The rest state is also set by on-chip circuitry during memory power on.

Preliminary Data

---

**Maximum ratings:**

Supply voltage	$V_{CC}$	-0.3 to 6	V
Input voltage	$V_I$	-0.3 to 6	V
Power dissipation	$P_V$	40	mW
Storage temperature	$T_{stg}$	-55 to 125	°C
Thermal resistance system-air	$R_{thSA}$	100	K/W

**Operating range:**

Supply voltage	$V_{CC}$	4.75 to 5.25	V
Ambient temperature	$T_{amb}$	-40 to 110	°C

Preliminary Data

## Static characteristics:

	Symbol	min	typ	max	Dim.
Supply voltage	$V_{CC}$	4.75	5	5.25	V
Supply current	$I_{CC}$			3	mA
Input					
(D, $\phi$ , $\overline{CE}$ )	$V_L$			0.8	V
(D, $\phi$ , $\overline{CE}$ )	$V_H$	2.4			V
( $V_H = 5.25$ V)	$I_H$			10	$\mu$ A
Data output D (open drain)					
( $V_L = 0.8$ V)	$I_L$			0.5	mA
( $V_H = 5.25$ V)	$I_H$			10	$\mu$ A
Clock pulse $\phi$					
High duration	$\phi_H$	2.5		60	$\mu$ s
Low duration					
before/after $\phi_H$	$\phi_L$	5			$\mu$ s
before/after $\overline{CE}$ transition	$\phi_L$	5			$\mu$ s
before/after D change	$\phi_L$	2.5			$\mu$ s
Data D					
before/after $\phi$ trailing edge	$D_H$	2.5			$\mu$ s
	$D_L$	2.5			$\mu$ s
Time between rising and trailing edge		2.5			$\mu$ s
$\overline{CE}$ referenced to D	$\Delta_t$	10		20	ms
Erase time	$t_{er}$	10		20	ms
Write time	$t_{wr}$		20		ms
Chip erase	$t_N$				

Preliminary Data

---

## Pin description:

Pin-No.	Symbol	Function
1	V <sub>SS</sub>	ground
2	$\overline{\text{CE}}$	Chip enable
3	V <sub>CC</sub>	Supply voltage 5 V
4	D	Data input / output
5	$\phi$	Clock input
6		N.C.
7	TP	Test input, at V <sub>SS</sub>
8	TG	Test input, remains open

Preliminary Data

Fig. 1: Read cycle (1 Kbit E<sup>2</sup>PROM)

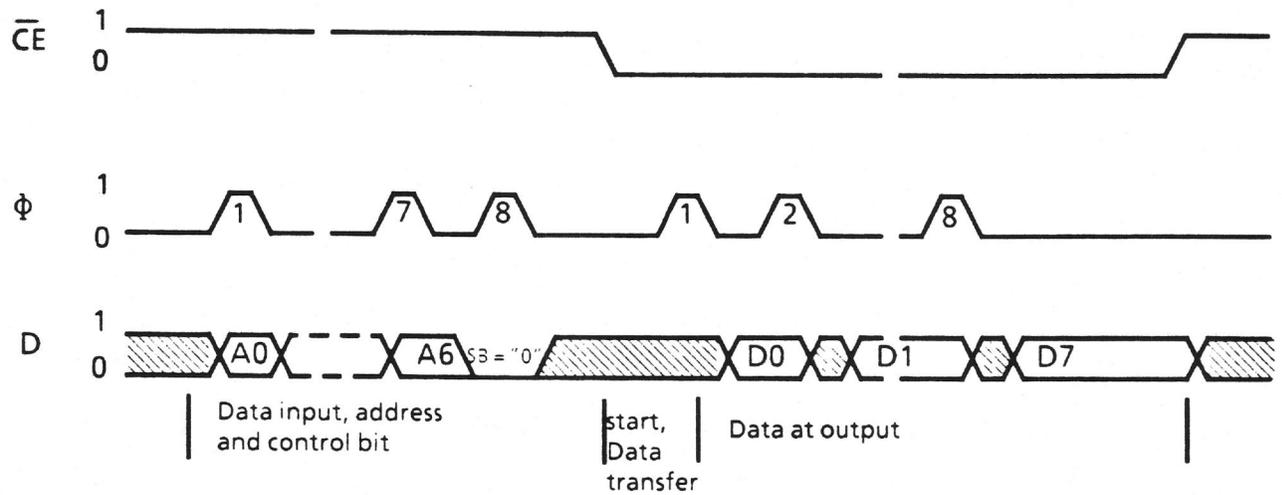
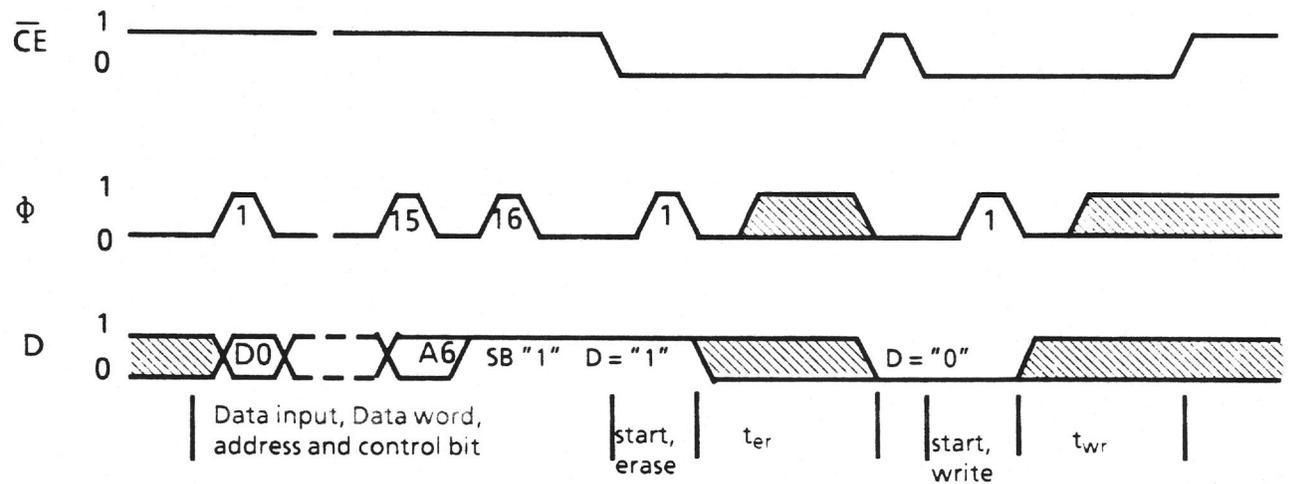


Fig. 2: Reprogramming cycle (1 Kbit E<sup>2</sup>PROM)



Erich Kaifler  
Frank Möllmer  
Jenő Tihanyi

## Grundsaltungen mit SIPMOS-FET-Treibern

### Neue Optokoppler erschließen neue Schaltungsvarianten

**Feldeffekttransistoren benötigen zu ihrer Ansteuerung einige Volt Spannung, doch sehr wenig Strom. Es gibt Situationen, z. B. die potentialfreie Ansteuerung von SIPMOS-Transistoren, in denen die Steuerspannung nur mit großem Aufwand bereitgestellt werden konnte. In solchen Fällen führen die FET-Treiber BSA 21 und BSA 22 zu einfachen und kostengünstigen Lösungen.**

Die FET-Treiber BSA 21 und BSA 22 sind optisch gekoppelte, schnelle Ansteuerbausteine für Feldeffekttransistoren. Auf der Eingangsseite haben sie eine GaAs-Sendediode. Diese wandelt das Ansteuersignal (den Strom) in Infrarotstrahlung, die über ein optisch transparentes Medium auf eine ausgangsseitige Fotodiodenkette geleitet wird. Die Fotodioden erzeugen wieder ein elektrisches Signal. Eine beigeordnete Steuerlektronik bewirkt ein schnelles Abschalten, wenn kein Ansteuersignal mehr vorhanden ist.

Die besonderen Eigenschaften der Treiber sind:

- hohe Isolationsspannung
- logikkompatibler Eingang
- schnell schaltbarer Spannungsgenerator am Ausgang
- geringe Koppelkapazität
- geringe Rückwirkung
- hohe Gleichtaktunterdrückung
- Langzeitstabilität
- keine HF-Störungen

Dipl.-Ing. (FH) Erich Kaifler,  
Siemens AG, Bereich Halbleiter,  
Vertrieb SIPMOS-Halbleiter, München

Dipl.-Ing. Frank Möllmer,  
Siemens AG, Bereich Halbleiter,  
Entwicklung Optohalbleiter, Regensburg

Dr.-Ing. Jenő Tihanyi,  
Siemens AG, Bereich Halbleiter,  
Entwicklung SIPMOS-Halbleiter, München

SIPMOS-Transistoren sind spannungsgesteuerte Bauelemente. Ein wichtiges Kriterium für den Einsatz ist die Schwellenspannung  $U_{GS(th)}$ . Sie gibt an, bei welcher Gate-Source-Spannung ein bestimmter Drainstrom, bei Kleinsignaltransistoren z. B. 1 mA, fließt. Leistungstransistoren haben in der Regel eine Schwellenspannung von etwa 3 V. Kleinsignaltransistoren kommen mit 2 V aus. Die Schwellenspannung der sogenannten Logic-level-Transistoren liegt bei etwa 1 V und die der Depletion-Transistoren (Transistoren vom Verarmungstyp) bei typisch  $-1$  V.

In allen Fällen wird eine Steuerspannung benötigt, um die Schwellenspannung des MOSFET zu erreichen, bzw. eine noch höhere Spannung, um den Transistor durchzuschalten. Dies ist unproblematisch, solange die erforderliche Gleichspannung in der Schaltung vorhanden ist. Es gibt jedoch Anwendungen, die eine galvanische Trennung von Eingang und Ausgang erfordern, diese Steuerspannung aber nicht enthalten. Dies ist beispielsweise der Fall bei

- der potentialfreien Ansteuerung von SIPMOS-Transistoren
- der Ansteuerung elektronischer Wechselspannungsschalter
- in elektronischen Lastrelais

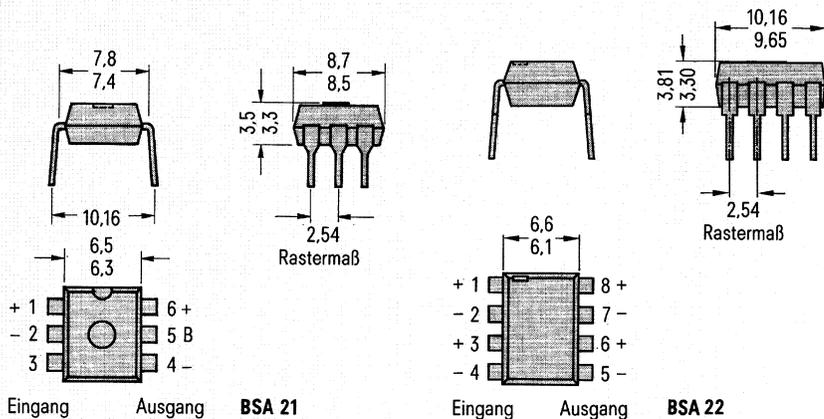
Mit den Siemens-FET-Treibern BSA 21 (ein Schalter im DIP-6-Gehäuse) und BSA 22 (zwei Schalter im DIP-8-Gehä-

se, Bild 1) stehen heute Bauelemente zur Verfügung, die derartige Anwendungen mit geringem Aufwand ermöglichen.

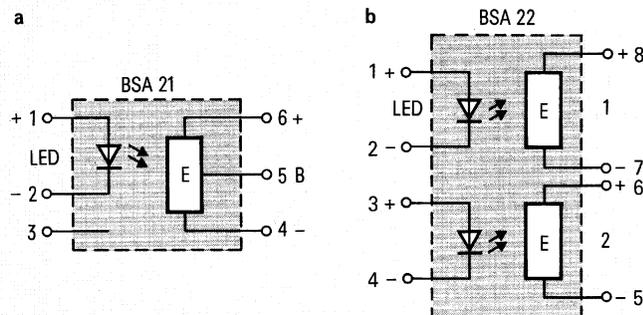
#### Funktionen der FET-Treiber

Die Ausgangsseite des FET-Treibers besteht aus einer integrierten Schaltung. Sie enthält ein Fotodiodenarray mit nachgeschalteter Steuerelektronik (Bild 2) und ist von der Eingangsseite galvanisch getrennt. Die Ansteuerung des IC erfolgt durch die Strahlung der GaAs-Lumineszenzdiode über ein elektrisch isolierendes aber optisch transparentes Medium. Fällt die LED-Strahlung auf die Fotodioden, so wird zwischen den Punkten 4 und 6 eine Spannung von 5 V erzeugt. Der mögliche Ausgangsstrom beträgt ohne Beschaltung von Punkt 5 etwa 10  $\mu$ A. Damit lassen sich sowohl die Eingangskapazität eines MOSFET laden als auch Leckstromverluste im eingeschalteten Zustand kompensieren. Durch Abschalten der LED wird die Energiezufuhr unterbrochen. Gleichzeitig wird der Ausgangswiderstand zwischen den Anschlüssen 4 und 6 über die integrierte Abschaltautomatik niederohmig (etwa 1 k $\Omega$ ). Damit ist es möglich, eine zwischen den Punkten 4 und 6 befindliche Kapazität, z. B. die Gate-Source-Kapazität eines MOSFET, schnell zu entladen.

Da die Ansteuerenergie durch IR-Strahlung vom Eingang zum Ausgang übertragen wird, ist die zur Verfügung stehende Leistung verhältnismäßig gering. Bei 5 mA Eingangsstrom sind es etwa 3  $\mu$ A Ausgangsstrom bei niederohmiger Last bzw. 5 V zwischen den Anschlüssen 4 und 6 bei hochohmiger Last (Bild 3a). Werden größere Ströme benötigt, z. B.



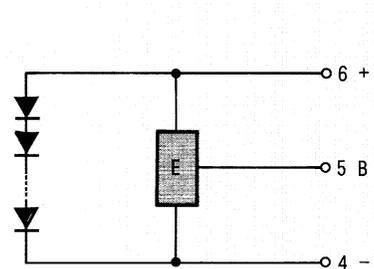
**Bild 1** Maßzeichnung und Anschlußfolge für die FET-Treiber BSA 21 und BSA 22



**Bild 3** Prinzipschaltbild und Anschlußfolge der FET-Treiber BSA 21 und BSA 22

### Vorläufige Daten der Ansteuerbausteine für MOS-Transistoren

Kenndaten ( $\vartheta_A = 25^\circ\text{C}$ )		BSA 21	BSA 22	
<b>Sender (IR-GaAs-Lumineszenzdiode)</b>				
Durchlaßspannung ( $I_F = 60\text{ mA}$ )	$U_F$	1,25 ( $\leq 1,65$ )	1,25 ( $\leq 1,65$ )	V
Durchbruchspannung ( $I_R = 10\ \mu\text{A}$ )	$U_{BR}$	30 ( $\geq 6$ )	30 ( $\geq 6$ )	V
Sperrstrom ( $U_R = 6\text{ V}$ )	$I_R$	0,01 ( $\leq 10$ )	0,01 ( $\leq 10$ )	$\mu\text{A}$
Kapazität ( $U_R = 0\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$ )	$C_O$	25	25	pF
<b>Empfänger</b>				
Sperrstrom (B zu -, $U_{RB} = 100\text{ V}$ )	$I_B$	100	100	nA
Sperrspannung (B zu -)	$U_{RB}$	6		V
Durchlaßstrom (B zu +)	$I_B$	1	1	mA
<b>FET Treiber</b>				
Ausgangswiderstand ( $I_F = 0$ ) (dynamisch)	$R_{6-4}$	1		k $\Omega$
Ausgangsspannung ( $I_F = 5\text{ mA}$ )	$U_{6-4}$	5		V
Ausgangsstrom ( $I_F = 5\text{ mA}$ , $R_L < 10\text{ k}\Omega$ )	$I_{6-4}$	3 ( $\geq 1$ )		$\mu\text{A}$
Ausgangsstrom ( $I_F = 5\text{ mA}$ , $U_S = U_{B,ext}$ )	$I_{6-4}$	1		mA
Ausgangswiderstand ( $I_F = 0$ ) (dynamisch)	$R_{6-5}$		1	k $\Omega$
	$R_{8-7}$		1	k $\Omega$
Ausgangsspannung ( $I_F = 5\text{ mA}$ )	$U_{6-5}$		5	V
	$U_{8-7}$		5	V
Ausgangsstrom ( $I_F = 5\text{ mA}$ , $R_L < 10\text{ k}\Omega$ )	$I_{6-5}$		3 ( $\geq 1$ )	$\mu\text{A}$
	$I_{8-7}$		3 ( $\geq 1$ )	$\mu\text{A}$
Koppelkapazität	$C_K$	1	1	pF



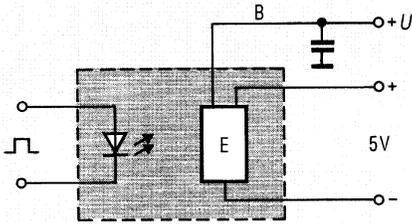
**Bild 2** Prinzipschaltbild der Ausgangsseite des FET-Treibers BSA 21, bestehend aus einer Kette von Minifotoelementen und einer Abschaltelronik, mit der der Ein- und Ausschaltvorgang beschleunigt werden kann

um einen Leistungstransistor mit größerer Eingangskapazität zu schalten, oder um generell kürzere Schaltzeiten zu erreichen, so kann beim BSA 21 der Strom mit Hilfe eines zwischen Punkt 5 und 4 zugeschalteten Kondensators von 10 nF auf etwa 1 mA erhöht werden (**Bild 4**). Dieser Kondensator muß durch eine externe Versorgung auf mindestens 7 V geladen sein.

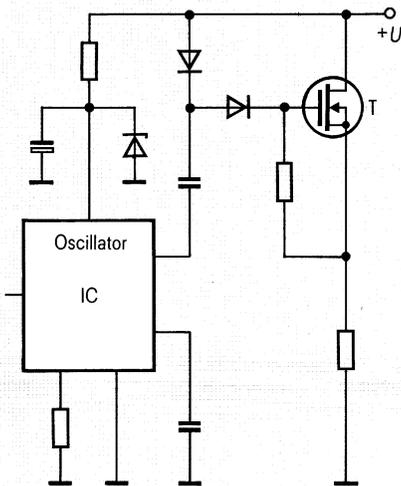
**Bild 3b** zeigt den prinzipiellen Aufbau des Ansteuerbausteins BSA 22. Die Kenndaten für den Eingang sind gleich denen des BSA 21 (**Tabelle**). Die Ansteuer-LED schalten jedoch zwei Ausgangsstufen, die wahlweise für zwei Einzelschalter oder in Serie betrieben für einen Schalter verwendet werden können. In diesem Fall stehen 10 V Ansteuererspannung bzw. 3  $\mu\text{A}$  Ausgangsstrom zur Verfügung. Im abgeschalteten Zustand ( $I_F = 0$ ) bewirkt die Elektronik E des Bausteins die Entladung der Eingangskapazität des angeschlossenen Transistors. Der Innenwiderstand, gemessen bei  $I_F = 0$ , beträgt während des Entladevorganges etwa 1 k $\Omega$ .

### Allgemeine Anwendungen

Ein wichtiges Anwendungsgebiet ist die Ansteuerung von N-Kanal-Transistoren, wobei der Lastwiderstand  $R_L$  einseitig mit Masse verbunden ist (high side switch). Im Kfz-Bereich ist dies üblich, um elektrostatische Korrosion zu vermeiden. Bei derartigen Schaltungen braucht man zur Ansteuerung des Transistors eine Betriebsspannung, die größer als die Batteriespannung ist.



**Bild 4** Prinzipaltbild des BSA 21 mit externem Beschleunigerkondensator



**Bild 5** High-Side-Switch herkömmlicher Art mit Ladungspumpe

Um die Steuerspannung zu erzeugen, bieten sich verschiedene Möglichkeiten an, z.B. eine eigene Spannungsquelle mit  $U > U_{\text{Batt}}$  oder ein DC-DC-Wandler bzw. eine Bootstrap-Schaltung. Darüber hinaus werden heute moderne Bauelemente wie smart SIPMOS-Transistoren angeboten, bei denen die Hilfsschaltung für den Spannungshub bereits integriert ist.

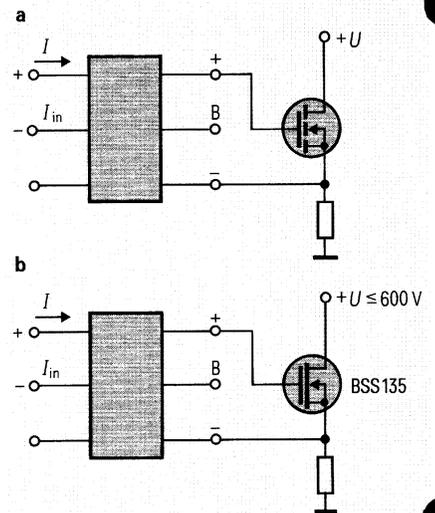
Zumindest im Falle von diskret aufgebauten DC-DC- Wandlern setzt das Bereitstellen der zusätzlichen Spannungsquelle eine größere Anzahl von Bauelementen voraus und hat damit ungünstige Auswirkungen auf Zuverlässigkeit und Kosten. Mit den Ansteuerbausteinen BSA 21/22 stehen nun Bauelemente zur Verfügung, die die Spannung zur Ansteuerung von MOS-Transistoren unabhängig von der Batteriespannung und völlig isoliert erzeugen.

Die FET-Treiber können als positive wie auch als negative Spannungsquelle betrieben werden. Im **Bild 5** wird der Leistungstransistor T auf konventionelle Weise angesteuert, wobei die Spannungsüberhöhung mit einem Oszillator-IC und verschiedenen diskreten Bauelementen erzielt wird.

Im **Bild 6** ist diese Hilfsschaltung auf den Einsatz eines BSA 21 reduziert, der am Ausgang die benötigte Spannung von 5 V zur Verfügung stellt. Kürzere Schaltzeiten können durch die oben beschriebene Variante mit einem zusätzlichen Pufferkondensator erreicht werden, was im **Bild 7** am Beispiel einer Motorsteuerung gezeigt ist.

### Arbeitspunkteinstellung für Feldeffekttransistoren, speziell für GaAs-Mikrowellen-FET mit dem Ansteuerbaustein BSA 21

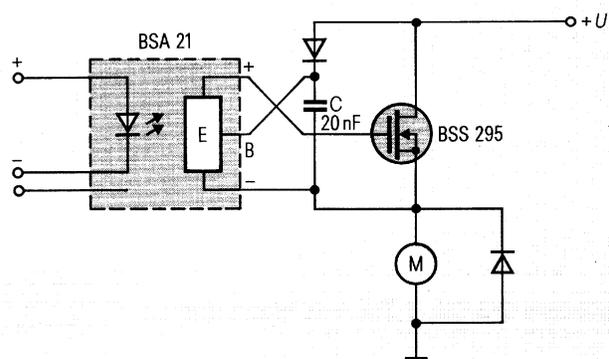
Rauscharme GaAs-FET werden bevorzugt mit einem Betriebsstrom  $I_D < I_{DSS}$  betrieben, wobei die zur  $I_D$ -Einstellung erforderliche Gate-Source-Spannung  $U_{GS}$  in der Polarität der Drain-Source-Betriebsspannung entgegengesetzt ist. Bei Mikrowellen-FET ist aus HF-Gründen oft eine unmittelbare Source-Erdung notwendig, wodurch eine eigene negative Gate-Spannung erforderlich wird. Diese wird bisher über eine eigene Leitung zugeführt oder geräteintern über einen DC-Spannungswandler aus der positiven Betriebsspannung gewonnen. Beide Lösungen sind aufwendig und teuer. Mit dem BSA 21 läßt sich der Aufwand zur Erzeugung der Gate-Vorspannung bei gleichzeitiger  $I_D$ -Regelung mit



**Bild 6** High-Side-Switch unter Verwendung des FET-Treibers BSA 21 und eines beliebigen N-Kanal-Kleinsignal-Transistors (a). Es können auch P-Kanal-Transistoren verwendet werden. In diesem Fall ist lediglich die Polarität der Ausgangsseite des FET-Treibers zu vertauschen. Die Schaltung kann für beliebige Spannungen verwendet werden, zum Beispiel unter Verwendung des N-Kanal-Depletion-Transistors BSS 135 für 600 V (b)

einem Minimum an Bauelementen realisieren.

**Bild 8** zeigt die Gleichstrombeschaltung mit gleichzeitiger  $I_D$ -Regelung für einen FET, **Bild 9b** den Zusammenhang des sich einstellenden  $I_D = f(G) = f(1/R)$  und **Bild 9a** die sich einstellenden Gate-Spannungen für zwei verschiedene FET mit unterschiedlichen  $I_{DSS}$  (30, 60 mA) bei einem  $I_D$ -bestimmenden Widerstand (Beispiel  $R = 100 \Omega \cong G = 10 \text{ mS}$ ).



**Bild 7** Einsatz des BSA 21 zur Motorsteuerung. Der Kondensator C dient zur Verkürzung der Schaltzeiten

Der DC-Drainstrom fließt über den Widerstand R parallel zur LED des BSA 21. Bei  $I_D \cdot R > U_{F, LED} \approx 1,2 \text{ V}$  erzeugt der BSA 21 über die Fotoelementkette E eine negative Gate-Spannung bis zur Einregelung von  $I_D = U_{F, LED} \cdot G + K \approx 1,2 \text{ V} \times G + K \leq I_{DSS}$ .

K ist eine Konstante, die, abhängig vom Bauelement und von der Schaltung, in der Größenordnung 1 bis 3 mA liegt.

Da der BSA 21 nur einen begrenzten Strom zu erzeugen vermag, dürfen die zu regelnden FET nur einen begrenzten Gate-Leckstrom ( $< 1 \mu\text{A}$ ) haben. Unter der Voraussetzung gepaarter FET können mehrere FET über einen BSA 21 an den Gates parallel versorgt werden.

Der Pufferkondensator C glättet eventuelle externe Störimpulse, die jedoch meistens durch eine entsprechende HF-Beschaltung vermieden werden können.

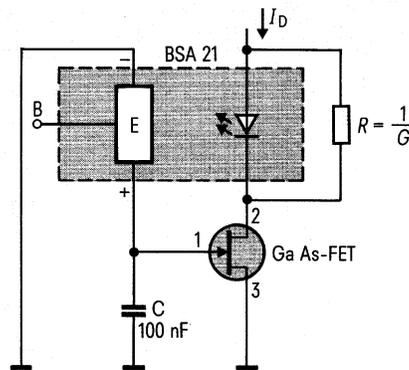
## Automatische Lastabschaltung mit BSA 21

Der stufenförmige Verlauf der Ausgangsspannung wird in der Schaltung nach Bild 10 zur Lastabschaltung ( $R_L$ ) bei Unterschreiten von  $U_{B, \text{min}}$  genutzt, um eine Batterie vor vollständiger Entladung zu schützen. Bei ausreichender Betriebsspannung ist der Strom  $I_F$  mit R1, R2 und D2 so dimensioniert, daß die Ausgangsspannung  $U_a = U_{GS}$  den Transistor T1 leitend schaltet.

Sinkt die Batteriespannung ab, so verringert sich auch der Strom  $I_F$  bis  $U_a$  auf einen Wert nahe 0 V und damit unter  $U_{GS(\text{th})}$  springt. T1 sperrt,  $R_L$  ist abgeschaltet. Da das Potential an der Kathode der Diode D3 nun höher ist als an der Anode, sperrt D3 und es fließt nur noch Strom über D1, D2 und R1. Dieser Strom liegt deutlich unter dem Sprungwert  $I_{FS}$ . Durch diese Hysterese (R2, D3) wird der Schalter entprellt.

## FET-Treiber für elektronische Relais

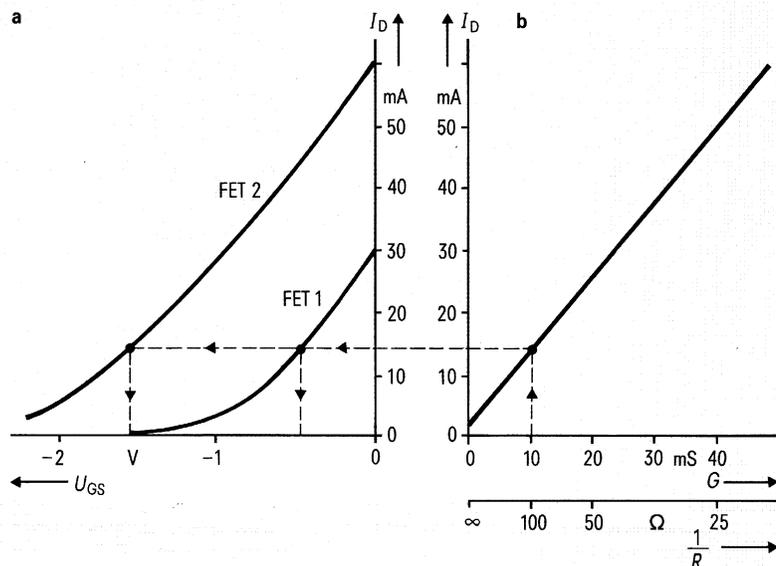
Relais zeichnen sich u. a. dadurch aus, daß Eingang und Ausgang galvanisch getrennt sind, daß sie auch bei niedrigen Strömen und Spannungen eine lineare Ausgangscharakteristik haben und vor allem, daß sowohl Wechsel- als auch Gleichströme in beiden Richtungen geschaltet werden können. Diese Forde-



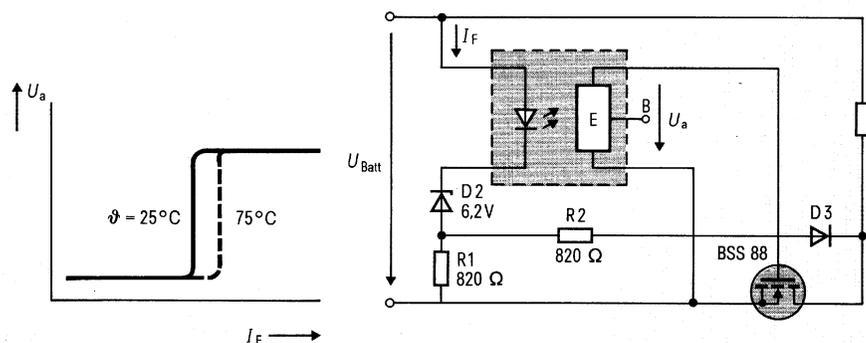
**Bild 8** Einsatz des BSA 21 für die automatische Arbeitspunkteinstellung eines Mikrowellen-GaAs-Transistors

rungen waren mit herkömmlichen Halbleitern nur schwer zu erfüllen. Mit dem FET-Treiber BSA 21 ist das nun möglich, da bei ihm ohnehin Eingang und Ausgang galvanisch getrennt und die zugeschalteten SIPMOS-Transistoren bis in den Nulldurchgang linear sind. Entsprechend Bild 11 können sie als Allstromschalter eingesetzt werden. Daneben gelten für diese Lösung all die Vorteile, die Halbleiter ermöglichen:

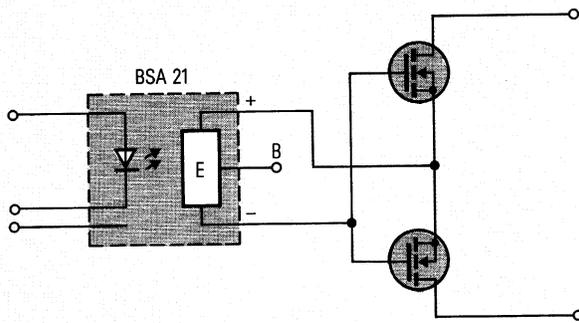
- $\mu\text{P/TTL}$ -kompatibler Eingang
- prellfreies Schalten
- Unempfindlichkeit gegenüber Lageänderung, Vibration, Schock, Magnetfeld usw.



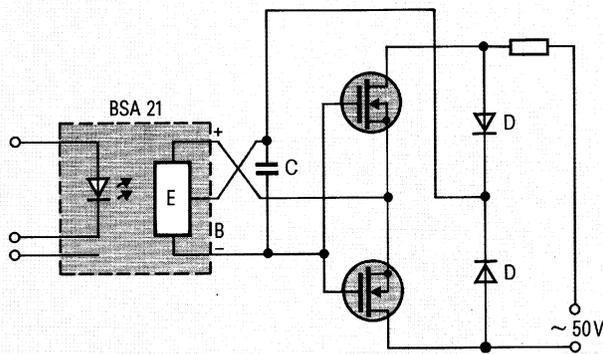
**Bild 9** Schematisierte Darstellung der Arbeitspunkteinstellung für die Schaltung nach Bild 8 für Antennenverstärker



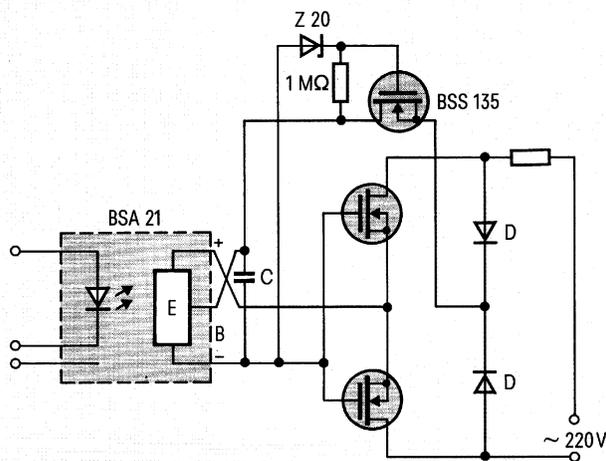
**Bild 10** Lastabschaltung bei Unterspannung mit BSA 21. Die Besonderheit der Schaltung liegt vor allem in der einfachen potentialfreien Ansteuerung des Längstransistors



**Bild 11** AC-Analogschalter unter Verwendung des FET-Treibers BSA 21 mit galvanisch getrenntem Ausgang (für beliebige Kleinsignaltransistoren geeignet)



**Bild 12** AC-Relais für höhere Ausgangsströme unter Verwendung des FET-Treibers BSA 21 und von Hochstrom-SIPMOS-Leistungstransistoren. Zur Beschleunigung wird der im abgeschalteten Zustand aufgeladene Kondensator C als Energiequelle zur Ladung der Eingangskapazitäten verwendet



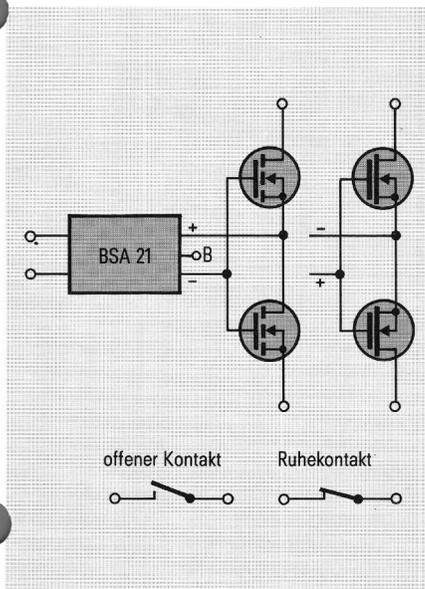
**Bild 13** AC-Relais für hohe Spannungen mit hochsperrenden SIPMOS-Transistoren, z. B. BUZ 330. Der SIPMOS-Kleinsignaltransistor BSS 135 dient zur Limitierung der Spannung am Kondensator C

Die Kenndaten am Ausgang können weitgehend vom Anwender bestimmt werden, indem für den jeweiligen Fall die passenden Transistoren verwendet werden. Das Typenspektrum von SIPMOS-Transistoren umfaßt bedrahtete Bauformen (TO-92, TO-18, TO-202, TO-220, TO-218, TO-3) sowie die SMD-Bauformen SOT-23, SOT-89, SOT-223 in den verschiedensten Varianten bezüglich Strom und Spannung.

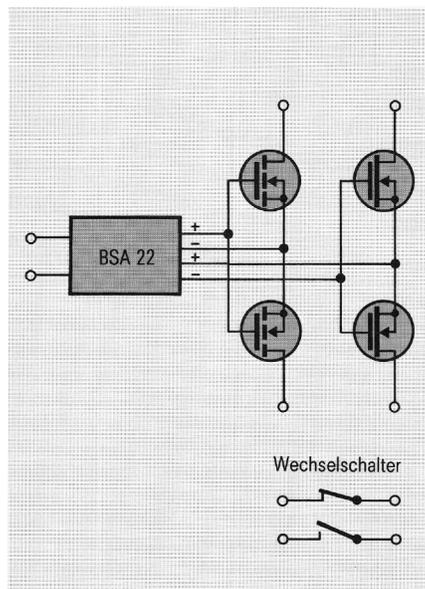
Mit zwei nach **Bild 11** in Serie geschalteten MOS-Transistoren können auf einfache Weise AC-Schalter aufgebaut werden. Zur Ansteuerung der beiden Transistoren ist nur eine Spannungsquelle nötig, deren Spannung jedoch unabhängig vom Ausgangspotential sein muß. Wie auch bei der Ansteuerung von Einzeltransistoren mit  $R_L$  an Masse, ist dazu bei Verwendung herkömmlicher Bauelemente ein relativ großer Aufwand nötig. Mit dem FET-Treiber reduziert sich der Schaltungsaufwand für die Ansteuerung auf einen Bauelement.

Für höhere Schaltgeschwindigkeiten wird nach **Bild 12** über die Dioden D der Pufferkondensator zum Laden der Eingangskapazitäten  $C_{iss}$  herangezogen. Wenn solch eine Schaltung für das 220-V-Netz geeignet sein soll, oder wenn am Ausgang mit hohen Spannungsspitzen zu rechnen ist, wie sie beim Schalten von Induktivitäten vorkommen können, so kann für die Versorgung des Pufferkondensators C eine Schaltung nach **Bild 13** mit dem 600-V-Depletion-Transistor BSS 135 verwendet werden.

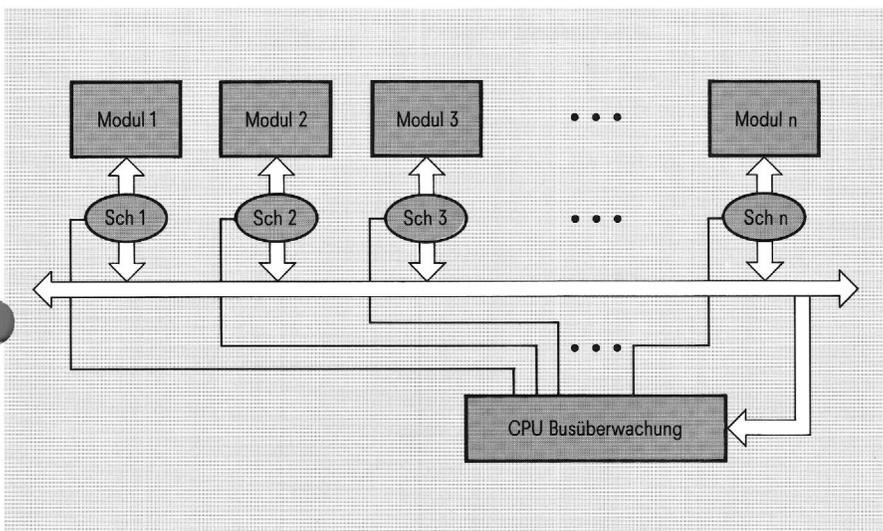
Die FET-Treiber BSA 21 und BSA 22 sind ein ideales Bindeglied zwischen Central Processing Unit und peripheren Schaltern. Eingangsseitig sind die Bauteile TTL-, CMOS- bzw. mikroprozessor-kompatibel. Am Ausgang besteht die Möglichkeit, je nach Bedarf einen Transistor kleinerer oder größerer Leistung zu verwenden oder Transistoren niedrigerer oder höherer Sperrspannung. Dem Anwender bleibt die Wahl zwischen verschiedenen Gehäusebauformen bzw. bedrahteten oder SMD-Transistoren. Durch die Verfügbarkeit von Depletion-Transistoren eröffnet sich eine weitere Variante. Anstelle des Schalters nach **Bild 13**, der mittels des Eingangssignales einschaltet, kann mit der Kombination BSA 21 und Depletion-Transistoren auch ein Schalter aufgebaut werden, der



**Bild 14 Wechselstromrelais (Analog-Schalter) für Ruhekontakt (Depletion-Transistor) und Arbeitskontakt (Enhancement-Transistor)**



**Bild 15 Unter Verwendung des Dual-FET-Treibers BSA 22 kann ein monolithischer Wechselschalter aufgebaut werden, indem sowohl Depletion- (Ruhekontakt) als auch Enhancement-Transistoren (Arbeitskontakt) eingesetzt werden**



**Bild 16 Das Schaltersystem, aufgebaut nach Bild 14 und Bild 15, trennt die peripheren Module vom Zentralbus einer DV-Anlage**

im Ruhezustand leitend ist und bei Anlegen eines Eingangssignals in den Sperrzustand übergeht. Wie bereits erwähnt, werden beim FET-Treiber BSA 22 zwei Ausgänge angesteuert. Dadurch kann auf einfachste Art und Weise ein Wechselschalter aufgebaut werden, indem für den Ruhekontakt Depletion-Transistoren und für den offenen Kontakt Enhancement-Transistoren verwendet werden (**Bild 15**).

### Bussysteme für DV-Anlagen

Die Schaltung nach Bild 10 ist ein ideales Bindeglied zu den verschiedenen Modulen komplexer DV-Anlagen. In der Automatisierungstechnik und bei elektronischen Steuerungen in Kraftfahrzeugen werden vorteilhaft busorientierte Rechensysteme verwendet. Zu den Voraussetzungen für solche Anlagen gehört, daß der Ausfall eines Moduls nicht die gesamte Anlage stilllegt. Die Module

sollen auch während des Betriebs ausgetauscht bzw. repariert werden können. Der Schalter nach **Bild 16** erfüllt diese Forderungen. Die einzelnen Module können durch die zentrale Bus-Überwachung bei Fehlermeldung automatisch abgeschaltet werden, so daß die Anlage bzw. das Fahrzeug weiterhin betriebsbereit ist. Selbstverständlich können durch externe Schalter Teile der Anlage für Reparatur- oder Wartungszwecke auch von Hand abgeschaltet werden. Der Einsatz derartiger Schalter erhöht die Betriebszeit der Anlage. Da mechanische Schalter entfallen, werden auch höhere Zuverlässigkeitsansprüche bei ungewöhnlichen Betriebsbedingungen, wie Beschleunigung oder Vibration, erfüllt. Hinzu kommt, daß bei Verwendung von Depletion-Transistoren die Module ohne Ansteuersignal eingeschaltet sind und nur während der wesentlich kürzeren Test-, Wartungs- oder Reparaturzeiten ausgeschaltet werden. Demgegenüber wird man bei Modulen, die nur sehr kurze Zeit in Betrieb genommen werden, vorzugsweise Enhancement-Transistoren einsetzen.