

Georg Huba

Verkürzung der Schaltzeiten von Standard-Optokopplern

Die Ausschaltzeiten von preisgünstigen Standard-Optokopplern liegen derzeit in der Größenordnung von 15 bis 50 μs . Anhand von sechs Schaltungsvarianten werden einige Möglichkeiten vorgestellt, die Ein- und Ausschaltzeiten bis etwa 1,5 μs zu verkürzen. Damit eröffnen sich diesen Optokopplern neue Einsatzgebiete.

Die Optokoppler der Typenreihen SFH..., CNY... und 4N... bestehen jeweils aus einer GaAs-Lumineszenzdiode als Sender und einem Si-Fototransistor als Empfänger. Die Ausschaltzeiten liegen im Sättigungsbetrieb (s. Bild 1) derzeit in der Größenordnung 15 bis 50 μs . Um diese preisgünstigen Optokoppler auch für Anwendungen, in denen kürzere Schaltzeiten gefordert werden, interessant zu machen, werden einige Schaltbeispiele vorgestellt, mit denen Ausschaltzeiten bis etwa 1,5 μs ermöglicht werden.

Im Empfangstransistor ist die Basis-Kollektor-Diode als Fotodiode ausgebildet, die bei Bestrahlung mit Photonen einen Basisstrom hervorruft. Bild 2 zeigt eine Optokoppler-Übertragungsschaltung im Ersatzschaltbild.

Die lange Ausschaltzeit des Optokopplers entsteht vor allem durch die Kapazität der Basis-Kollektor-Diode (Millerkapazität C_m), deren Ladungen nur über den relativ niedrigen Sperrstrom der Fotodiode bzw. über die hochohmige Basis-

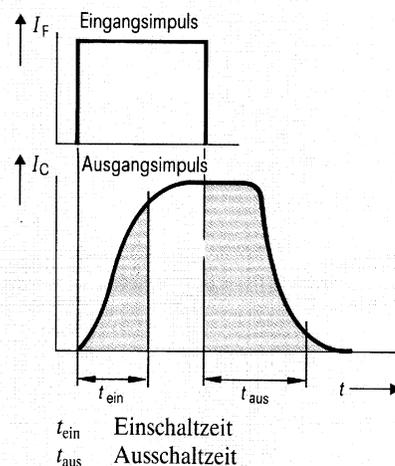
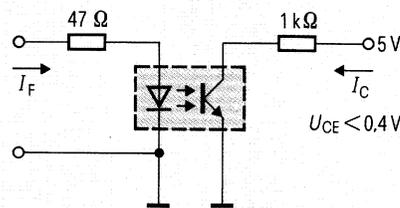


Bild 1 Meßschaltung und Zeitdiagramm zur Bestimmung der Verzögerungszeiten eines Optokopplers

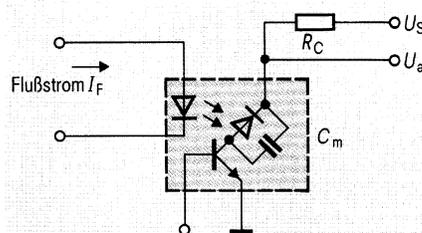


Bild 2 Ersatzschaltbild einer Optokoppler-Übertragungsstrecke

Emitter-Strecke des Empfangstransistors entladen werden können. Wesentlich kürzer (Faktor 5) gegenüber der Ausschaltzeit ist die Einschaltzeit, da die Millerkapazität durch den Photonenstrom der Sendediode »niederohmig« aufgeladen wird.

Demzufolge gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten, die Schaltzeiten eines Optokopplers zu verkürzen:

1. durch technologische Maßnahmen die Millerkapazität zu minimieren;
2. durch Beschaltungsmaßnahmen die Entladezeit bzw. Ladezeit der Millerkapazität zu verringern.

An dieser Stelle werden ausschließlich Schaltungsvarianten vorgestellt, die sich auf die Entladezeiten der Millerkapazität auswirken. Dabei wird der Optokoppler SFH 601-4 eingesetzt, der laut Datenblatt folgende technische Daten erfüllt:

Stromübertragungs-

verhältnis: 160 bis 320%,
Einschaltzeit: 6 μs ($\leq 10,5 \mu\text{s}$),
Ausschaltzeit: 25 μs ($\leq 43 \mu\text{s}$).

Die Zeiten werden nach Bild 1 bestimmt.

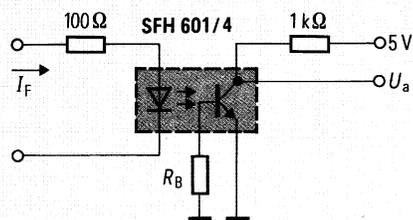
Verwendung eines Basiswiderstandes zur Schaltzeitverkürzung

Die einfachste Möglichkeit, die Ladungsträger aus der Basis abzuführen, bietet ein Basiswiderstand R_B .

Bild 3 zeigt die Schaltung und das Oszillogramm bei optimiertem R_B . Mit dieser einfachen Maßnahme lassen sich die Ein- und Ausschaltzeiten auf etwa 3 μs verkürzen. Allerdings wird dadurch das Stromübertragungsverhältnis auf $< 30\%$ begrenzt.

Das Stromübertragungsverhältnis, auch CTR (current transfer ratio) genannt, gibt das Verhältnis von Kollektorstrom I_C des Fototransistors zu Flußstrom I_F durch die Lumineszenzdiode in % an.

Dipl.-Ing. (FH) Georg Huba,
Siemens AG, Bereich Bauelemente,
Anwendungstechnik, München



$R_B = 12 \text{ bis } 22 \text{ k}\Omega$ bei $I_F = 50 \text{ mA}$
 $R_B = 4 \text{ bis } 7 \text{ k}\Omega$ bei $I_F = 20 \text{ mA}$

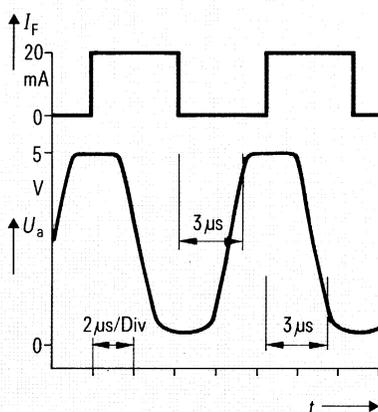


Bild 3 Beschaltung des Empfangstransistors mit Basiswiderstand R_B zum niederohmigen Ableiten der Ladungsträger und zugehöriges Impulssdiagramm

Aufgrund der Streuungen des CTR und der Transistoreigenschaften ist es für minimierte Schaltzeiten notwendig, R_B auf jeden Optokoppler und verschiedene Flußströme I_F anzupassen. Bei zu großem R_B verlängert sich die Ausschaltzeit. Bei zu kleinem R_B kann der Transistor nicht mehr bis zur Sättigung angesteuert werden; folglich wird U_{CEsatt} nicht erreicht.

Linearbetrieb des Phototransistors

Arbeitet der Phototransistor im Linearbetrieb ($U_{CE} > U_{CEsatt}$), muß die Millerkapazität nicht aus dem gesättigten Transistor hochohmig entladen werden. Dadurch verkürzen sich beide Schaltzeiten auf $2 \mu\text{s}$. Allerdings hat die zur Verfügung stehende Ausgangsspannung nur eine Dynamik, die wesentlich kleiner ist als U_s . Eine nachfolgende Emitterschaltung übernimmt dann die Verstärkung auf einen gewünschten Pegel.

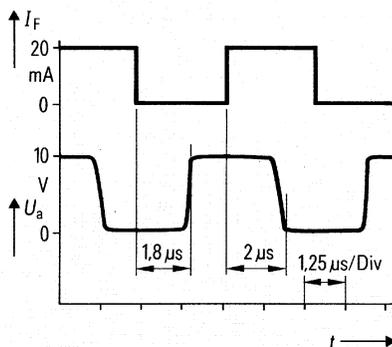
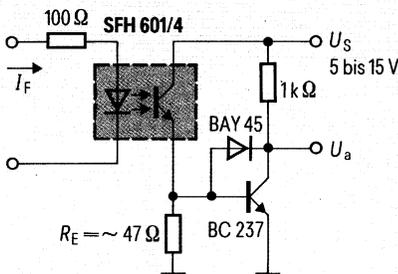


Bild 4 Schaltung mit Empfangstransistor im Linearbetrieb mit Emittterverstärker und zugehöriges Oszillogramm

Bild 4 zeigt die Schaltung und das Laufzeitoszillogramm. Aufgrund der CTR-Streuungen müssen auch in dieser Schaltung R_E und I_F auf die verschiedenen Optokoppler abgestimmt werden.

Diodenkoppler mit Emittterverstärker

Benutzt man nur die Basis-Kollektordiode des Empfangstransistors als Photo-

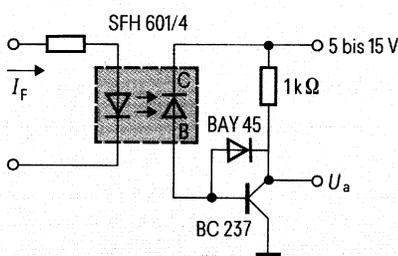


Bild 5 Diodenkoppler mit Emittterverstärker

diode und treibt damit gemäß der Schaltung von **Bild 5** einen Transistor in Emitterschaltung, erreicht man Ein- und Ausschaltzeiten von $\leq 5 \mu\text{s}$. Diese Schaltzeitverkürzung muß jedoch mit einem auf $<100\%$ verringerten Übertragungsverhältnis bezahlt werden.

Optimierte Diodenkoppler

Die Schaltung nach **Bild 5** hat den Nachteil, daß der Strom der Photodiode (I_D) den Transistor einschalten muß. Verwendet man statt der Emitterschaltung einen empfindlicheren Verstärker (OP), kann auch eine kleinere Photodiodespannung (50 bis 100 mV) verarbeitet werden. Dadurch ist es möglich, die große Speicherzeit der Photodiode durch eine niederohmige Last zu verkürzen und damit die Verzögerungszeit zwischen I_F und U_p zu minimieren. **Bild 6** zeigt die Meßschaltung und die Oszillogramme von I_F und U_p bei verschiedenen Lasten.

Eine minimale Verzögerungszeit von etwa $1,5 \mu\text{s}$ ergibt sich mit $R_L = 1 \text{ bis } 1,5 \text{ k}\Omega$ (bei $I_F = 20 \text{ mA}$). Die verwertbare Fotospannung beträgt dann je nach dem optischen Koeffizient (zwischen Sendee- und Empfangsdiode) 80 bis 100 mV.

Für die digitale Signalübertragung ist es sinnvoll, vor die Sendediode ein Differenzglied zu schalten, das die Einschaltstromspitze etwas erhöht und damit die Einschaltzeit auf $<1 \mu\text{s}$ verkürzt. **Bild 7** zeigt die Schaltung und die beiden Oszillogramme.

Diodenkoppler mit OP als nichtinvertierender Verstärker

Um die Photospannung U_p auf einen gewünschten Pegel zu transformieren, wird nach **Bild 10** der OP TCA 335 A als nichtinvertierender Verstärker ($V = 100$) eingesetzt. Mit dieser Schaltung sind, gemäß Oszillogramm in **Bild 10**, Schaltzeiten von $\leq 1,5 \mu\text{s}$ möglich.

Von Nachteil ist, daß die Schaltung zur sicheren Funktion eine positive und negative Versorgungsspannung benötigt. Man kann jedoch mit einer Z-Diode die zweite Spannung simulieren, ohne die Funktion der Schaltung zu beeinträchtigen. Die Schaltung zeigt **Bild 9**.

Ersetzt man OP TCA 335 A durch den Typ TAE 1453 A mit npn-Eingangstran-

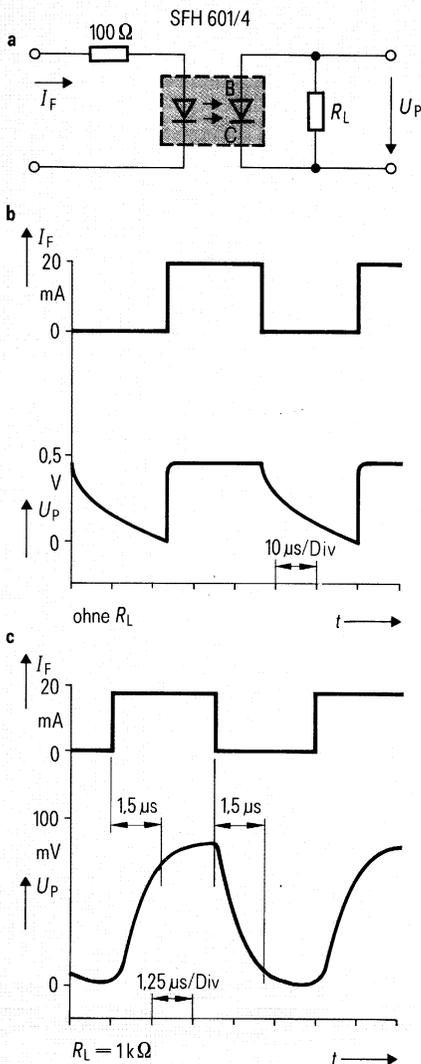


Bild 6 Minimierung der Verzögerungszeit durch Belastung der Photodiode

a Messschaltung

b Impulsdiagramm ohne Belastung der Photodiode

c Impulsdiagramm mit Belastung der Photodiode mit 1 kΩ

sistoren, funktioniert die Schaltung auch mit asymmetrischer Versorgung. **Bild 12** zeigt die Schaltung und das Oszillogramm. Der etwas größeren Speicherzeit dieses OP steht eine kürzere Einschaltzeit gegenüber.

Verwendet man anstatt der Standard-OP einen sehr schnellen IC, z. B. den Typ TDA 1078, mit einer Slew-Rate von 600 V/μs, können die Schaltzeiten unter 1 μs gedrückt werden (s. **Bild 8**).

Dies ist nur scheinbar ein Widerspruch zu den in **Bild 7** gemessenen Verzögerungszeiten, da der OP schon vor Errei-

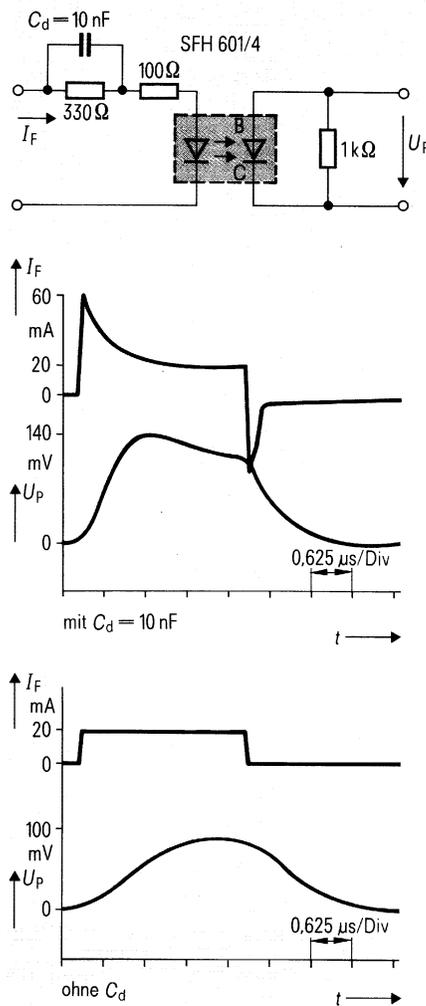


Bild 7 Verkürzung der Einschaltzeit durch Stromdifferenzierung

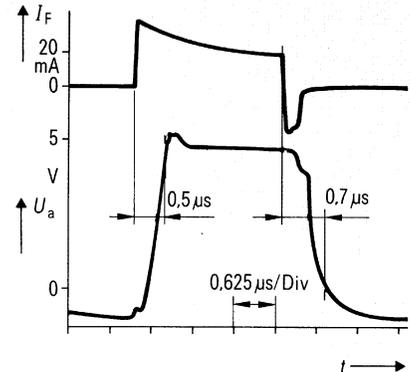


Bild 8 Oszillogramm einer Schaltung nach **Bild 10**, jedoch mit OP TDA 1078. Versorgungsspannung nach Datenblatt $U_s = \pm 8 \text{ V}$

chen der maximalen Photospannung in Sättigung geht und damit das angeregte Signal schneller aufbaut, als die Photospannung ihren Endwert erreicht.

Die genannten Schaltungen sind weitestgehend unabhängig von den Streuungen im Übertragungsverhältnis der Optokoppler.

Diodenkoppler mit nachfolgendem Komparator

Eine weitere Möglichkeit, die Photodienspannung zu verstärken, bietet ein Komparator. Zu seiner sicheren Funktion sind jedoch zwei Spannungen notwendig: eine Vergleichsspannung und eine Eingangsspannung, die miteinander verglichen werden. Da die Eingangsspannung nicht nullvoltsymmetrisch ist, darf auch die Vergleichsspannung nicht auf Masse geklemmt werden, sondern

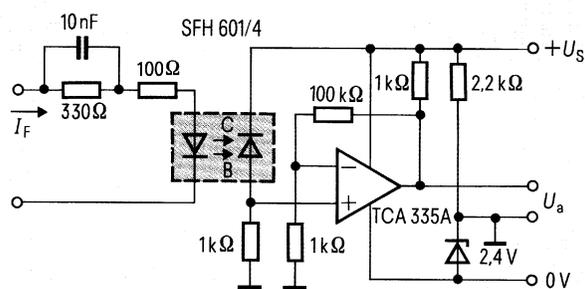
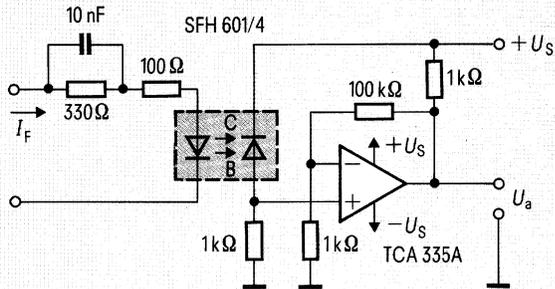


Bild 9 Schaltung von **Bild 10** mit asymmetrischer Versorgung



Die Kathode der Empfangsdiode (Kollektor) kann auch auf Masse geklemmt werden

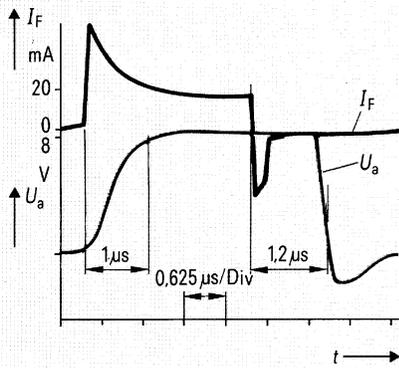


Bild 10 Diodenkoppler mit OP als nichtinvertierender Verstärker

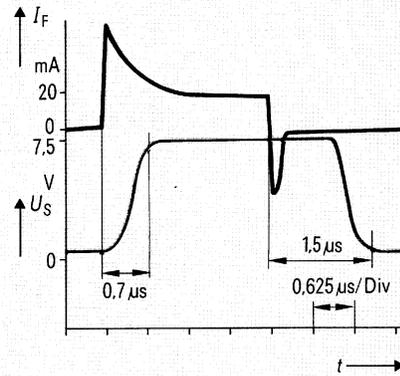
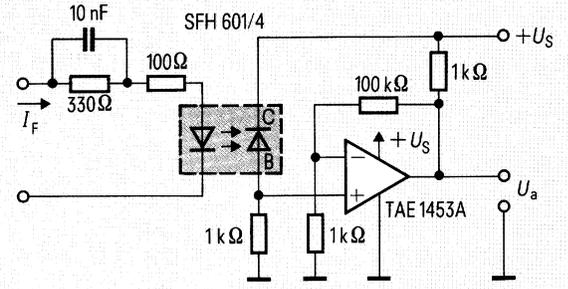


Bild 12 Schaltung von Bild 10 mit OP-Typ TAE 1453A und zugehöriges Impulsiagramm

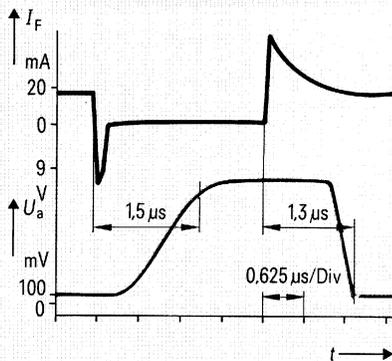
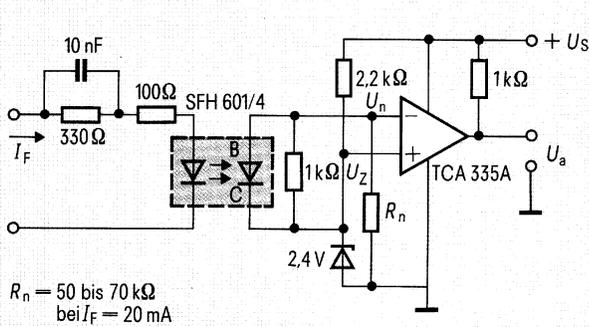


Bild 11 Diodenkoppler mit OP als Komparator und zugehöriges Impulsiagramm

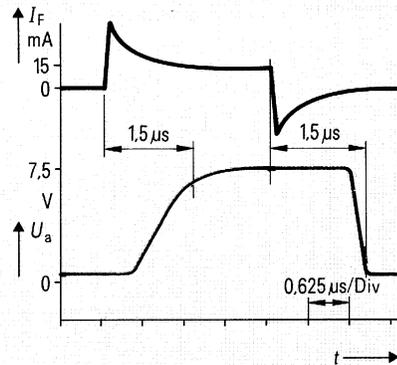
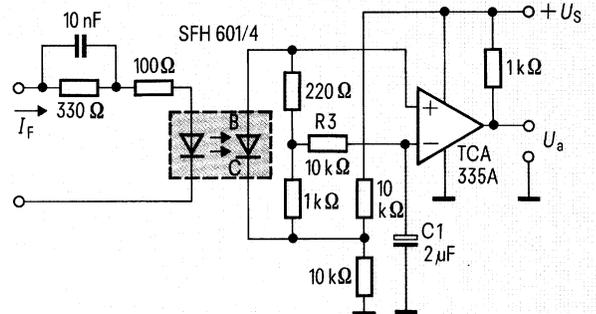


Bild 13 Diodenkoppler mit OP als Komparator und zugehöriges Impulsiagramm

sollte etwa dem Mittelwert der Eingangsspannung entsprechen.

Die Schaltung, die dies gewährleistet, zeigt **Bild 11**. OP 1 bildet den Komparator. Vergleichsspannung ist die Z-Spannung und U_n ist die Eingangsspannung. Mit R_n wird ein Sperrstrom durch die Photodiode eingestellt und bewirkt, daß im Ruhezustand ($I_F = 0$) U_n kleiner U_z ist. Damit die Ein- und Ausschaltzeiten etwa gleich groß sind, ist es notwendig, U_n auf U_z zu symmetrieren. Dies geschieht durch Abgleichen von R_n . Die Größe von R_n richtet sich nach der Fotospannung, also nach dem Flußstrom durch die Sendediode und dem optischen Koppelfaktor. Schaltzeiten, die sich mit dieser Schaltung erreichen lassen, liegen bei 1,5 μ s.

Eine Schaltung, die kein nachträgliches Abgleichen erfordert, zeigt **Bild 13**. Die Vergleichsspannung wird hier durch Siebung der geteilten Eingangsspannung mit R3 und C1 gewonnen und hat so, unabhängig von den Streuungen des Koppelfaktors, immer dasselbe Verhältnis zur Eingangsspannung. Auch hier liegen die Schaltzeiten bei etwa 1,5 μ s. Stehen dem Anwender dieser Schaltungen schnellere Komparatoren zur Verfügung, ist es eventuell möglich, die Ein- und Ausschaltzeit unter 1 μ s zu drücken, da die hier verwendeten Operationsverstärker selbst mit Speicherzeiten bis 1 μ s spezifiziert sind.

Die Störanfälligkeit der hier vorgestellten Schaltungen ist sehr gering, da die empfindlichen Verstärkereingänge durch den Lastwiderstand der Photodiode relativ niederohmig abgeschlossen sind.

Winfried Goldbrunner

Bessere Hochfrequenzeigenschaften keramischer Chipkondensatoren

In der Hochfrequenztechnik dominieren seit jeher die Keramik-kondensatoren. Beherrschten früher Trapez- und Scheibenkondensatoren die Schaltungen, so sind es heute die Vielschicht-Chipkondensatoren, die speziell für die Oberflächenmontage entwickelt wurden. Wegen ihrer Kleinheit, gepaart mit exzellenten elektrischen Eigenschaften, haben sie sich speziell in Tunern schnell durchgesetzt.

Keramische Vielschicht-Chipkondensatoren der Typenreihen B37940 und B37871 sind speziell für den Einsatz in Tunern konzipiert. Ihre kleine Eigeninduktivität in Verbindung mit niedrigem Verlustfaktor ermöglicht Betriebsfrequenzen bis weit über 500 MHz. Die Chipkondensatoren bestehen aus einer NDK-Keramik (NDK: niedere Dielektrizitätskonstante), mit der Temperaturcharakteristik COG. Daraus folgen als zusätzliche Vorteile:

- Frequenz- und Spannungsunabhängigkeit der Kapazität,
- Temperaturunabhängigkeit von -55 bis +125 °C.

Mechanischer Aufbau

Keramische Vielschicht-Chipkondensatoren werden aus Keramikfolien hergestellt, auf die Silber-Palladium-Elektroden aufgebracht und die zu monolithischen Blöcken zusammengesintert werden (**Bild 1**). Die stirnseitige Kontaktierung ist standardmäßig in zwei Ausführungen lieferbar:

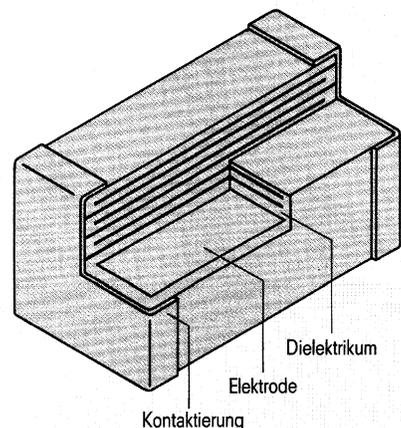


Bild 1 Prinzipaufbau keramischer Vielschicht-Chipkondensatoren

Dipl.-Ing. (FH) Winfried Goldbrunner,
Siemens AG, Bereich Bauelemente,
Produkt-Marketing Keramik-kondensatoren,
München