

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**

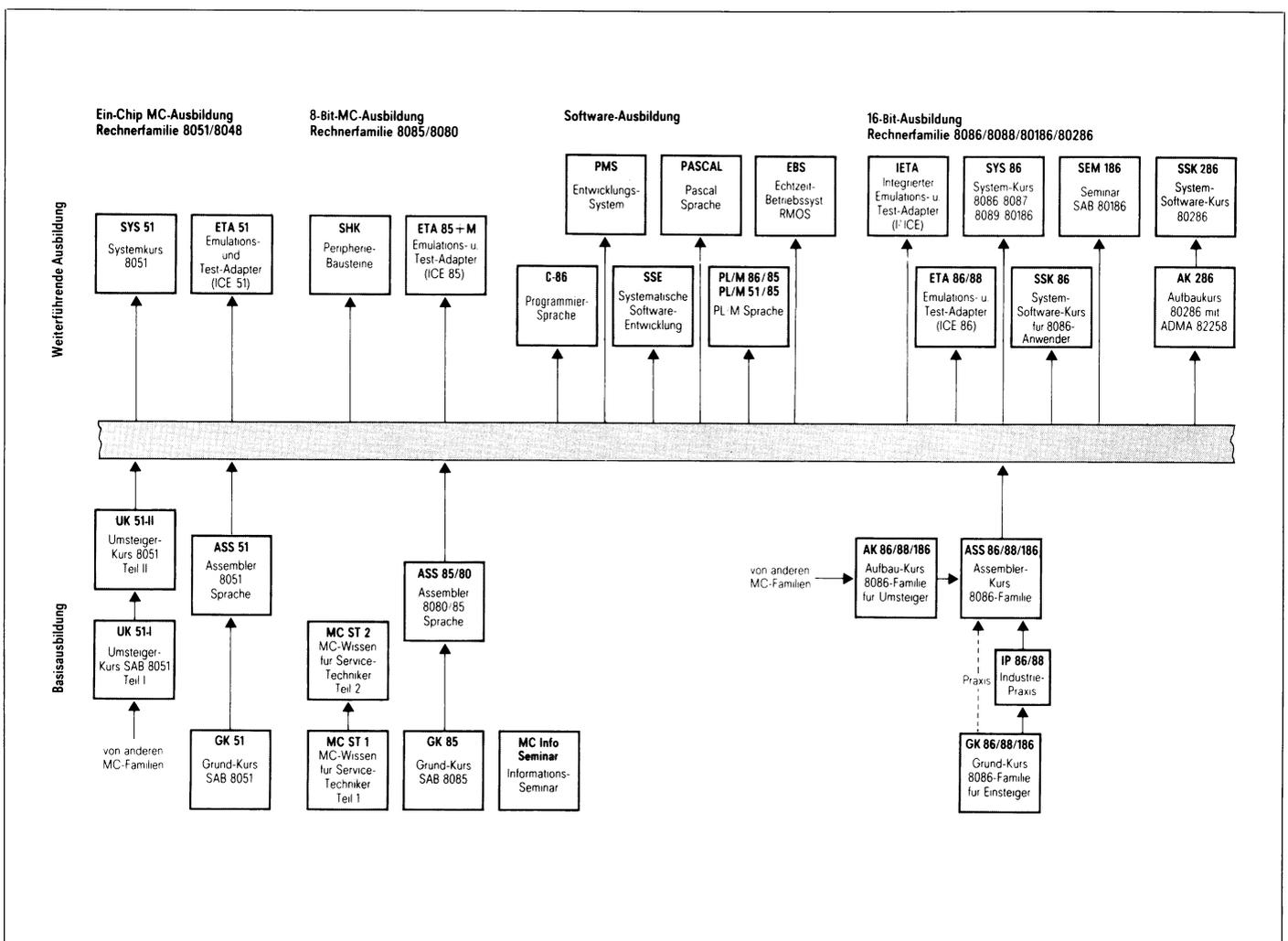
Einen ersten Überblick über das Mikrocomputer-Kursprogramm bietet Ihnen die nachfolgende Grafik. Unsere Schulen für Mikroelektronik informieren Sie gerne über alle weiteren Einzelheiten. Bitte wenden Sie sich an:

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.

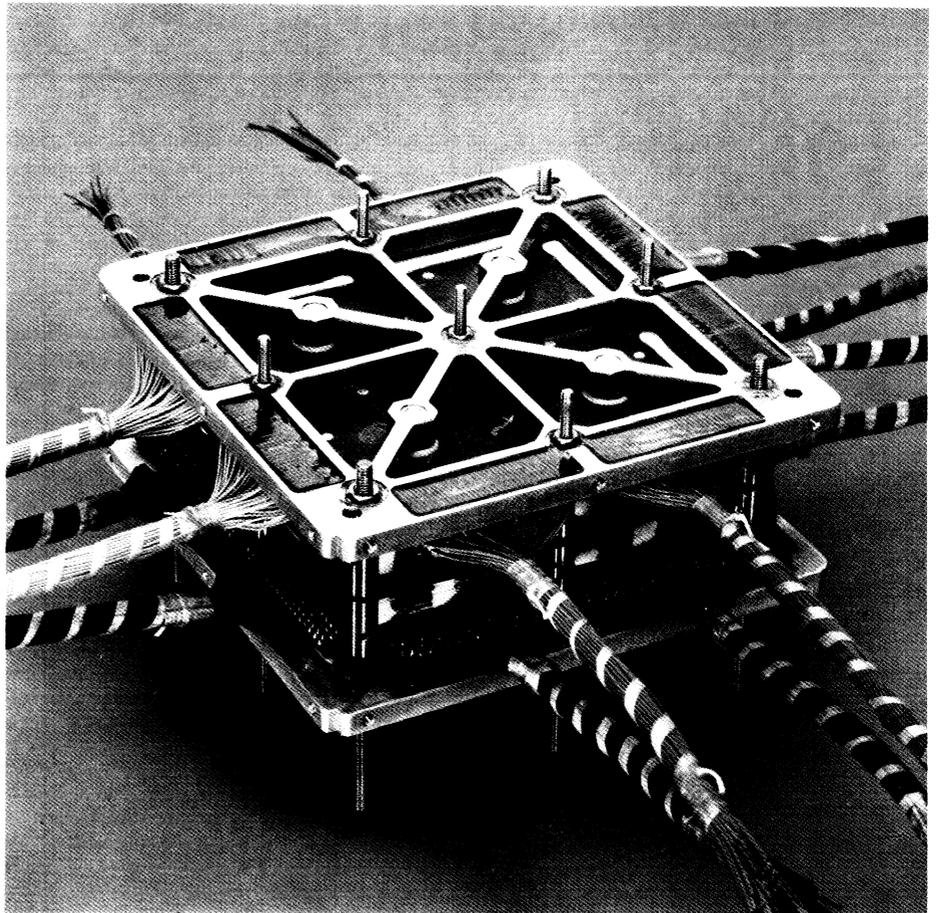
Siemens gründet Entwicklungszentrum für Mikroelektronik in Düsseldorf

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 II. 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

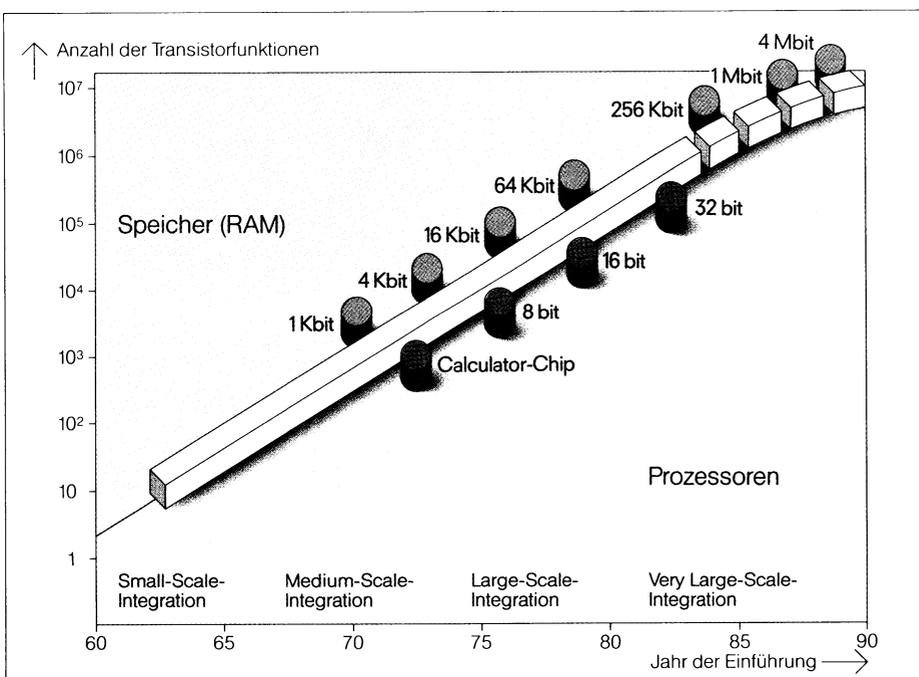


Bild 1 Die Entwicklung der Integrationsdichte je Chip – alle drei Jahre hat sich der Integrationsgrad vervierfacht. Ein stärkeres Abflachen der Kurve ist nach derzeitigen Erkenntnissen bis zum 4-Mbit-Speicher nicht zu erwarten

Zukunft erschließen!

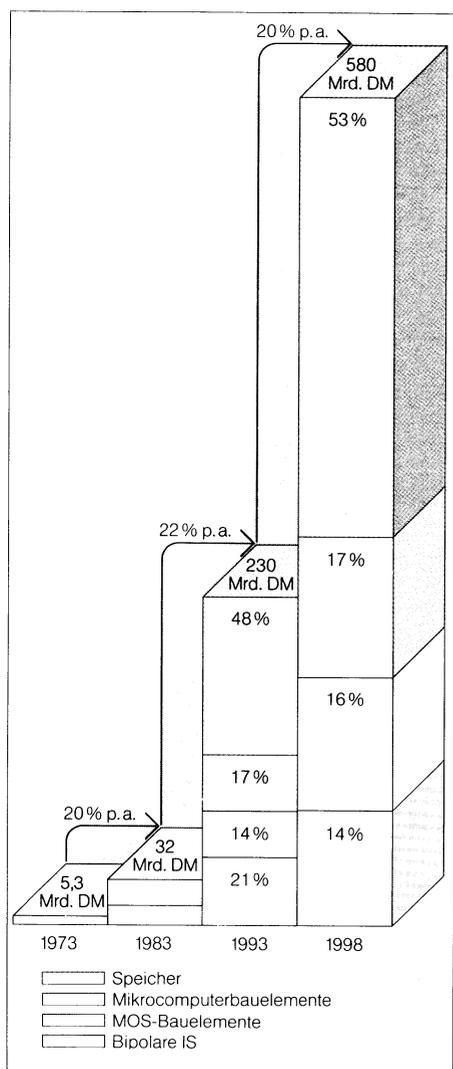


Bild 2 Die Entwicklung des Weltmarkts für integrierte Schaltungen (IS) ist gekennzeichnet durch jährliche Zuwachsraten von 20%. 1998 wird das Weltmarktvolumen nahezu 600 Mrd. DM betragen – das ist die heutige Größe des Automobilmarkts. Die Speicherbausteine allein machen mehr als die Hälfte dieses Markts 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 Nutzbarmachung 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- μm -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 μm 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- μm -Strukturen, auch bei den 1- μm -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 m^2 Reinraumfläche verschaffen nicht nur qualitativ die Voraussetzungen in den Sub- μm -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:

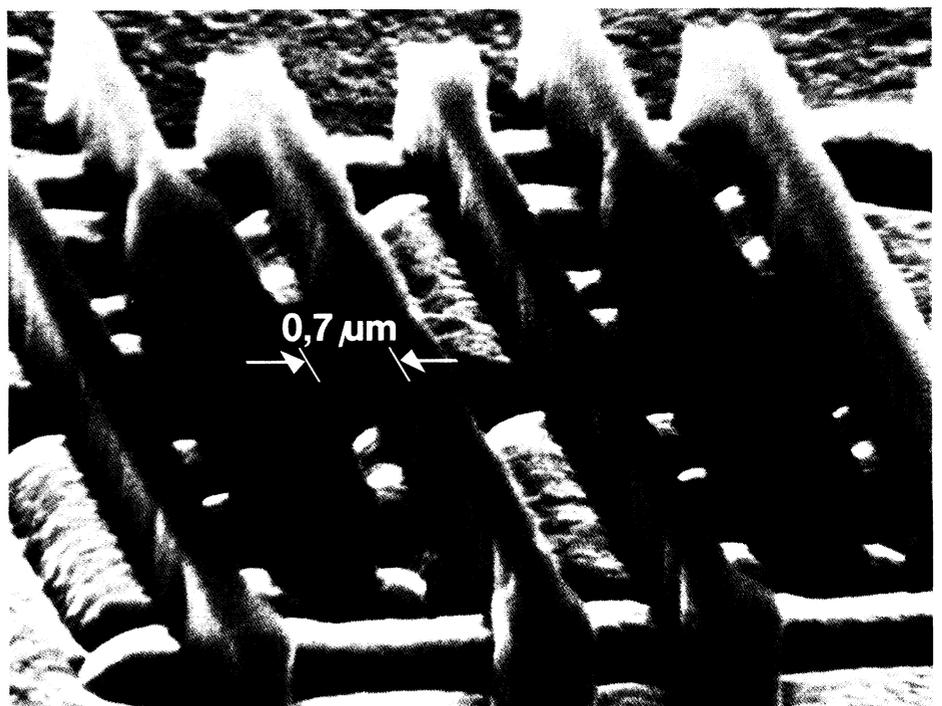


Bild 3 Siemens entwickelt seit vielen Jahren Feinstruktur-Technologien und komplexe Logikschaltungen

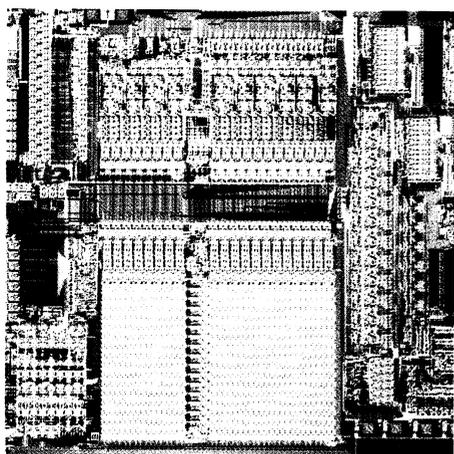


Bild 4 SICOFI – ein Baustein für die Telekommunikation

- 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, Isolationsschichten mit sehr hoher Dielektrizitätskonstante, Leiterbahnen mit niedrigem Widerstand und guten Kontakteigenschaften.
- 0,7- μm -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- μm -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-

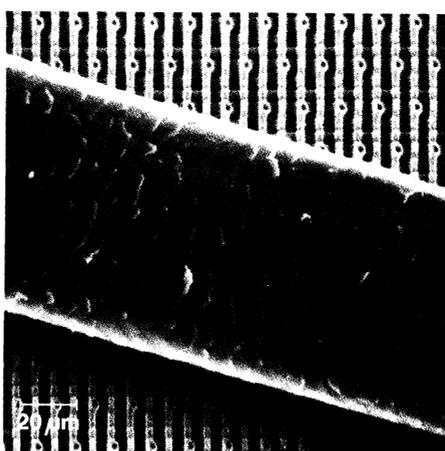


Bild 5 Die Anforderungen an die Reinheit demonstriert diese Aufnahme mit Rasterelektronenmikroskop: ein Frauenhaar auf einem 256-Kbit-Speicher

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:

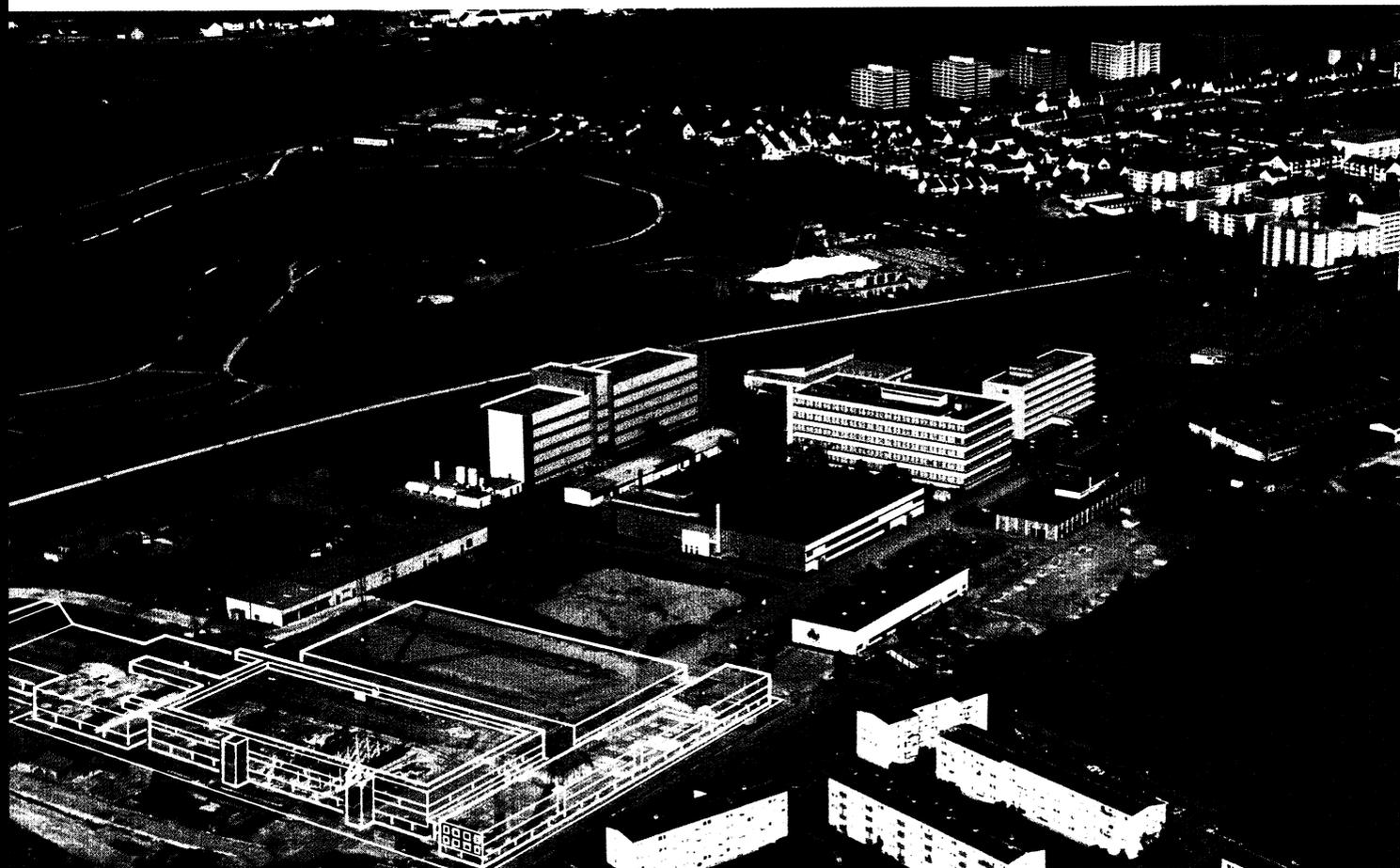
- Die Herstellung eines Speicherbausteins erfordert etwa 160 einzelne Fertigungsschritte, von denen jeder mit extremer Genauigkeit und Sicherheit beherrscht werden muß, wenn die Gesamtheit zu funktionierenden Produkten führen soll. Hier spielen die Automatisierung, der Einsatz von CAM-Systemen (Computer 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.



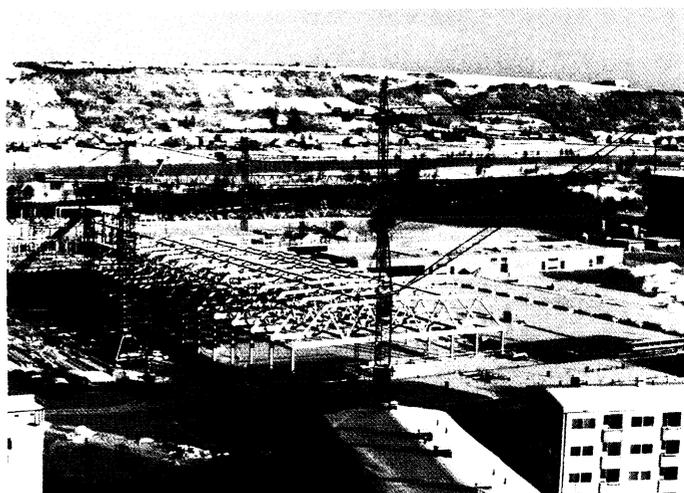
REGENSBURG:

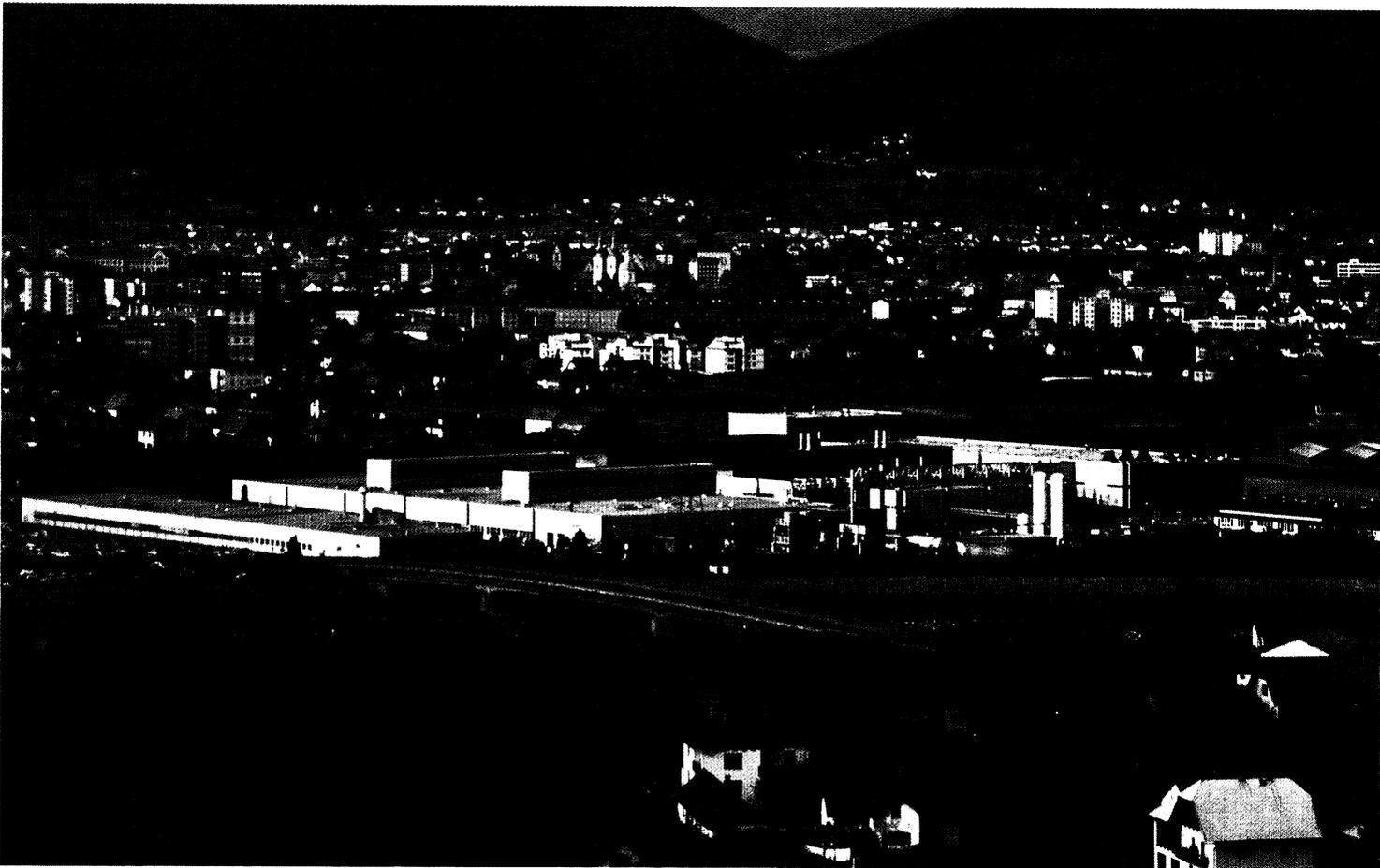
Mitten im Bau

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 oxidisolierten 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

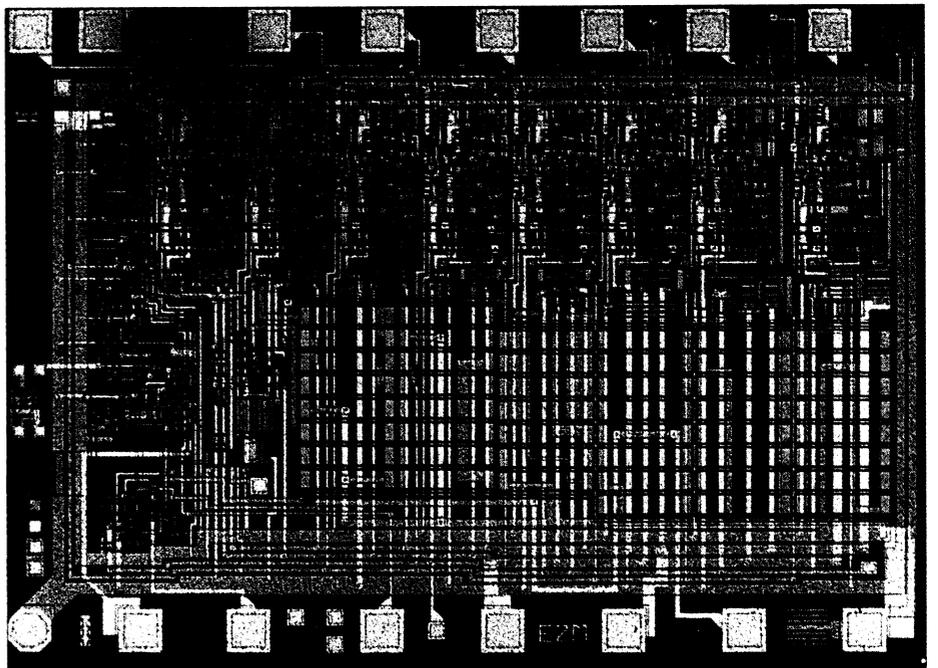


Bild 1 Chip des DA-Umsetzers SDA 8005

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

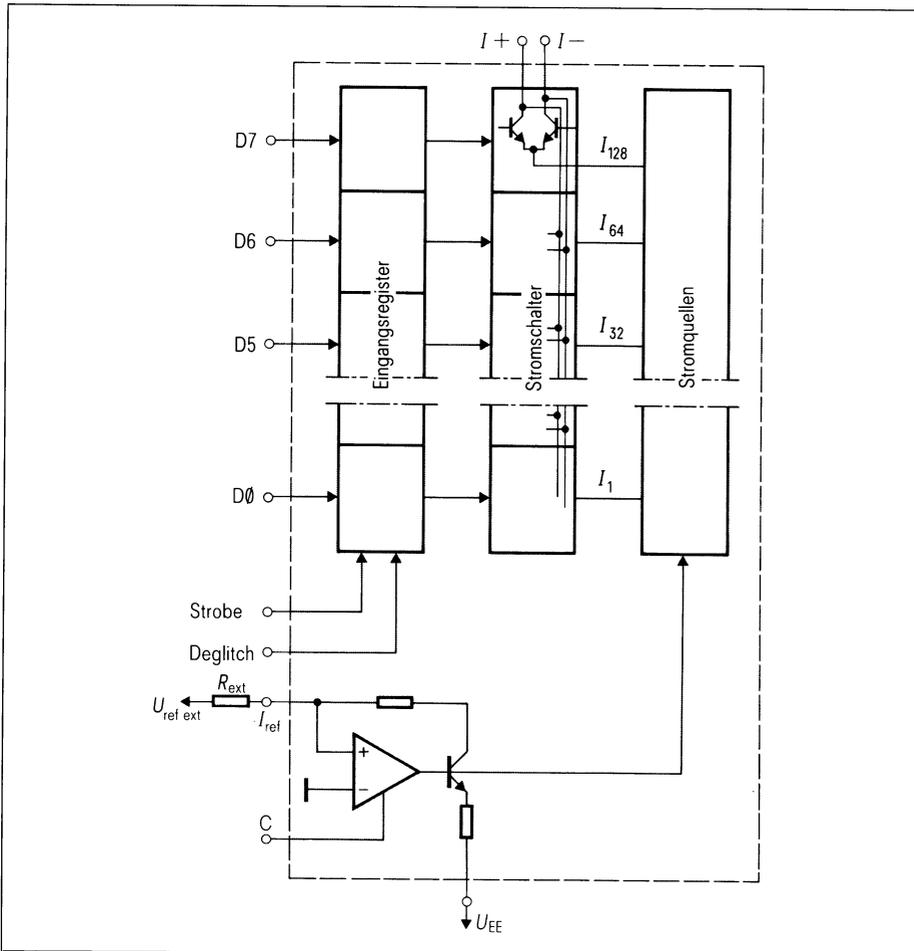


Bild 2 Blockschaltbild des DA-Wandlers SDA 8005

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 k Ω 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.

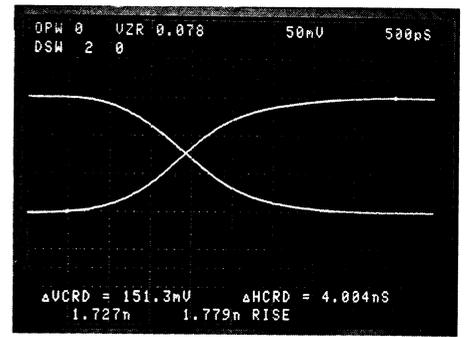


Bild 3 Einschwingvorgang bei Full-Scale-Umschaltung

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-

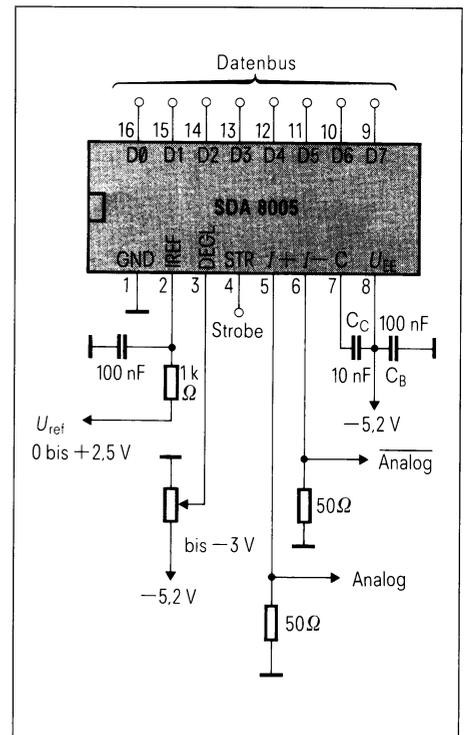


Bild 4 Schaltung für die Messung der Betriebseigenschaften des SDA 8005

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).

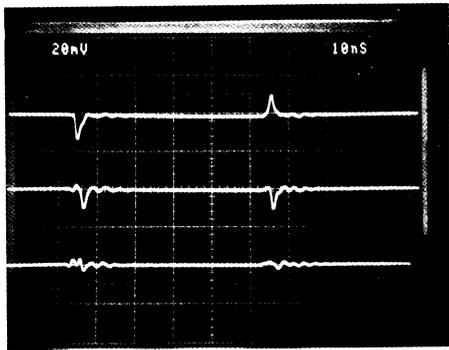


Bild 5 Glitchverhalten
Full-Scale-Strom = 20 mA (mit 20-dB-Ab-
schwächer gemessen)
± 1 V Spannungssprung
oben: ohne Latch und ohne Deglitch,
Mitte: mit Latch aber ohne Deglitch,
unten: mit Latch und Deglitch

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

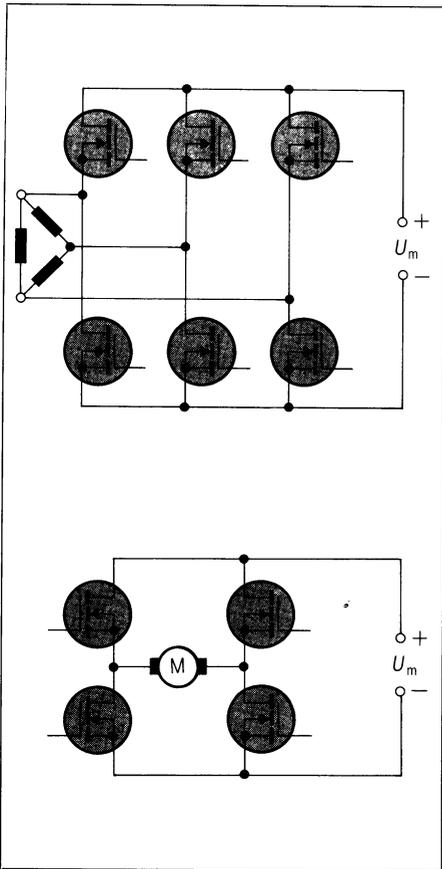


Bild 1 Typische Voll- und Halbbrückenschaltungen

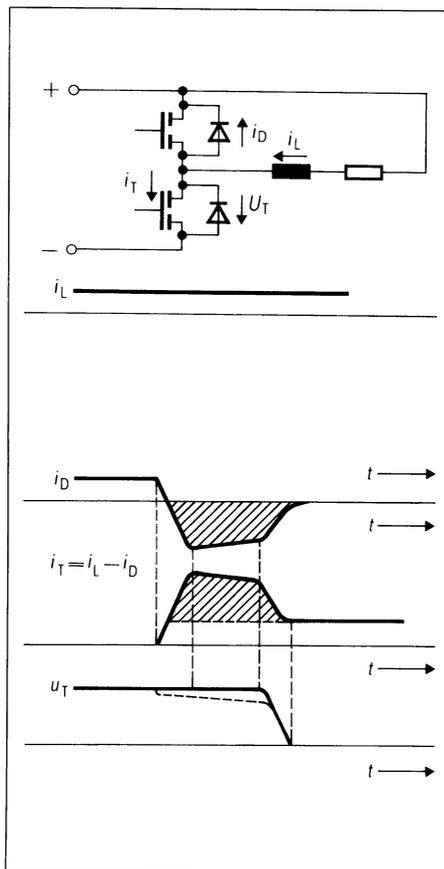


Bild 2 Entstehung der Einschaltverluste in Brückenschaltungen mit Freilaufbetrieb

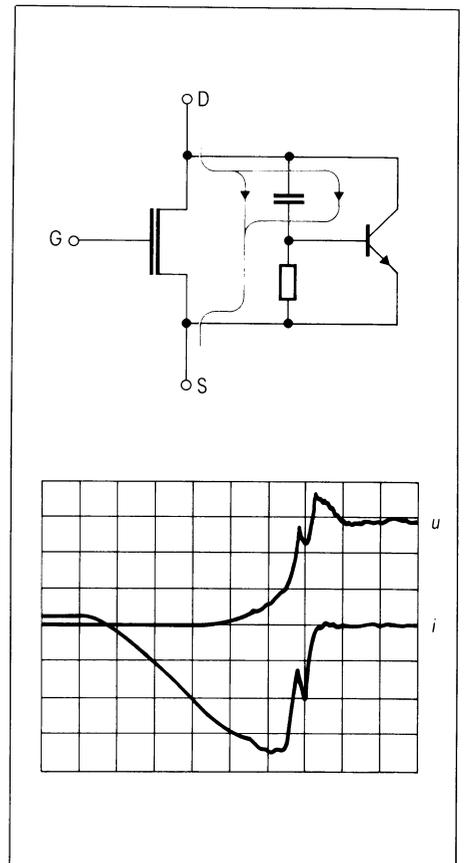


Bild 3 Der du/dt -Effekt des MOSFET, verursacht durch den parasitären npn-Transistor

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.

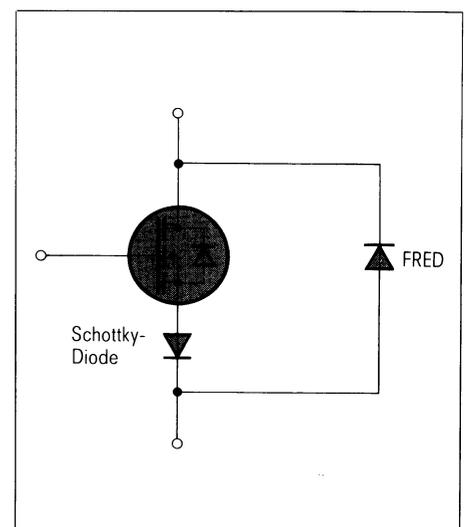


Bild 4 Sperren der Inversdiode des MOSFET

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-

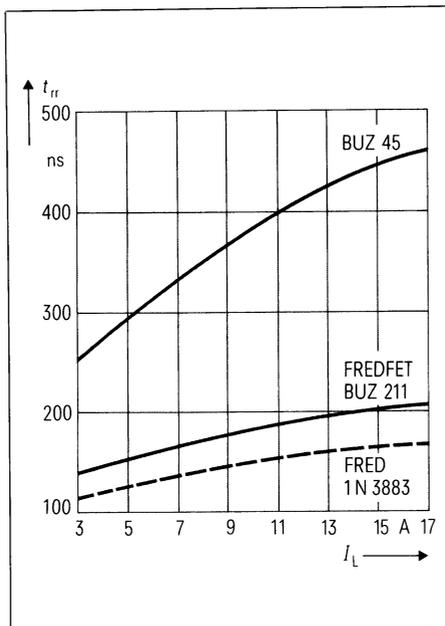


Bild 6 Sperrverzugszeiten t_{rr} in Abhängigkeit vom Laststrommittelwert I_L

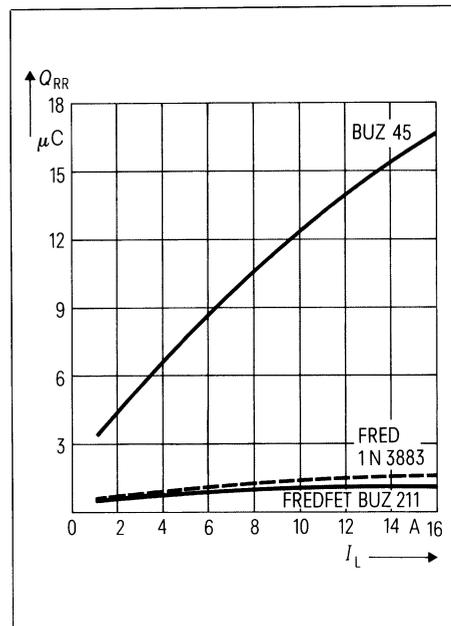


Bild 7 Sperrverzugsladung Q_{rr} in Abhängigkeit vom Laststrommittelwert I_L

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].

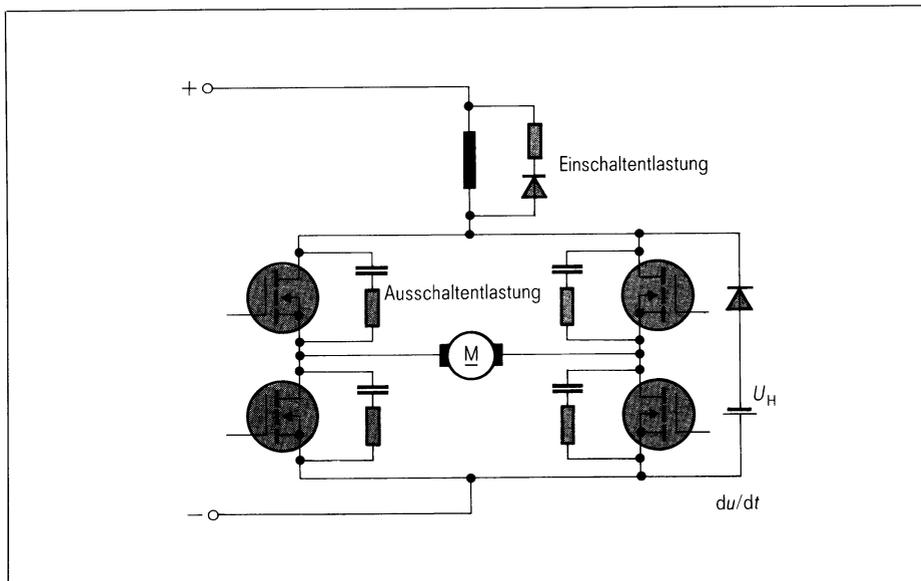


Bild 5 MOSFET-Entlastungsschaltungen in einem Vier-Quadranten-Steller

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-

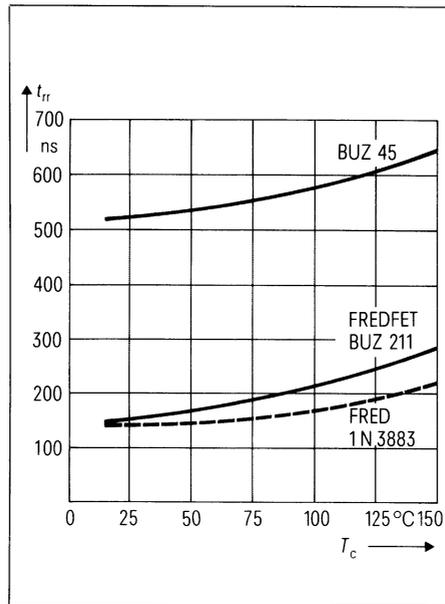


Bild 8 Vergleich der Sperrverzugszeit t_{rr} in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_c bei einem Laststrom von 10 A

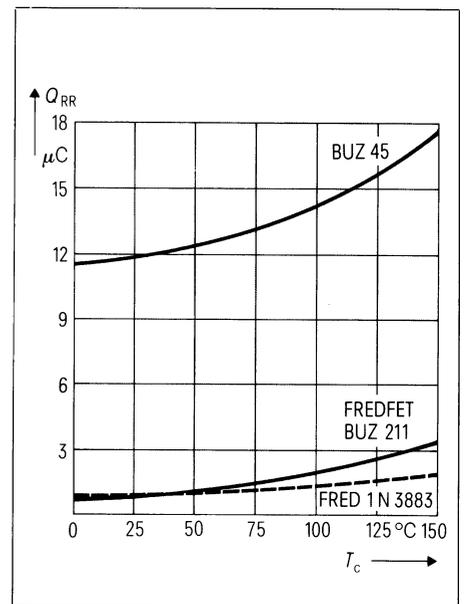


Bild 9 Sperrverzugsladung Q_{rr} in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_c bei einem Laststrom von 10 A

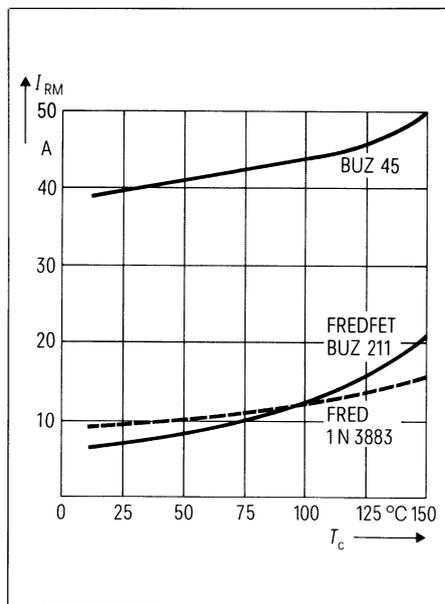


Bild 10 Scheitelwert des Sperrverzugsstromes I_{RM} in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_c bei einem Laststrom von 10 A

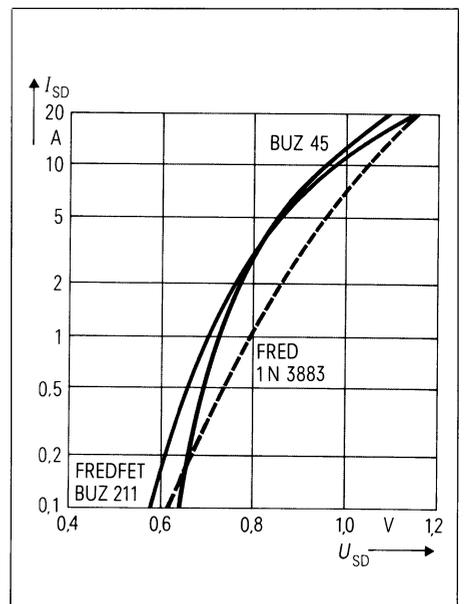


Bild 11 Durchlasskennlinien der Inversdioden bei $T_c = 25^\circ\text{C}$

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°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

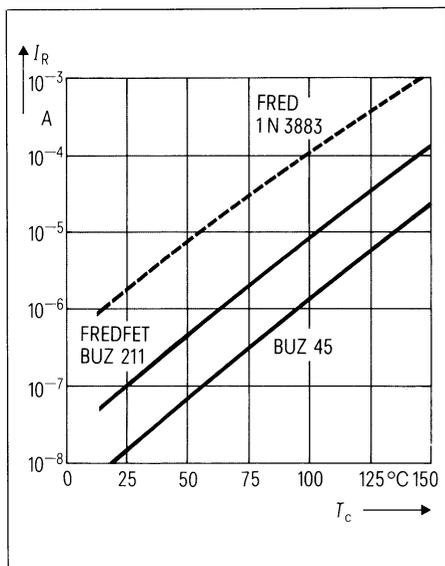


Bild 12 Sperrströme I_R in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_c bei $U_{DS} = 300$ V

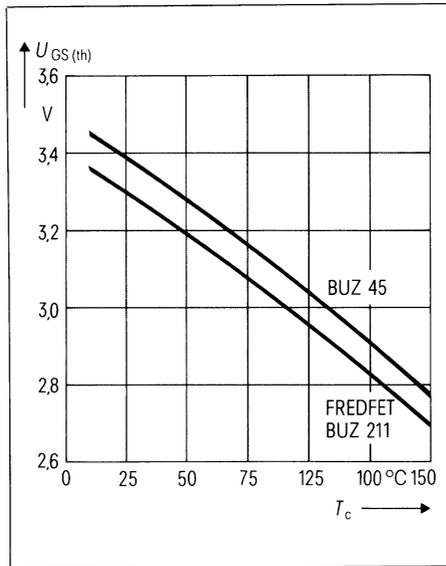


Bild 13 Gate-Source-Schwellenspannung $U_{GS(th)}$ in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_c bei $I_D = 10$ mA und $U_{GS} = U_{DS}$

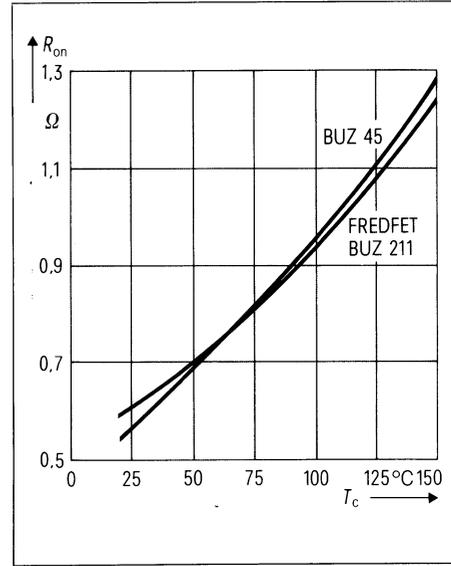


Bild 14 Durchlaßwiderstand R_{on} in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur bei $I_D = 5$ A

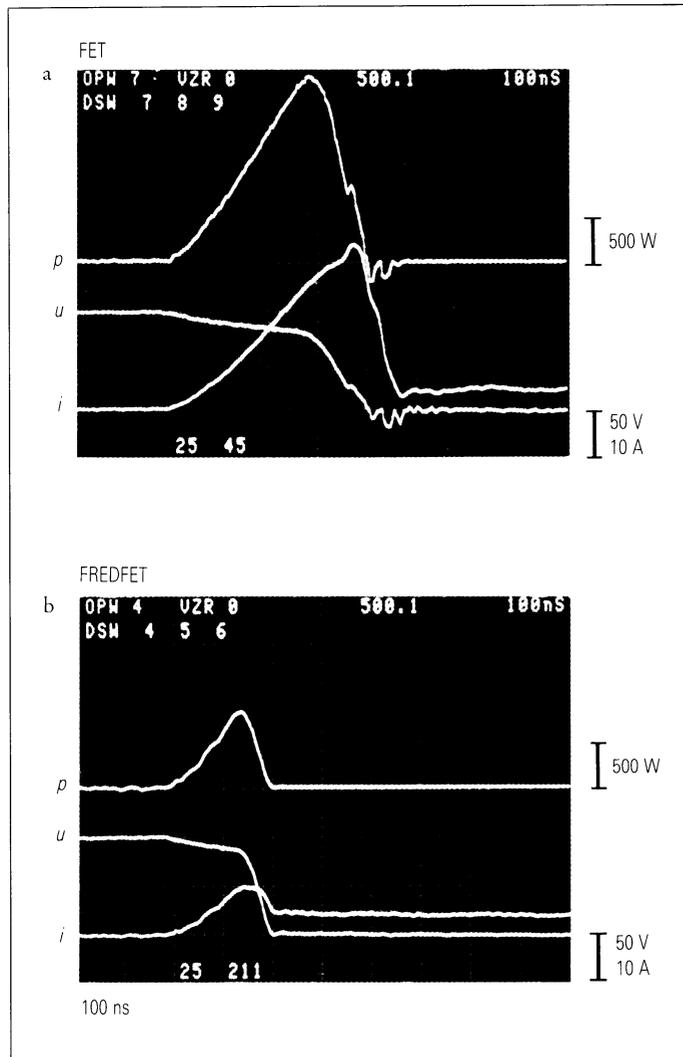


Bild 15 Einschaltverluste bei der Gehäusetemperatur 25 °C
a konventioneller MOSFET BUZ 45
b FREDFET, Schaltung wie im Bild 2

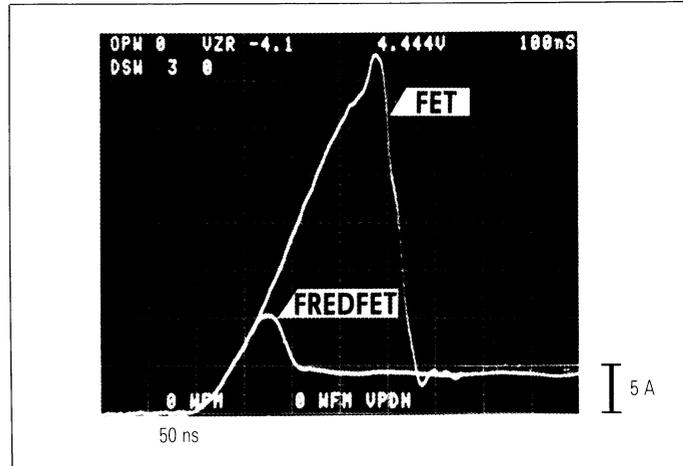


Bild 16 Vergleich der Sperrverzugsströme aus Bild 15, Gehäusetemperatur 25 °C

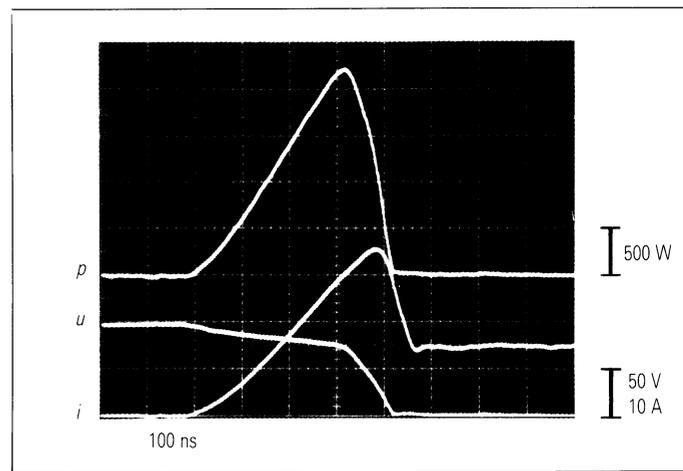


Bild 17 Einschaltverhalten des FREDFET bei Belastung außerhalb des sicheren Arbeitsbereiches:
 $I_L = 15$ A, $T_c = 125$ °C

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 $d = 25$ μ 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

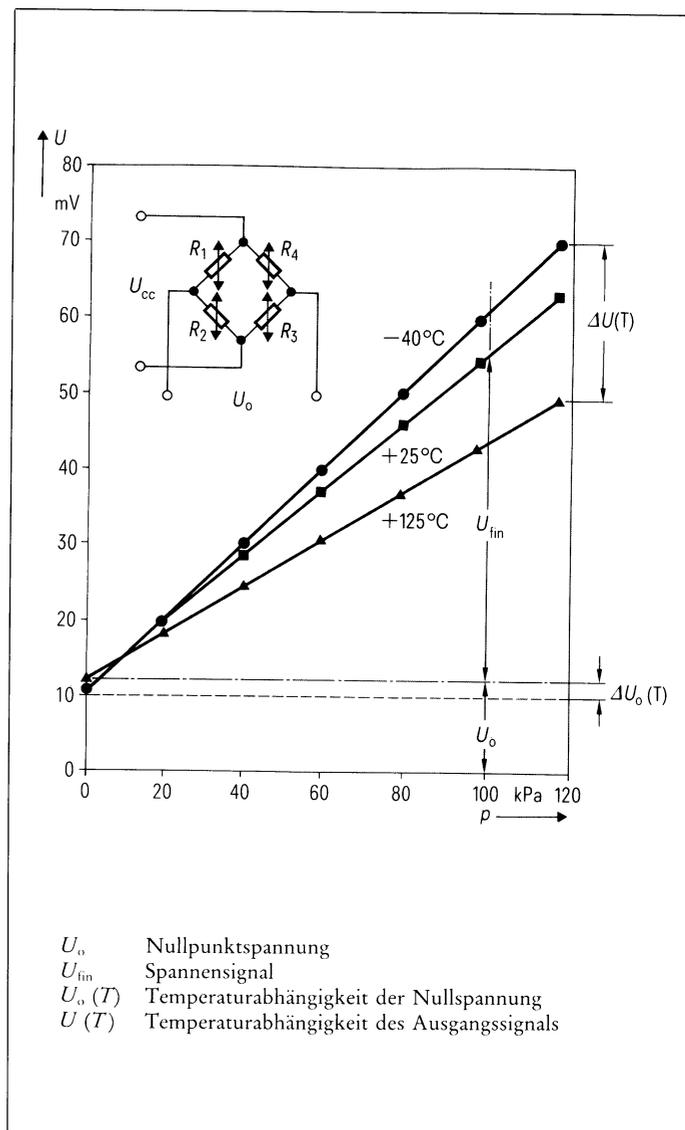
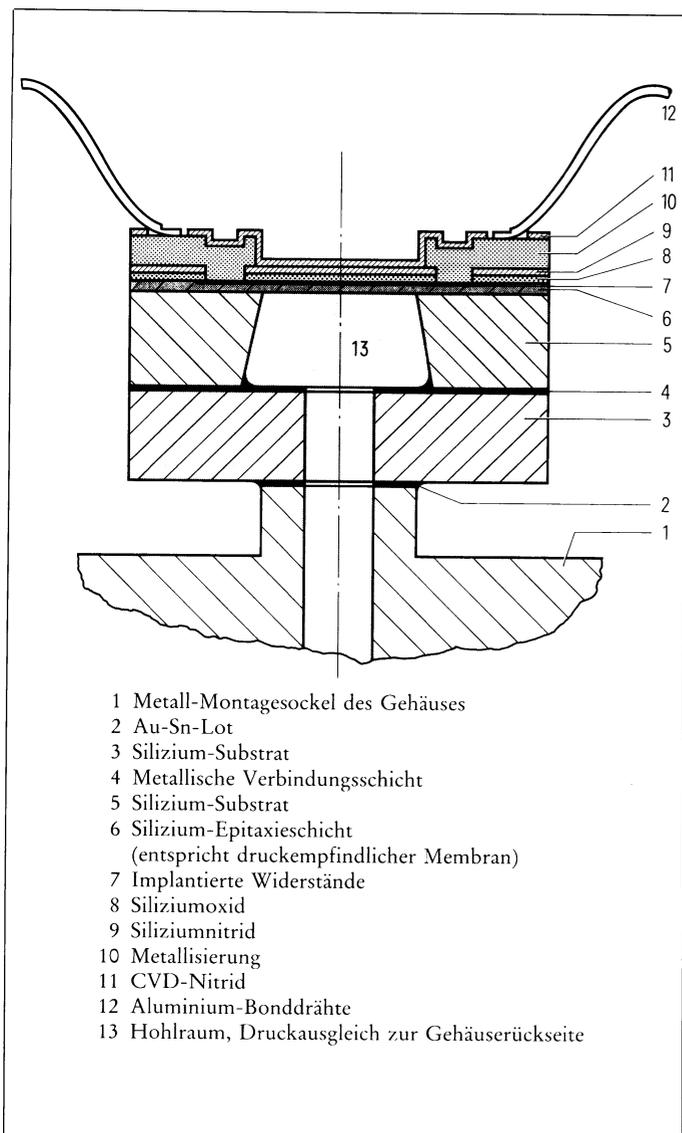


Bild 1 Prinzipieller Aufbau eines piezoresistiven Drucksensors

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 σ entlang der Widerstandsbahn. Es werden sowohl Terme höherer Ordnung der mechanischen Dehnung ε 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 μm 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-

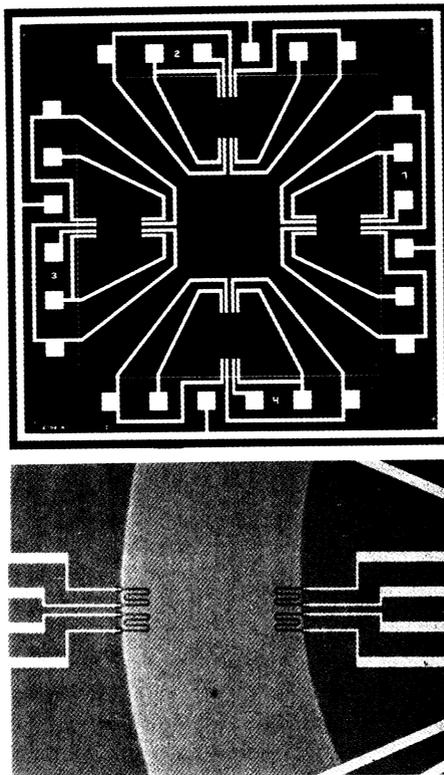


Bild 3 Chip eines 2-kPa-Sensors (KPY31R), Kantenlänge 8 mm.
oben: Vorderseite eines Ringmembranchips mit vier aktiven Widerstandsbrücken
unten: Ausschnitt aus einer Ringmembran (im Durchlicht fotografiert)

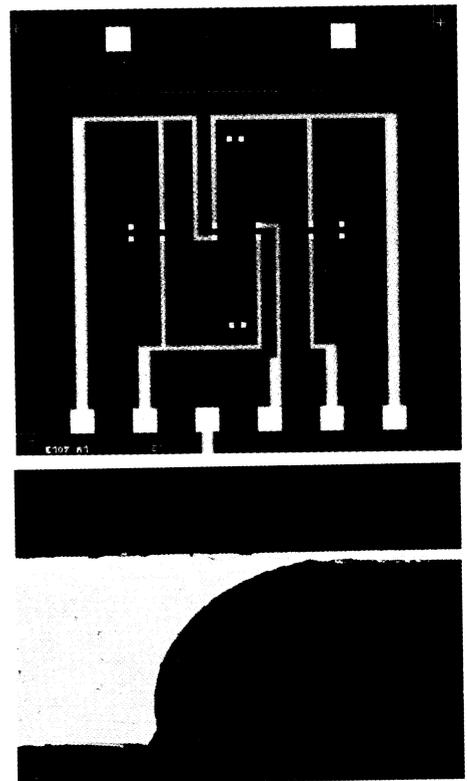


Bild 4 Chip eines 1000-kPa-Sensors Kantenlänge 4 mm.
oben: Vorderseite eines Kreismembranchips, unten: Senkrechtschliff einer isotrop geätzten Membran mit der typischen Form der Membranböschung

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. $U'_p = U_{cc} \cdot e \cdot p + U_o$

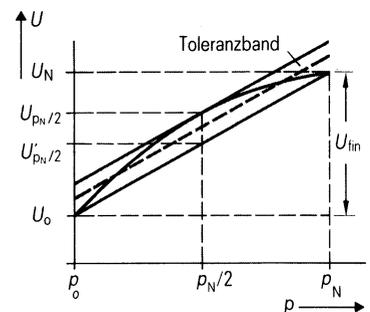


Tabelle 1 Definition der wichtigsten Kenndaten eines Silizium-Drucksensors

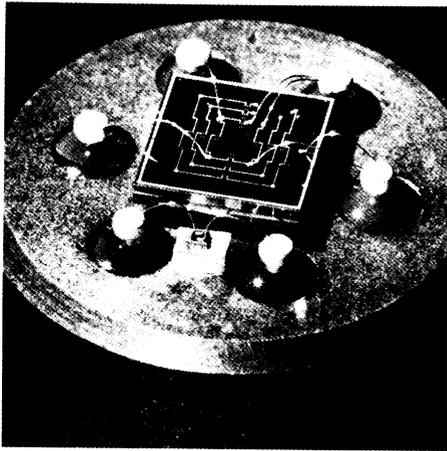


Bild 5 40-MPA-Hochdrucksensorchip (Kantenlänge 5 mm), auf Bodenplatte montiert. Miteingebaut ist ein Temperatursensorchip KTY 10

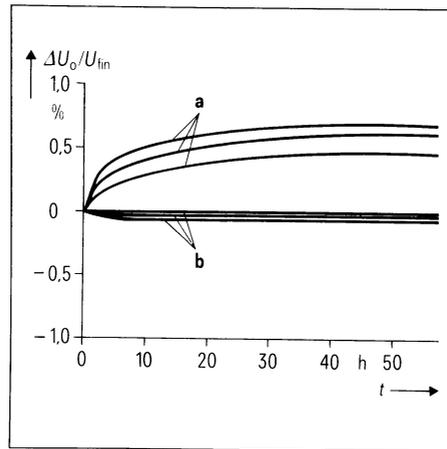


Bild 6 Drift der Nullpunktspannung U_o eines 1000-kPa-Sensors bei 125 °C und einer Sperrspannung von 15 V zwischen implantierten Widerständen und Substrat. a ohne Aluminiumabdeckung, b mit Aluminiumabdeckung

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 Nullpunkt		$< \pm 0,02\% \text{ v. E./K}$
Spanne		-0,15 bis -0,2%/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 Steckverbin-

dern 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 ± 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 Kontaktnanordnungen 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 Kontaktnanordnungen 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

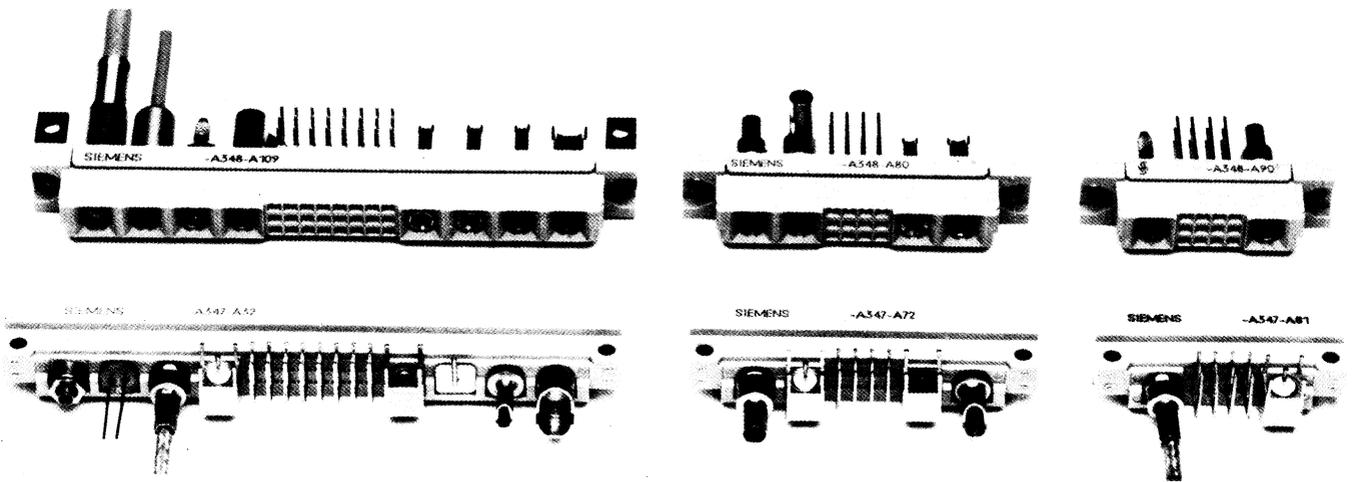


Bild 1 Steckverbinderfamilie für gemischte Kontaktbestückung (von links: 1/1-, 1/2- und 1/3-Leiste)

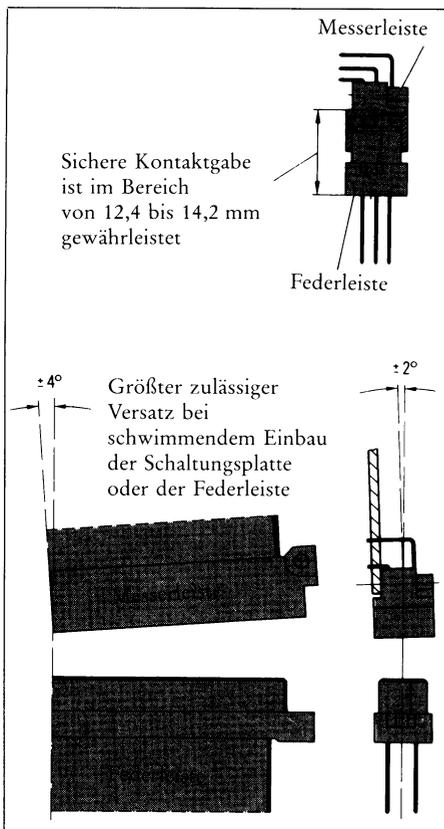


Bild 2 Steckbedingungen nach DIN 41612, Teil 1

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-

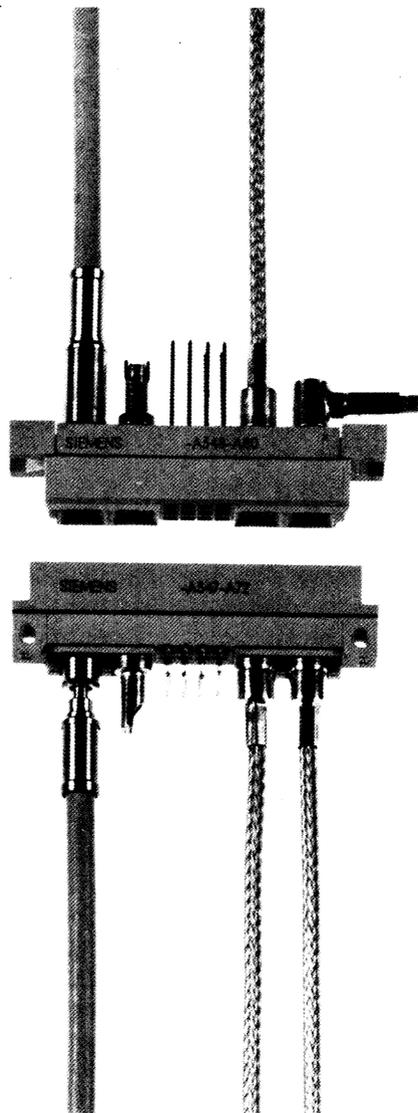


Bild 3 Neben fest eingebauten Signalkontakten (Mitte) können auswechselbare Sonderkontakte angebracht werden, z. B. linke Seite LWL-Steckverbinder und daneben Sonderkontakt für hohe Ströme; rechte Seite zwei verschiedene Koaxial-Steckverbinder

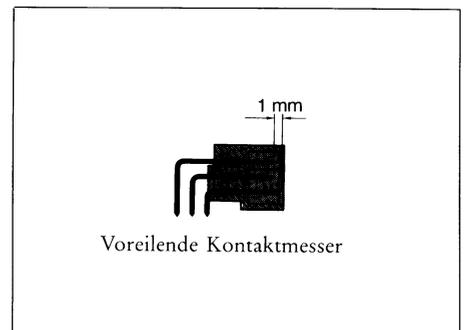


Bild 4 Messerleiste mit voreilenden Kontaktmessern

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.

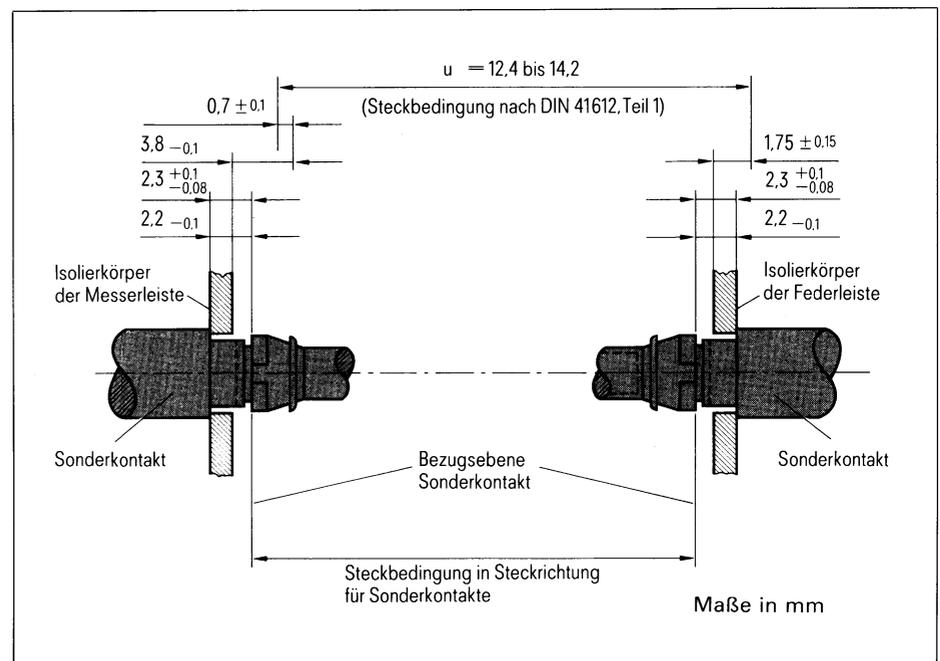


Bild 5 Maßkette zwischen Isolierkörper und Sonderkontakt

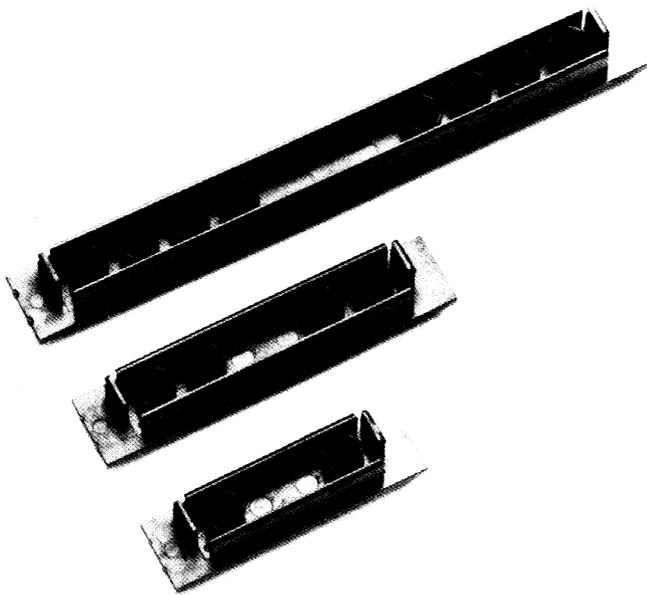


Bild 6 Einstelllehren für Messerleiste, die auch als Schutzkappen dienen

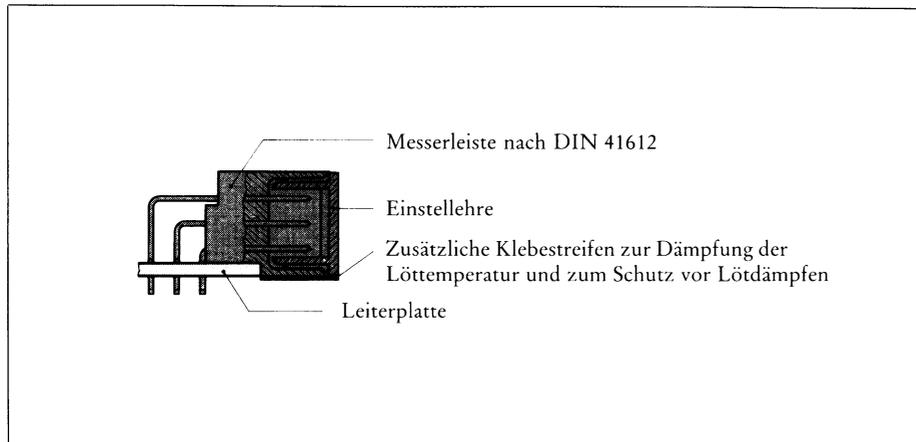


Bild 7 Schnittdarstellung einer Messerleiste mit aufgesteckter Einstellehre

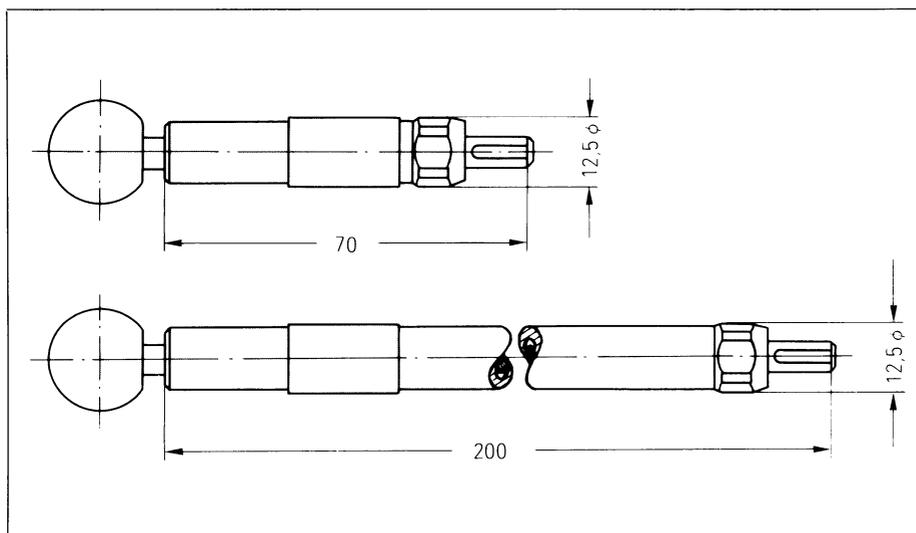


Bild 8 Ausdrückwerkzeug zum Lösen der Sonderkontakte

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 *R**L**C*-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:

$$I_{Dpuls} = \sqrt{\frac{T_{Jmax} - T_c}{2 [R_{DS(on)} \text{ (bei } 25^\circ\text{C)}] \cdot R_{thJC(trans)}}$$

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 µs und maximaler Spannung nur 9 A für

Brad Hall, Siemens Components Inc.
Colorado, Components Division,
Broomfield, Colorado, USA

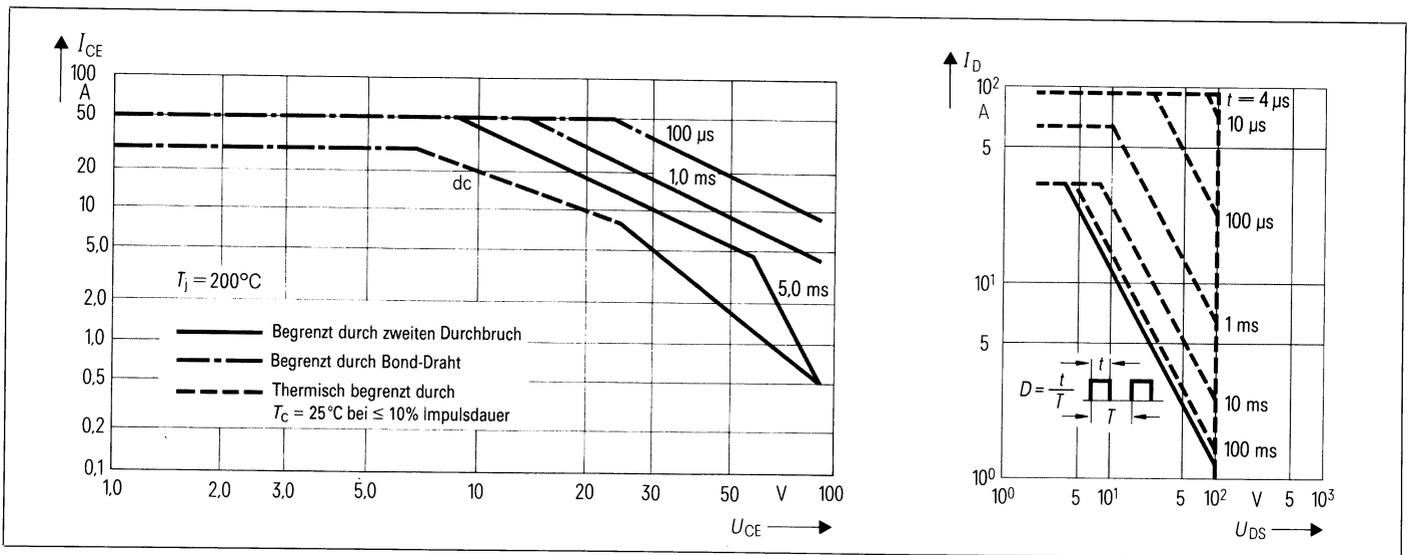


Bild 1 Kurven des sicheren Arbeitsbereichs (SOA) links: bipolarer Transistor (30 A, 100 V, 200 W), rechts: SIPMOS-Transistor BUZ 24 (32 A, 100 V, 125 W). Der MOSFET weist einen I_{Dpuls} von 23 A bei 100 V und einer Impulsbreite von 100 μ s auf, während der bipolare Transistor ebenfalls bei 100 V und einer Impulsbreite von 100 μ 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 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

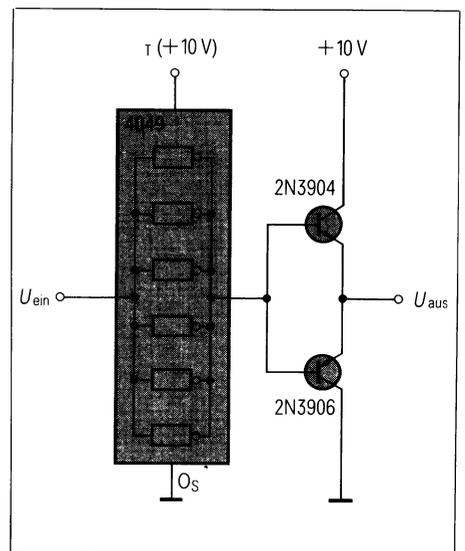


Bild 2 Niederohmige Steuerschaltung zur Verkürzung der Ein- und Ausschaltzeiten

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

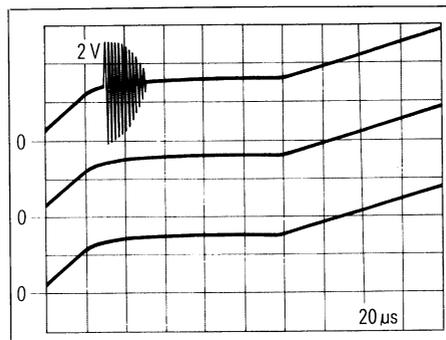


Bild 3 Verlauf der Gate-Source-Spannung beim Einschalten des MOSFET. Oben: Parasitäre Schwingungen beim Erreichen der Einsatzspannung am Gate eines parallelgeschalteten MOSFET. Mitte: 10-Ω-Widerstände mit den Gates in Serie geschaltet. Unten: Ferritperlen in den Gateleitungen. In der Mitte und unten 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

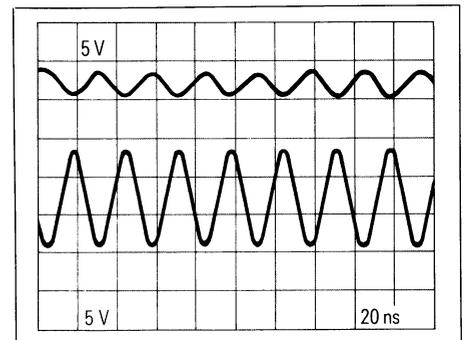


Bild 4 Das Oszillogramm zeigt die Wirkung der Gate-Schwingungen (Bild 3 oben) auf die Drain-Source-Spannung zweier parallelgeschalteter MOSFET. Die Schwingungen sind um etwa 180° phasenverschoben

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

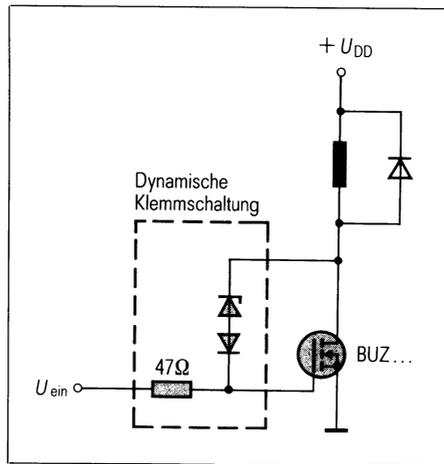


Bild 5 Prinzip der dynamischen Klemmschaltung: Z-Diode und herkömmliche Diode gegensinnig gepolt. Der Gate-Serienwiderstand entkoppelt die Klemmschaltung gegenüber der Ansteuerschaltung

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 kupferkaschierten 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 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.

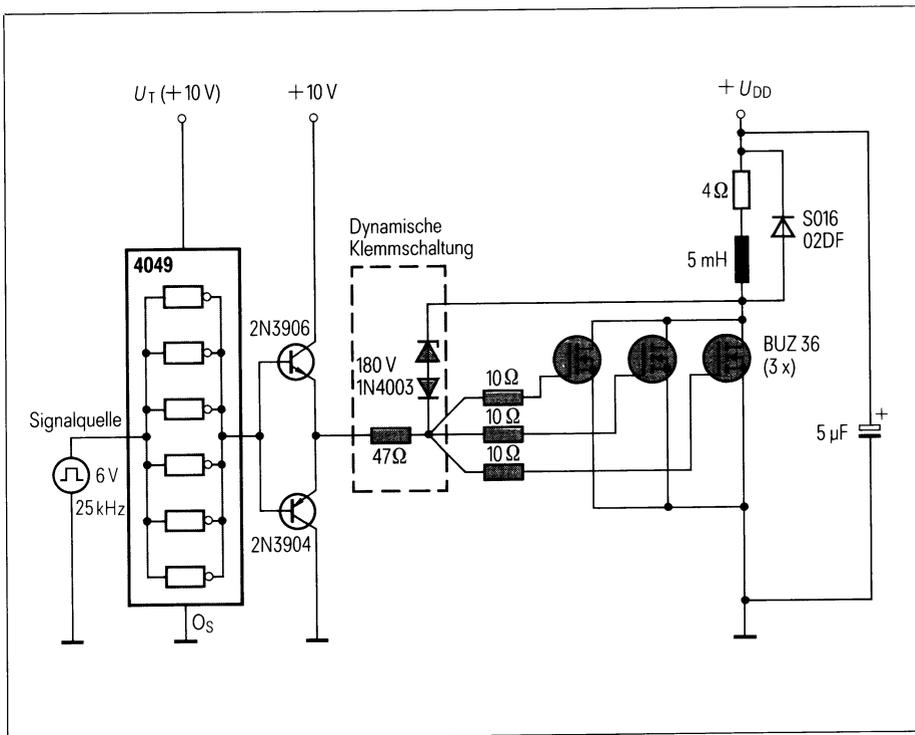


Bild 6 Parallelschaltung von MOSFET mit Last- und Steuerkreisen sowie dynamischer Klemmschaltung

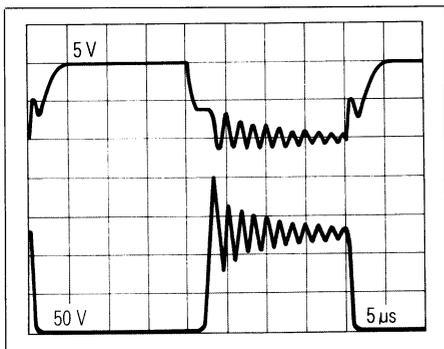


Bild 7 Oszillogramm der Gate-Spannung (oben) sowie der Drain-Source-Spannung (unten) ohne die dynamische Klemmschaltung. Bei $U_{DD} = 125\text{ V}$ erreicht der Spannungssprung 200 V

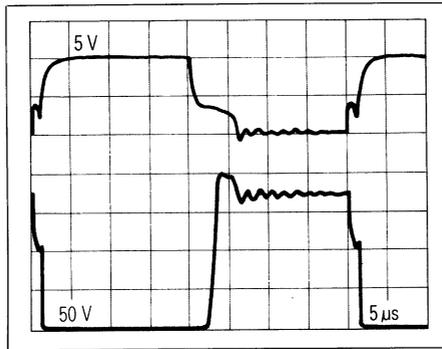


Bild 8 Nach Reduzierung der Source-Induktivität gegenüber Bild 7 läßt sich eine Spannung U_{DD} von nunmehr 175 V (vorher 125 V) anlegen, bevor der Spannungssprung 200 V erreicht

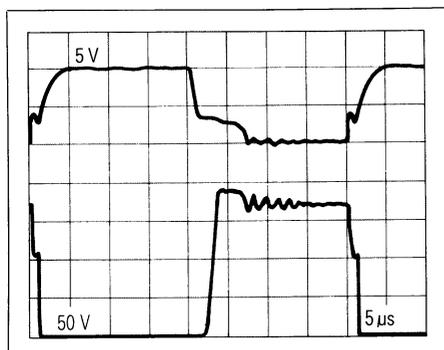


Bild 9 Durch Einsatz der dynamischen Klemmschaltung wird der 200-V-Spannungssprung nach Bild 8 auf $<190\text{ V}$ geklemmt

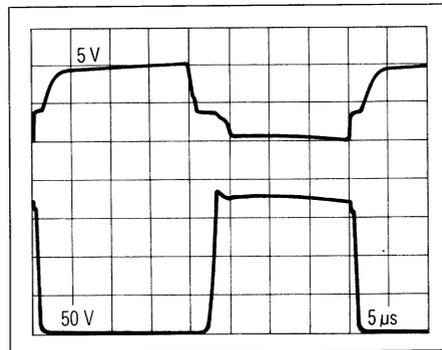


Bild 10 Reduzierung der Spannungsspitzen durch einen ungeladenen Kondensator ($5\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$)

In diesem Beispiel kommt eine 180-V-Z-Diode zum Einsatz. Die Durchbruchspannung dieser Diode wurde mit 186 V bei einem Spitzenstrom von 50 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-V-Z-Diode zum Schutz der 200-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 Netz nulldurchgang (**BRT 22**).

Die hohe zulässige Spannungssteilheit von 10 kV je μs 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).

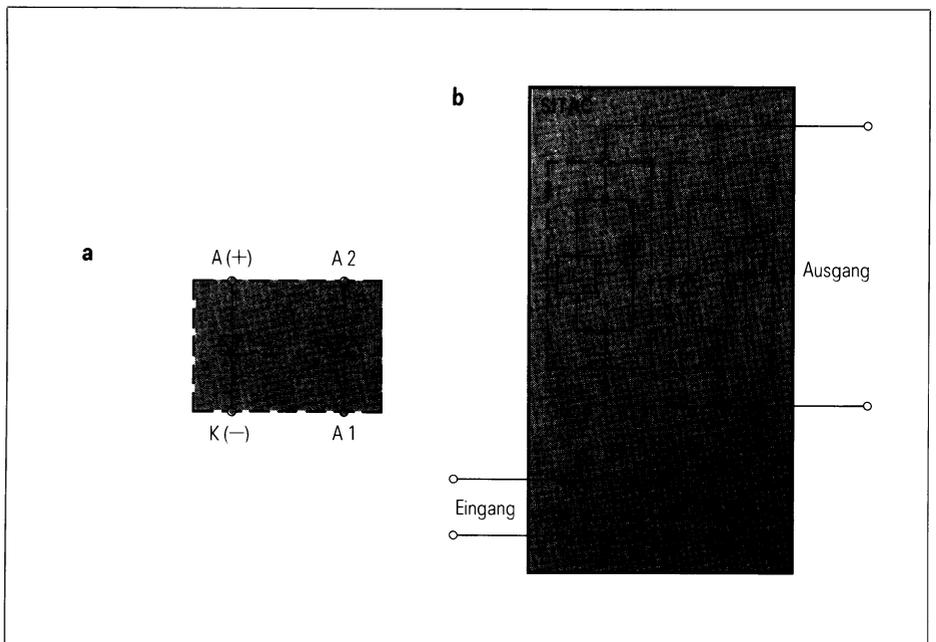


Bild 1 Innerer Aufbau des SITAC

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

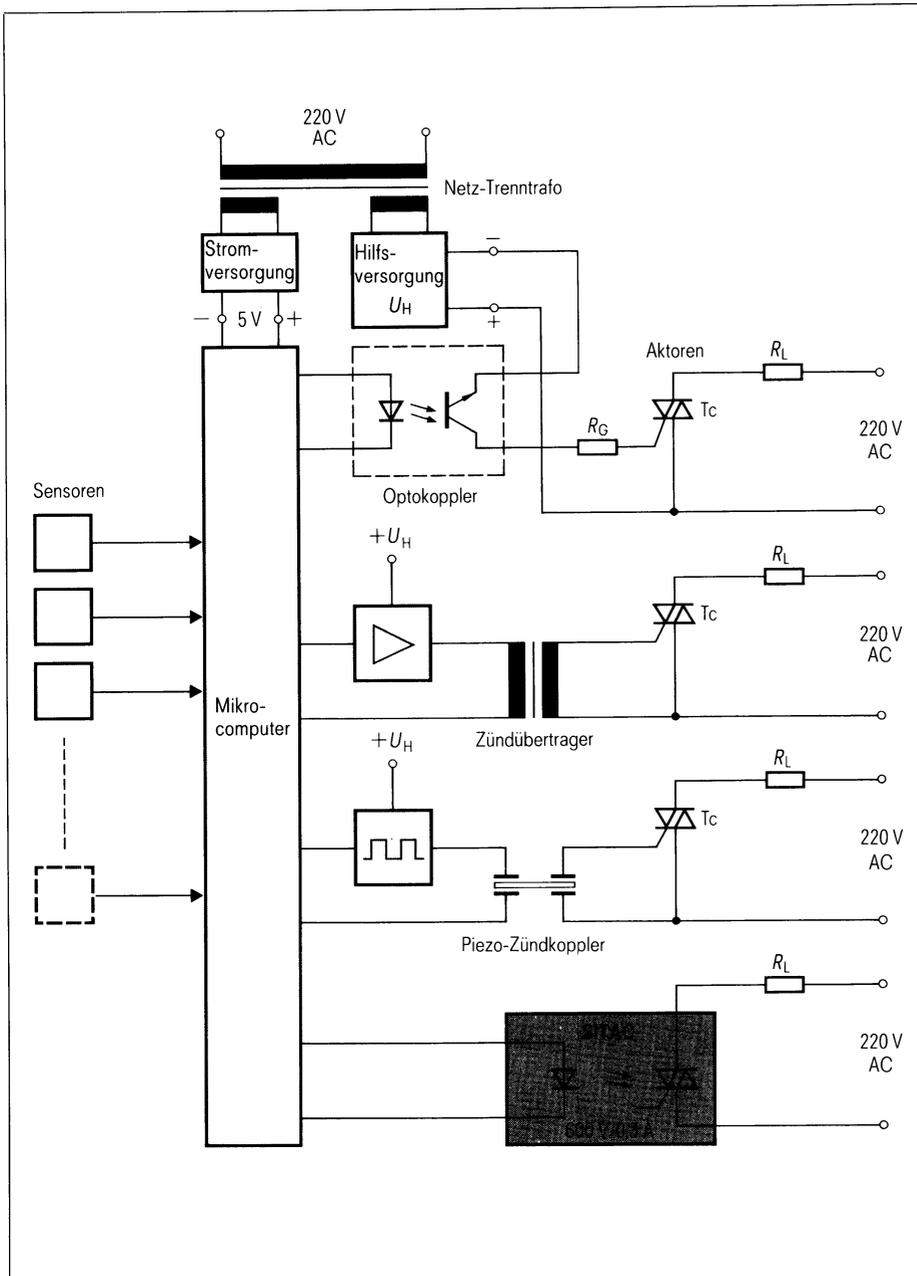


Bild 2 Verschiedene Interfaceschaltungen zwischen Mikro- und Leistungselektronik. Gegenüber den bekannten Ansteuermethoden mit galvanischer Trennung ist der Bauelementeaufwand bei Einsatz des SITAC (untere Schaltung) deutlich am geringsten.

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.

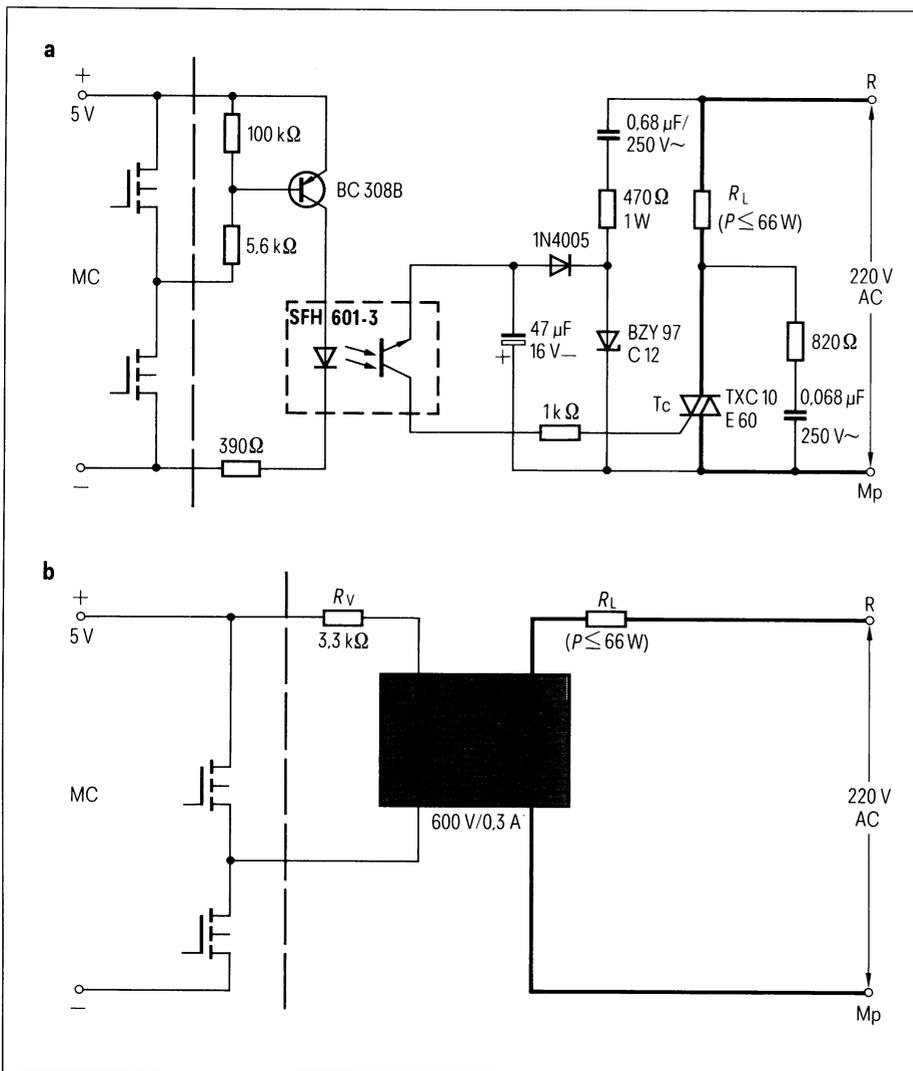
SITAC als Treibermodul für leistungsstarke Thyristoren

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 μs . Dann erhält der Leistungsthyristor während 40 μs einen Gatestrom von 120 mA, der wiederum (nach insgesamt 120 μs) 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/ μ s
Stromsteilheit	di/dt_{cr}	10 A/ μ s
Max. Verlust- leistung	P_{tot}	500 mW

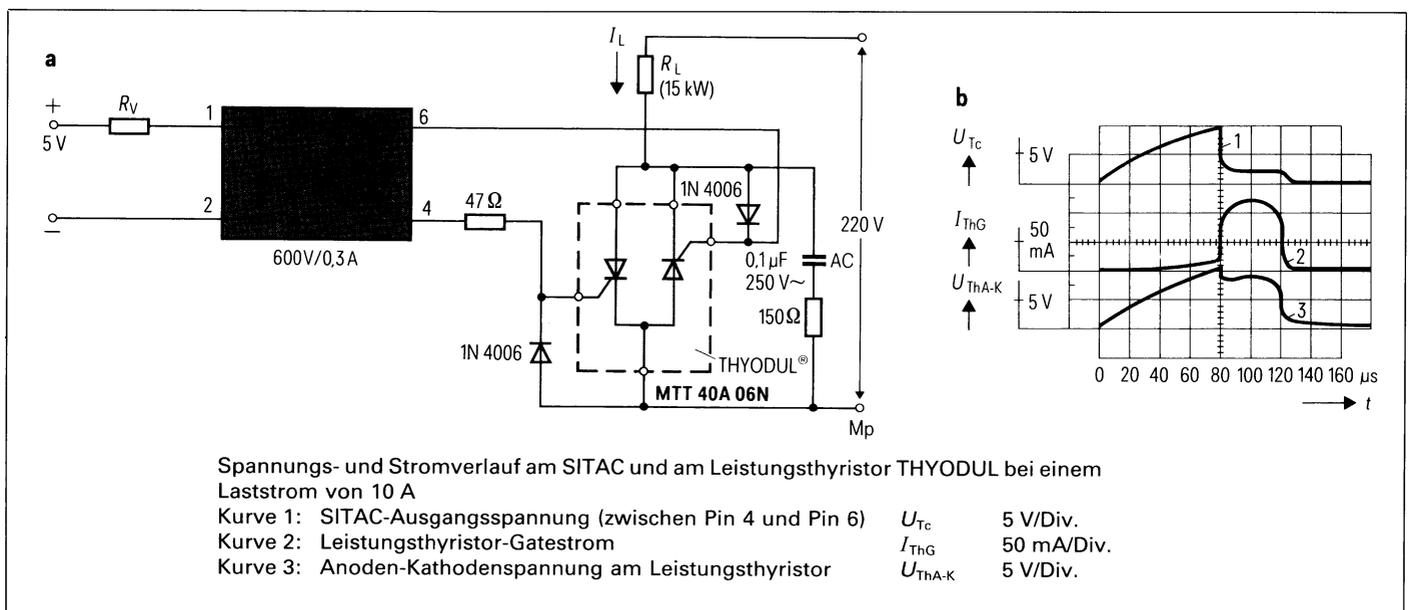
Zündkreis

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-

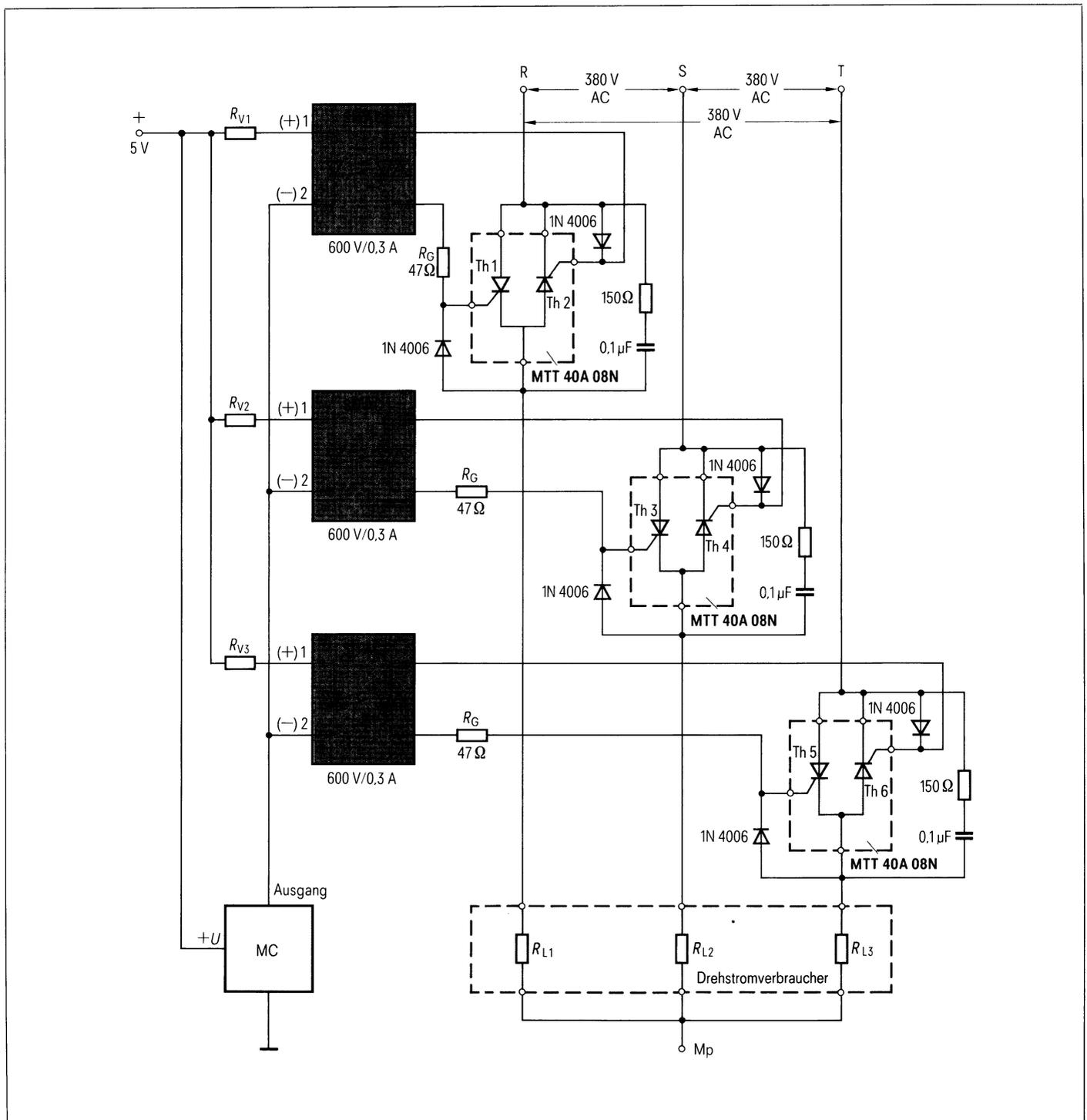


Bild 5 Schaltung eines sechspulsigen Drehstromschalters mit SITAC-Treibern

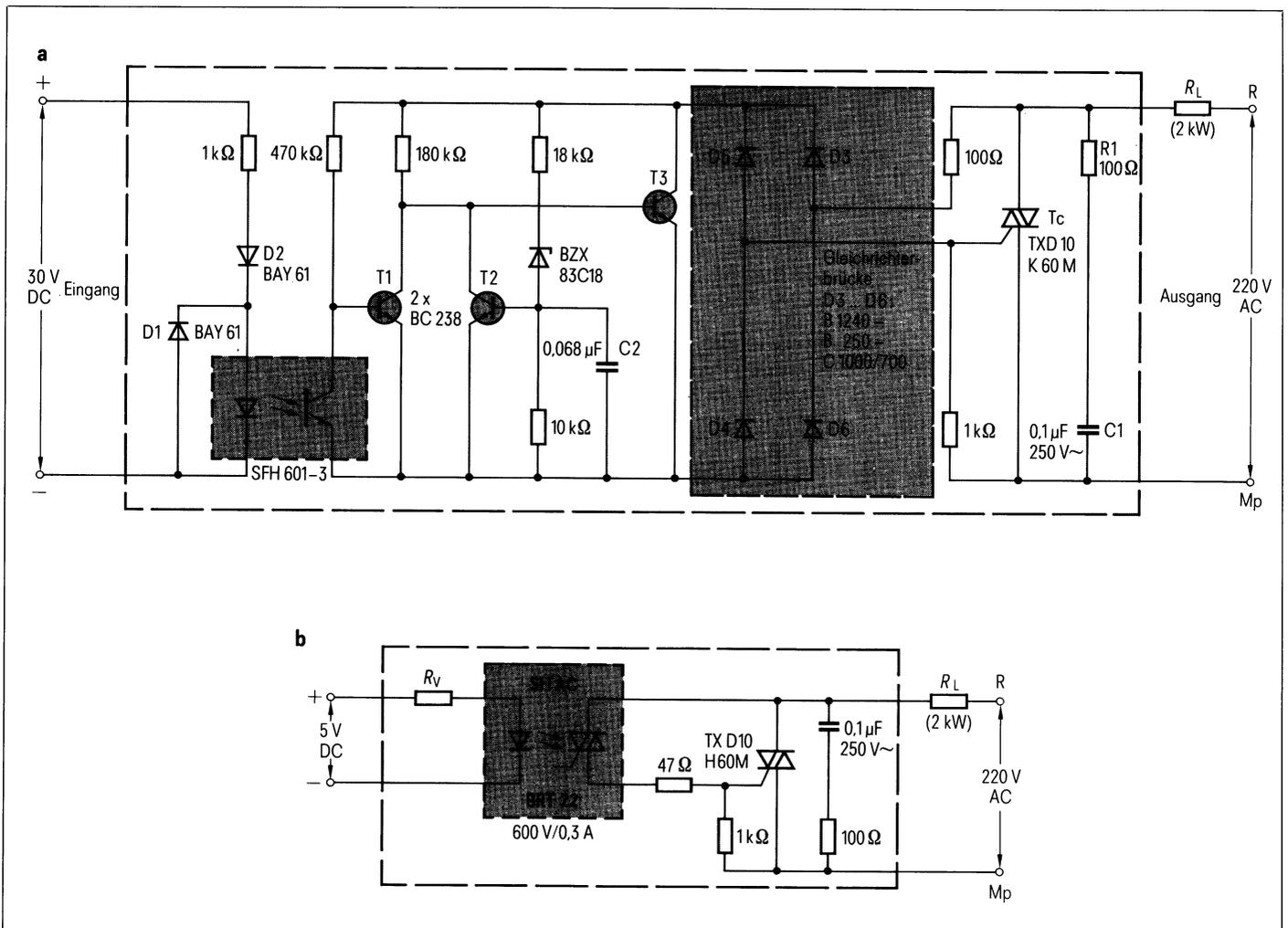


Bild 6 Herkömmlicher Aufbau eines Solid State Relais (SSR) mit diskreten Einzelbauelementen (a) und vereinfachter Aufbau eines SSR mit SITAC (b)

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

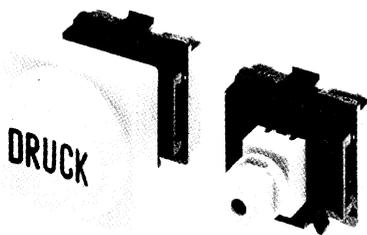
Die Produktgruppe STB 11, Schreibtasten für Tastaturen, wurde um eine weitere Variante erweitert.

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 Umwelanforderungen 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*)	
Umgebungsbedingungen 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)	
Mechanik Schwingungen: 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
Schocks: Dauer ms	11		11		-		6	
Max. Beschleunigung g	30		50		-		40	

*) D-Typen, getestet nach IEC 68

Typ	Bestell-Nr.	
SMP-E2-D2	C8451-A10-A11	Zentraleinheit (SAB 8085, 2 MHz), serielle Ein-/Ausgabe und DMA-Steuerung
SMP-E128-D1	C8451-A11-A24	Speicher mit acht Fassungen für EPROM/EEPROM/RAM-Bausteine (mit 8 Kbyte EEPROM bestückt)
SMP-E133-D	C8451-A11-A22	Speicher mit 8 Kbyte batteriegepuffertem CMOS-RAM
SMP-E201-D1	C8451-A12-A15	Parallele Ein-/Ausgabe mit 48 gepufferten TTL-Anschlüssen und DMA-Interface
SMP-E207-D1	C8451-A12-A63	Parallele Ausgabe mit 24 Relais
SMP-E211-D1	C8451-A12-A61	Parallele Ausgabe mit 20 Optokopplern
SMP-E212-D1	C8451-A12-A62	Parallele Eingabe mit 20 Optokopplern
SMP-E302-D11	C8451-A13-A39	Interrupt-Steuerung und Zähler/Zeitgeber
SMP-S401-D1	C8451-A9-A1	Bus-Baugruppe (6lagig) für 21 Standard-Baugruppen
Lieferhinweis: 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

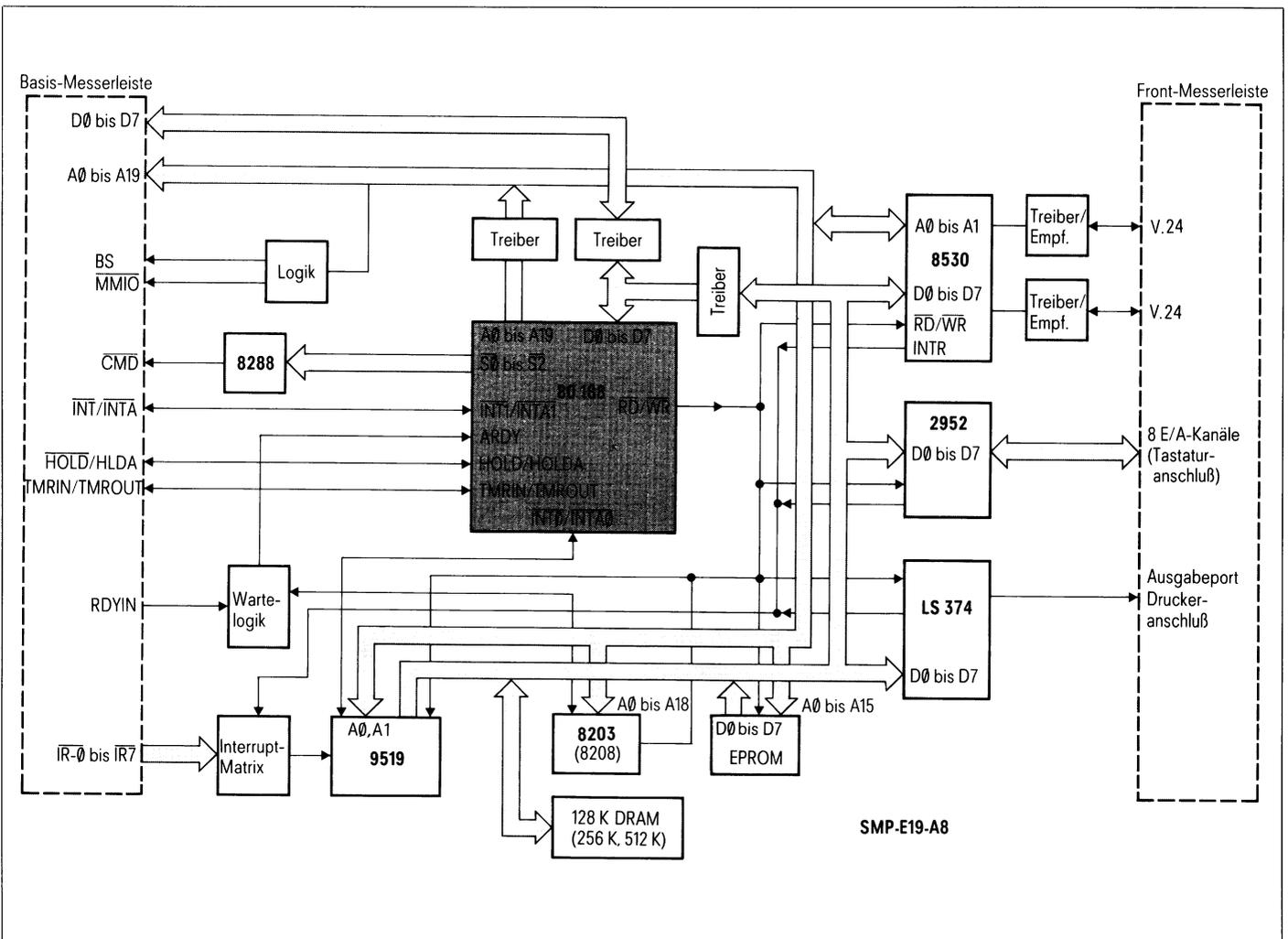
- SAB 80188-Zentraleinheit (8 MHz),
- Erweiterungsmodul mit dynamischem RAM 128 Kbyte (16 × 64 Kbit; Standard) oder 512 Kbyte (16 × 256 Kbit; in Vorbereitung),
- Fassung für EPROM mit 8-, 16-, 32- oder 64-Kbyte-Bausteinen (SAB 2764, 27128, 27256, 27512),
- zwei serielle Schnittstellen (V.24/V.28) des 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 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-

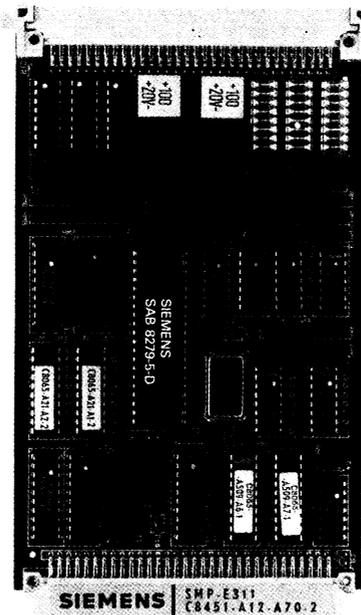


Bild 1 Bedienfeldanschaltbaugruppe SMP-E311

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.

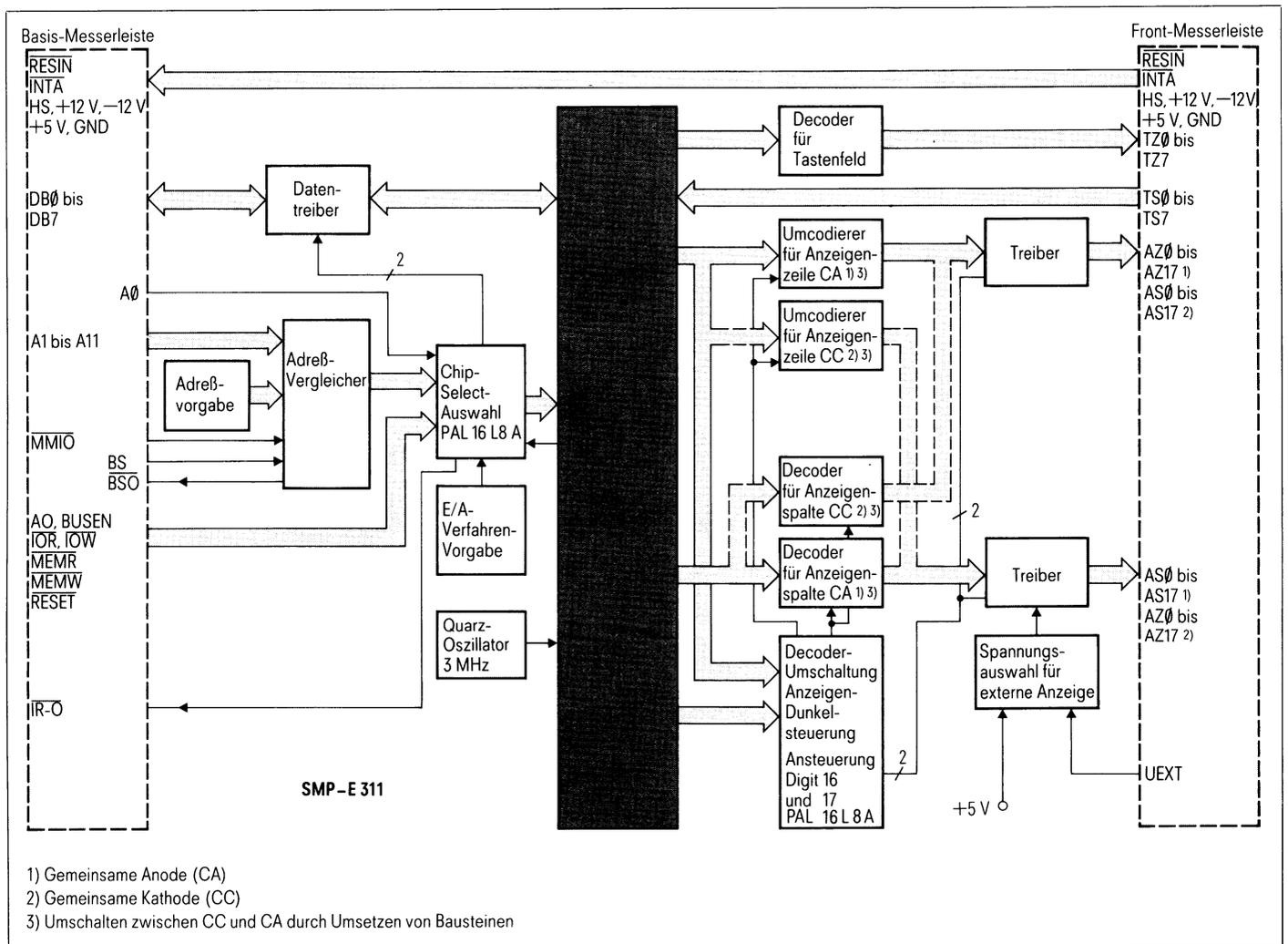


Bild 2 Blocksaltbild der Bedienfeldanschaltbaugruppe SMP-E311

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.

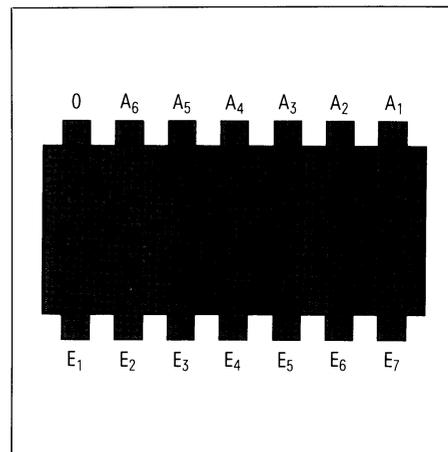


Bild 2 Anschlußbelegung der Diodenmatrix S 2353

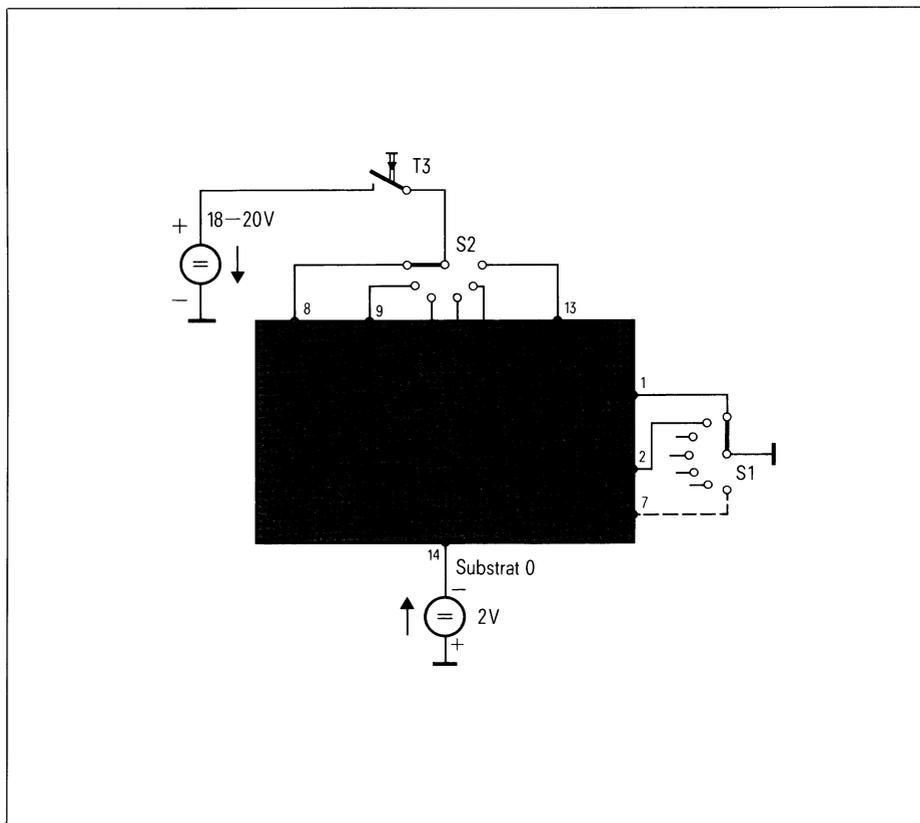


Bild 1 Programmierschaltung mit der bipolaren Schaltung S 2353

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 ¹⁾	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 ²⁾	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

¹⁾ $U_0 \leq U_E, U_A$; Beispiel: wenn U_E, U_A positiv sind, ist 0 (Anschluß 14) auf Masse zu legen
²⁾ Sperrstrom einer Substratdiode

- Anschluß 14 (Substrat) über eine 2-V-Spannungsquelle mit Masse verbinden.
- Mit Schalter S1 gewünschten Eingang (E₁ bis E₇) auf Masse legen.
- Mit Schalter S2 gewünschten Ausgang (A₁ bis A₆) 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

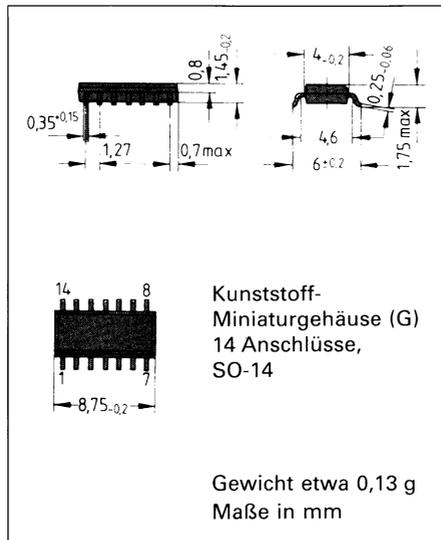


Bild 3 Maßbild des S 2353

Typ Bestell-Nr.	Gehäuse
S 2353 Q67000-R198	SO-14
Lieferhinweis: Kurzfristig lieferbar	

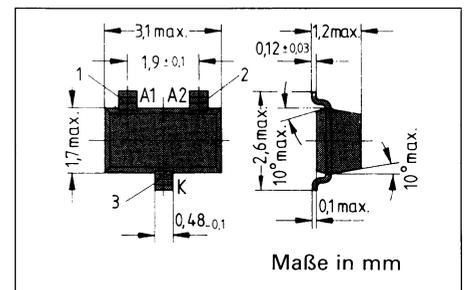
Für FM-Tuner: BB 804 – eine Silizium-Zweifach-FM-Abstimm-diode für Oberflächenmontage

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 ($U_R = 2 \text{ V}$)	C_D	42 bis 47,5 pF
$f = 1 \text{ MHz}$		
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
Lieferhinweis: 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.

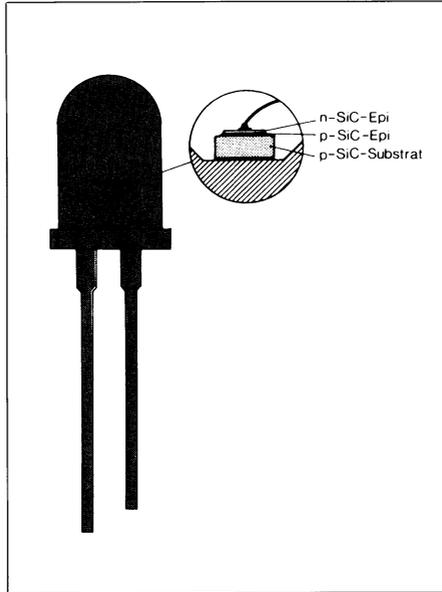


Bild 1 Schematischer Aufbau einer SiC-LED mit einem Durchmesser von 5 mm. Ausschnitt: SiC-Chip mit Epitaxieschichten (Epi)

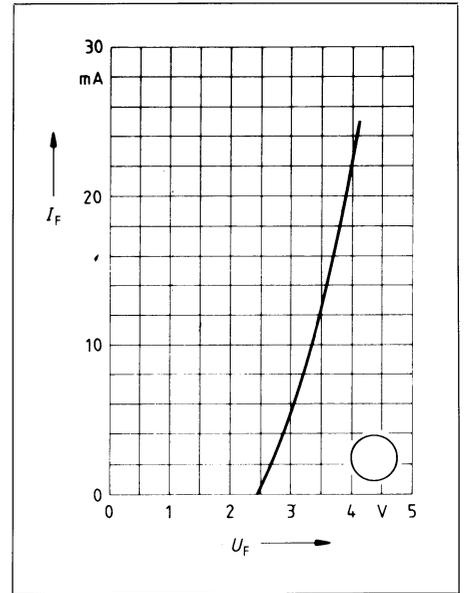


Bild 2 Durchlaßstrom $I_F = f(U_F)$

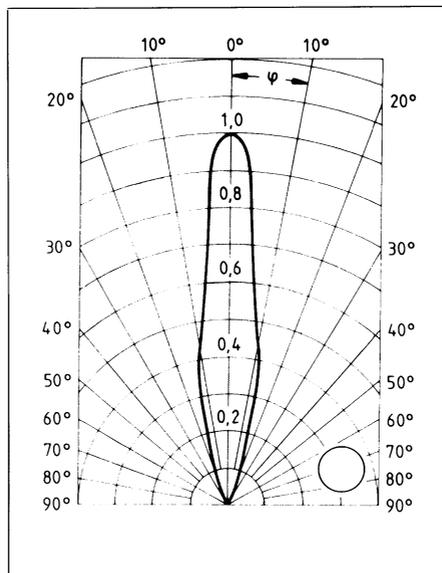


Bild 3 Abstrahlungscharakteristik $I_{rel.} = f(\varphi)$

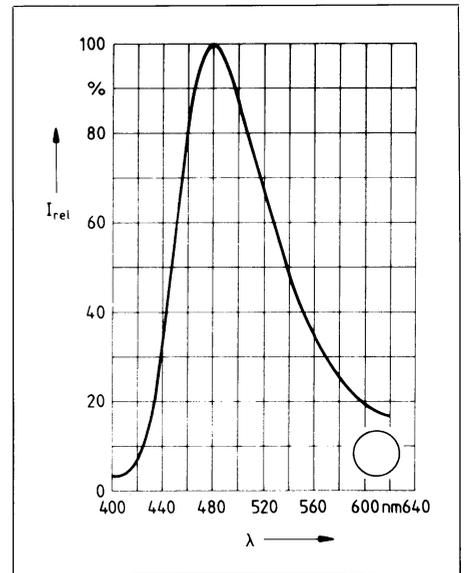


Bild 4 Relative spektrale Emission $I_{rel.} = f(\lambda)$

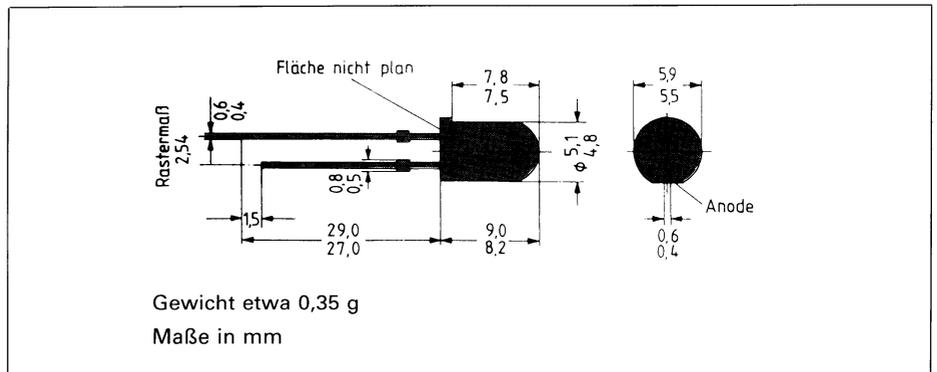


Bild 5 Maßbild der SiC-Diode LB 5410

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_{tot}	150 mW
Wärmewiderstand (Sperrschicht/ Luft)	R_{thJU}	500 K/W
Sperrschicht- temperatur	T_c	100 °C
Kenndaten ($T_U = +25 \text{ °C}$)		
Wellenlänge des emittierten Lichtes	λ_{peak}	480 nm
Öffnungspegel (Vollwinkel; 50% von I_V)	φ	16 Grad
Durchlaßspannung ($I_F = 20 \text{ mA}$)	U_F	4 (≤ 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 auszupräparieren, 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 λ_{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

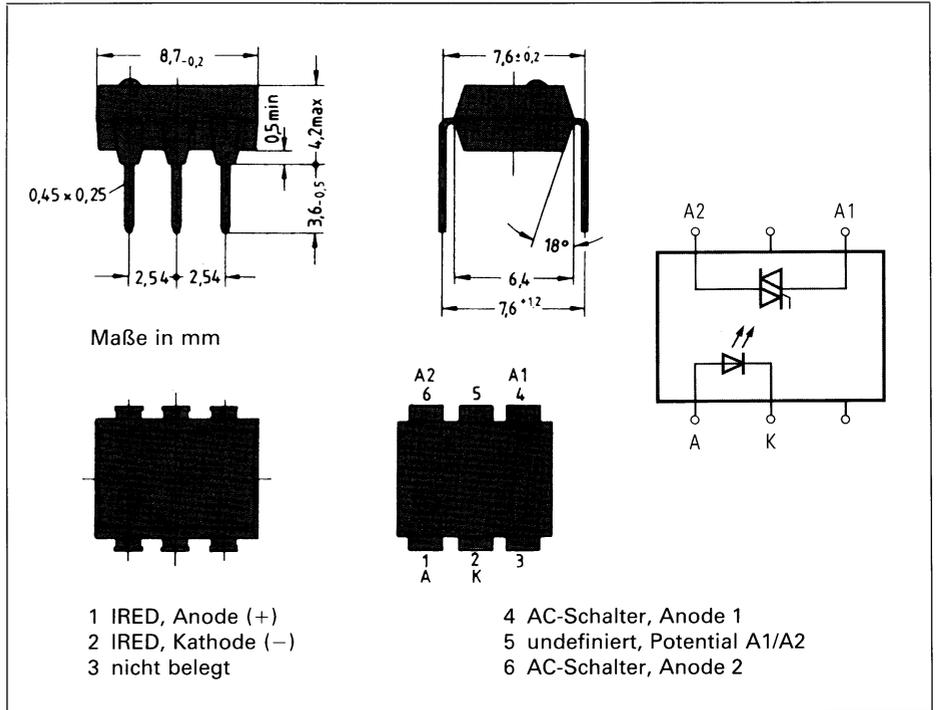
Absolute Grenzdaten ($T_j = +25\text{ }^\circ\text{C}$)		
Zündkreis (IRED)		
Sperrspannung (IRED)	U_R	6 V
Durchlaßstrom	I_F	20 mA
Stoßstromgrenzwert ($t \leq 10\text{ }\mu\text{s}$)	I_{FSM}	1,5 A
AC-Schalter		
Verlustleistung	P_{tot}	500 mW
Spitzensperrspannung	U_{DRM}/U_{RRM}	400 V (BRT 11) 600 V (BRT 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 ($T_j = +25\text{ }^\circ\text{C}$)		
Zündkreis		
Zündstrom, max. Typ H		2 mA
Typ M		5 mA
Durchlaßspannung, max. ($I_F = 10\text{ mA}$)		1,5 V
AC-Schalter		
Spannungsteilheit, min.	du/dt_{cr}	$T_j = +25\text{ }^\circ\text{C}$ 10000 V/ μs $T_j = +80\text{ }^\circ\text{C}$ 2000 V/ μs
Stromsteilheit, min.	di/dt_{cr}	10 A/ μs
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/ μs bzw. 10 A/ μs ($T_j = +25\text{ }^\circ\text{C}$). 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

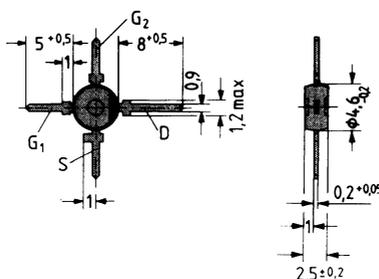
In der VHF-Vorstufe von Fernsehfernern werden häufig parasitäre Schwingungen festgestellt, die im Frequenzbereich deutlich über der Empfangsfrequenz liegen. Diese unerwünschten Schwingungen entstehen durch aufbaubedingte, parasitäre Schwingkreise, die in der Umgebung des Vorstufentransistors zu finden 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-

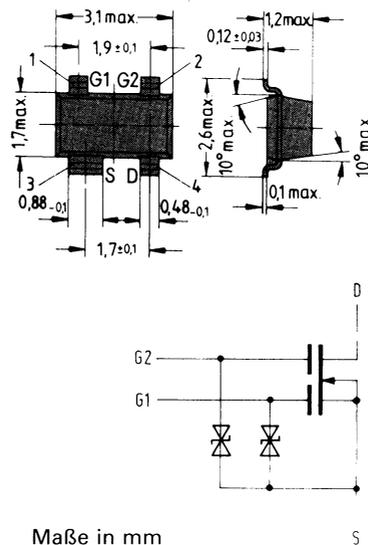
Technische Kurzdaten der BF 965/BF 997

Drain-Source-Spannung	$U_{DS} \leq 20 \text{ V}$
Drainstrom	$I_D \leq 30 \text{ mA}$
Verlustleistung	$P_{tot} \leq 200 \text{ mW}$
$(T_U = +60 \text{ }^\circ\text{C})$	
Vorwärts-Steilheit	$g_{fs} \quad 18 \text{ mS}$
$(U_{DS} = 15 \text{ V}; I_D = 10 \text{ mA}; U_{G2S} = 4 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz})$	
Leistungsverstärkung	$V_{PS} \quad 25 \text{ dB}$
$(U_{DS} = 15 \text{ V}; I_D = 10 \text{ mA}; f = 200 \text{ MHz}; G_G = 2 \text{ mS}; G_z = 0,5 \text{ mS})$	
Rauschzahl	$F \quad 1 \text{ dB}$
$(U_{DS} = 15 \text{ V}; I_D = 10 \text{ mA}; f = 200 \text{ MHz}; G_G = 2 \text{ mS}; G_z = 0,5 \text{ mS})$	

BF 965 im X-Plast-Gehäuse



BF 997 im SOT-143-Gehäuse



Maße in mm

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.

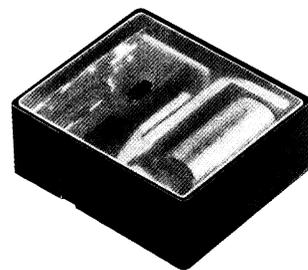
Das Relais unterscheidet sich von der bisher gelieferten Ausführung V23027-... dadurch, daß am Gehäuse und am Deckel, das Joch (gleichbedeutend mit Masse) nicht mehr berührbar ist.

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 Spezialkrans 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 Mischbettanlage 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. SIEMENS Ultraschneller DA-Umsetzer SDA 8005 5 Bilder, 1 Schrifttumsangabe Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 56 bis 58 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. Schlagwörter: Ultraschneller DA-Umsetzer; minimale Glitchenergie; Einschwingzeit 7 ns; Schnellst-Logikschaltungen; Schnellst-Bipolartechnologie</p>	<p>Hall, B. SIEMENS Leistungs-MOSFET erfolgreich parallelschalten 10 Bilder Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 72 bis 76 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. Schlagwörter: MOSFET; Parallelschaltung; Stromaufteilung; Schaltgeschwindigkeit; parasitäre Schwingungen; Spannungsspitzen; dynamische Klemmschaltung</p>
<p>Freundel, P.; Dobray, E. SIEMENS FREDFET, ein neuer Leistungs-MOSFET mit schneller Inversdiode 17 Bilder, 8 Schrifttumsangaben Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 58 bis 63 In Brückenschaltungen werden hohe Kommutierungsverluste und die du/dt-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. Schlagwörter: MOSFET; schnelle Inversdiode; Brückenschaltungen; du/dt-Empfindlichkeit; FREDFET</p>	
<p>Binder, J.; Becker, K.; Ehrler, G. SIEMENS Silizium-Drucksensoren für den Bereich 2 kPa bis 40 MPa Teil 1: Ein Chip für jeden Druckbereich 6 Bilder, 2 Tabellen, 6 Schrifttumsangaben Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 64 bis 67 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. Schlagwörter: Drucksensor; piezoresistiv; Kreis- und Ringmembran; Temperaturkompensation; Medienverträglichkeit</p>	
<p>Pieschel, H.; Roberts, T. SIEMENS Steckverbinder für gemischte Kontaktbestückung nach DIN 41612 8 Bilder, 1 Tabelle, 2 Schrifttumsangaben Siemens Components 23 (1985) Heft 2, Seite 68 bis 71 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. Schlagwörter: Steckverbinder; gemischte Kontaktbestückung; DIN 41612; Messer- und Federleiste; Sonderkontakte; Codierung</p>	<p>Literatursammlung 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. SIEMENS Paralleling Power MOSFETs Successfully 10 figures Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 72 to 76 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. Descriptors: MOSFET, paralleling, current sharing, switching speed, parasitic oscillations, voltage transients, dynamic clamping</p>	<p>Luschnig, W.; Meister, W. SIEMENS Ultra-Fast DA Converter: SDA 8005 5 figures, 1 reference Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 56 to 58 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. Descriptors: Ultrafast DA converter, minimum glitch energy, settling time 7 ns, high-speed logic circuits, high-speed bipolar technology</p>
	<p>Freundel, P.; Dobray, E. SIEMENS FREDFET a New Power MOSFET with Fast-Recovery Reverse Diode 17 figures, 8 references Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 58 to 63 High commutation losses and du/dt 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. Descriptors: MOSFET, fast-recovery reverse diode, bridge circuits, du/dt sensitivity, FREDFET</p>
	<p>Binder, J.; Becker, K.; Ehrler, G. SIEMENS Silicon Pressure Sensors for the Range 2 kPa to 40 MPa Part 1: A Chip for every pressure range 6 figures, 2 tables, 6 references Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 64 to 67 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. Descriptors: Pressure sensor, piezoresistive, circular and annular diaphragm, temperature compensation, media compatibility</p>
<p>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-Zentralstelle Dokumentation Elektrotechnik im Fachinformationszentrum Technik e. V. 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. SIEMENS Plug Connectors for Mixed Contacts in Accordance with DIN 41612 8 figures, 1 table, 2 references Siemens Components 23 (1985) No. 2, pp. 68 to 71 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. Descriptors: 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 = 10⁵ 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	³	1 Vollwinkel = 2 π rad
	Gon	gon	1 gon = (π/200) rad
	Grad	° ⁴	1° = (π/180) rad
	Minute	' ⁴	1' = (1/60)°
	Sekunde	" ⁴	1" = (1/60)'
Volumen	Liter	l, L ⁵	1 l = 1 dm ³ = 1 L
Zeit	Minute	min ⁴	1 min = 60 s
	Stunde	h ⁴	1 h = 60 min
	Tag	d ⁴	1 d = 24 h
Masse	Tonne	t	1 t = 10 ³ kg = 1 Mg
	Gramm	g	1 g = 10 ⁻³ kg
Druck	Bar	bar	1 bar = 10 ⁵ Pa

³ Für diese Einheit ist international noch kein Zeichen genormt

⁴ Nicht mit Vorsätzen verwenden

⁵ 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 ⁶	1 Dioptrie ist gleich dem Brechwert eines optischen Systems mit der Brennweite 1 m in einem Medium der Brechzahl 1 1 dpt = 1 m ⁻¹
Fläche von Grundstücken und Flurstücken	Ar Hektar	a ha	1 a = 10 ² m ² 1 ha = 10 ⁴ m ²
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 ⁻¹⁹ J Die Standardabweichung beträgt: σ = 4,6 · 10 ⁻²⁵ 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 ¹² C: 1 u = 1,660 565 5 · 10 ⁻²⁷ kg Die Standardabweichung beträgt: σ = 8,6 · 10 ⁻³³ kg (CODATA Bulletin Nr 11, Dezember 1979)
Masse von Edelsteinen	metrisches Karat	⁷	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 ⁶	1 mmHg = 133,322 Pa

⁶ Dieses Zeichen ist nicht international genormt

⁷ 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-Besuchereinformatioenssystem (nicht zu verwechseln mit dem Elektronischen Besucher-Informationssystem – EBi – der Messe AG) eingerichtet. In unserem **Besuchereinformatioenssystem** 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