

elektronik-bauelemente

Nur für den Dienstgebrauch

## APPLIKATIVE INFORMATION

## APPLIKATIVE INFORMATION

- für Anwender der Mikroelektronik -

# hinweise

1. Alle Beiträge in den Heften der "Applikativen Information" dienen der Anregung bei Schaltungs- und Geräteentwicklungen bzw. beim Finden von Rationalisierungslösungen und vor allem dem Erfahrungsaustausch. Es können keine Verbindlichkeiten des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin zur Bereitstellung der in den Beiträgen vorgestellten elektronischen Bauelemente abgeleitet werden.

Grundlage dafür sind die Listen für elektronische Bauelemente und Bausteine, die über die Bauelemente-Verantwortlichen der Betriebe beim VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin angefordert werden können.

2. Reproduktionen in irgendeiner Form durch Druck, Kopienherstellung, Microfiche u. a. sind nur nach vorheriger schriftlicher Zustimmung des Herausgebers gestattet. Auszüge, Referate und Besprechungen müssen die volle Quellenangabe enthalten.

inhalt ai

03/87

Seite

### bauelemente · applikation

Kurzschlußfester Treiberschaltkreis E 435 E	3
Fotoempfänger Lawinen-Fotodiode SP 104 und pin-Fotodiode SP 109	13
PCM-Schaltkreise U 1001 C, U 1011 C und U 1021 C/D	25
Neue Gleichrichterioden für die Leistungselektronik	29

### kurz berichtet

Universeller Temperaturmeßverstärker mit digitaler Anzeige	34
Mikrorechnergesteuerte Dünnholz-Sortieranlage	37
Schallemissionsanalysegerät AE 3	39
Patentinformation	41
Standards	43



Dipl.-Ing. Eberhard Seeling

VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder  
im VEB Kombinat Mikroelektronik

## Kurzschlußfester Treiberschaltkreis E 435 E

### 1. Einführung

Der Schaltkreis E 435 E ist ein kurzschlußfester Leistungstreiber mit offenem Emitterausgang für den Einsatz in industriellen Steuerungen.

Er gehört zu Schaltkreisen der Familie der langsamen, störsicheren Logik (LSL) und zeichnet sich durch hohe statische und dynamische Stör- und Zerstörfestigkeit aus.

Der Schaltkreis arbeitet in einem großen Versorgungsspannungsbereich ( $U_{CC} = 11,4 \text{ V} \dots 32 \text{ V}$ ), so daß er für die gebräuchlichen 12 V-, 15 V- oder 24 V-Versorgungsspannungsnetze geeignet ist.

Er arbeitet in einem Umgebungstemperaturbereich von  $-10 \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Er ist hauptsächlich für das Treiben von Lampen, deren Nennstrom 190 mA nicht überschreitet, vorgesehen.

### 2. Funktions- und Schaltungsbeschreibung

Das Blockschaltbild zeigt die wesentlichen Funktionsgruppen sowie die äußere Beschaltung des Schaltkreises E 435 E.

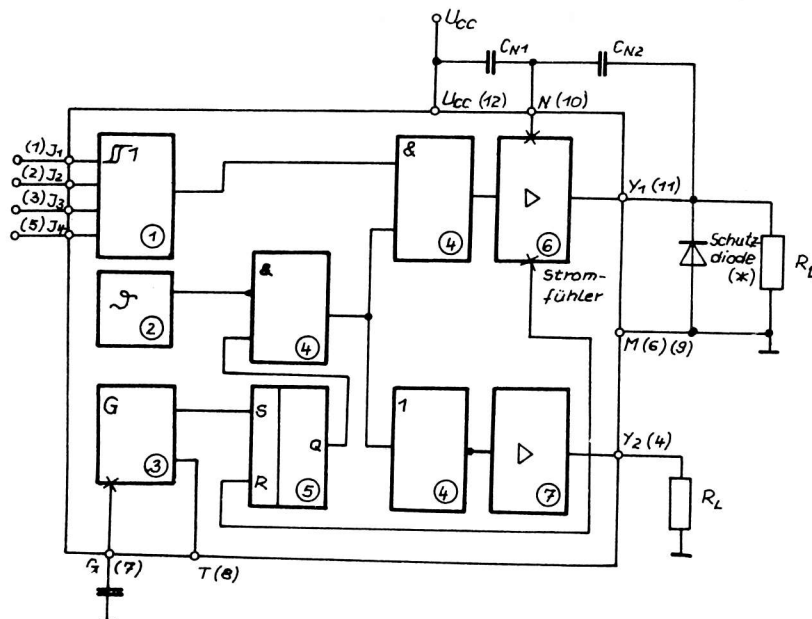


Bild 1: Blockschaltbild und Beschaltung

1 - Eingangsschaltung, 2 - Chiptemperatur-Überwachungsschaltung, 3 - Taktgenerator,  
4 - Logische Verknüpfungsgatter, 5 - RS-Flip-Flop der Kurzschlußsicherung, 6 - Treiberendstufe mit Stromfühler, 7 - Endstufe des Zustandsanzeigeausganges

\* je nach Einsatzbedingungen (x) Anschlußstift-Nr.

Durch den Einbau einer Chiptemperatur-Überwachungsschaltung und des Ausganges Y2 wurden gegenüber ausländischen Schaltkreisen ein besserer Zerstörerschutz sowie eine Möglichkeit der Überprüfung des Schaltkreises geschaffen.

Die Eingangsschaltung (Bild 2) zeigt vier ODER-verknüpfte Eingänge. Die L-Eingangsspannung beträgt

$U_{IEL} = 0 \dots 6 \text{ V}$  und die H-Eingangsspannung  $U_{IEH} = 8,5 \dots 32 \text{ V}$ . Die Eingänge haben Schmitt-Trigger-Charakteristik mit einer typischen Hysterese von  $\Delta U_T = 0,5 \text{ V}$ .

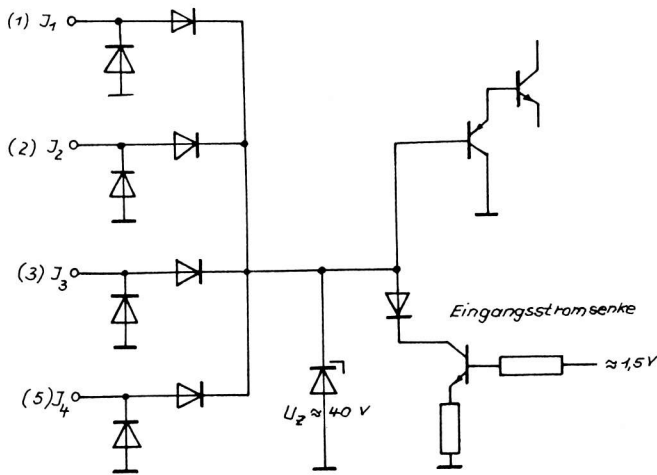


Bild 2: Eingangsschaltung

Die Schaltkreise E 435 E bieten Sicherheit gegen Kurzschluß und Drahtbruch am Eingang, denn die Eingangsströme müssen positiv sein, d. h. die Schaltkreise schalten die Ausgänge nur bei aktivem High-Signal. Das wird durch die Eingangsstromsenke im Eingang erreicht (Bild 2). Daraus ergibt sich, daß ein unbeschalteter oder kurzgeschlossener Eingang einem Low-Signal entspricht.

Die Clamping-Dioden der Eingänge gegen den Masseanschluß schützen vor negativen Spannungen. Sie sind aber nicht für permanente Belastung ausgelegt. Die Entkopplungsdiode und die Z-Diode mit einer Durchbruchspannung von ungefähr 42 V schützen vor zu hohen positiven Spannungen. In Ver-

bindung mit einem Serienwiderstand von mindestens 5,6 kOhm schützen diese Dioden die Schaltkreise E 435 E vor Störspannungen bis maximal 150 V für 50  $\mu\text{s}$  Dauer bei einer Wiederholrate kleiner 200 Hz.

Beide Ausgangsstufen sind als offene Emitter-Ausgänge ausgeführt. Die Last wird gegen Masse betrieben (Bild 1). Der Ausgang Y1 (Bild 3) kann einen maximalen Laststrom von 450 mA treiben.

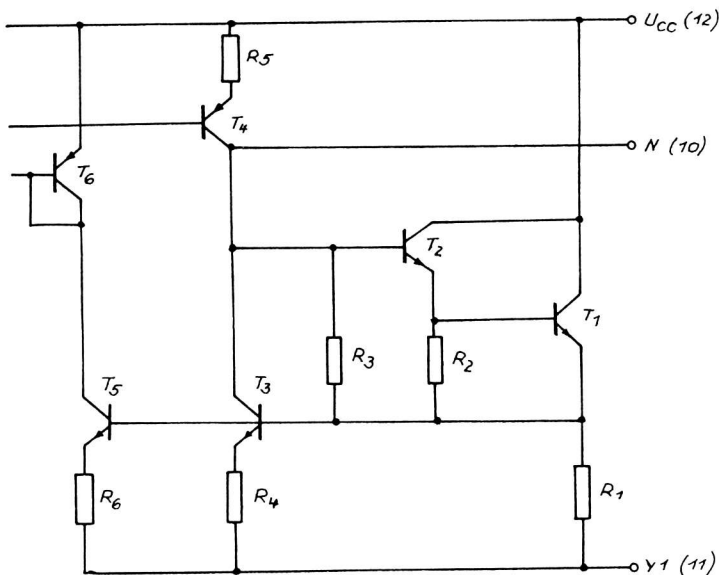


Bild 3: Ausgangsschaltung

hat praktisch keinen Einfluß auf den Taktgenerator, da der Schaltkreis E 435 E über eine interne Spannungsstabilisierung verfügt.

Der maximale Laststrom für den Anzeigeausgang Y2 beträgt 12 mA. Im Gegensatz zum Ausgang Y2 ist der Ausgang Y1 vor Kurzschluß geschützt. Bei einem Kurzschlußstrom kleiner 1,4 A wird der Ausgangstransistor T1 abgeschaltet, da der Spannungsabfall über R1 so groß wird ( $\approx 0,7 \text{ V}$ ), daß der Transistor T5 öffnet und über den Stromspiegel das Flipflop zurücksetzt.

Durch den Taktgenerator, der mit einem Puls-Pausen-Verhältnis von ungefähr 1 : 60 arbeitet, wird das Flipflop neu gesetzt und der Ausgangstransistor eingeschaltet. Dieser Vorgang wiederholt sich bis der Kurzschluß am Ausgang Y1 aufgehoben wird. Der Taktgenerator benötigt eine externe Kapazität von 20 ... 40 nF. Der Kondensator wird zwischen dem Anschluß  $C_T$  und Masse geschaltet. Die Frequenz des Taktgenerators und das Impuls-Pausen-Verhältnis sind abhängig vom Kondensator  $C_T$  und vom Laststrom  $I_{OHY}$ . Die Versorgungsspannung  $U_{CC}$

Bei  $C_T = 33 \text{ nF}$ ,  $U_{CC} = 30 \text{ V}$  und  $I_{OHY1} = 400 \text{ mA}$  ergibt sich eine typische Taktfrequenz von ungefähr  $650 \text{ Hz}$  mit einem Puls-Pausen-Verhältnis von rund  $1 : 65$ , d.h. der Ausgangstransistor wird für ca.  $20 \text{ } \mu\text{s}$  eingeschaltet und bleibt ungefähr  $1,5 \text{ ms}$  ausgeschaltet.

Bei niedrigem Laststrom erhöht sich die Taktfrequenz geringfügig. Bis zu acht Taktanschlüsse T können parallel geschaltet werden, wobei nur eine Kapazität  $C_T$  an einem der acht E 435 E erforderlich ist.

Der Kondensator  $C_T$  oder ein Takt am Anschluß T muß anliegen, bevor am Ausgang Y1 ein Kurzschluß auftreten darf. Es kann sonst unter Umständen zur Zerstörung des Treiberschaltkreises kommen.

Soll der Treiberschaltkreis auf einer Fassung betrieben werden, so darf er nicht bei anliegender Betriebsspannung gesteckt werden.

Bei Überlast am Ausgang Y1 schaltet eine interne Chiptemperatur-Überwachung (Bild 1) nach Erreichen einer Kristalltemperatur von ca.  $\vartheta_j = 160 \text{ }^\circ\text{C}$  den Laststrom ab. Damit ist z. B. im Gegensatz zum FZL 135 S der Firma Siemens der E 435 E überlastsicher. Die in Bild 4 angegebene Verlust-

leistungs-Reduktionskurve für den Schaltkreis E 435 E kann deshalb im Havariefall überschritten werden. Darum muß nicht wie beim FZL 135 S der verbotene Bereich in einer kurzen Zeitspanne ( $50 \text{ ms}$ ) durchlaufen werden, um den Schaltkreis zu schützen.

Beide Funktionen (Kurzschlußsicherung und Thermoschutz) gewährleisten einen zerstörsicheren Betrieb des Schaltkreises. Die alleinige Verwendung des Thermoschutzes hätte nicht die guten Eigenschaften des Schaltkreises E 435 E gebracht, da sie den Ausgangstransistor zu langsam abschaltet.

Der eingebaute Ausgang Y2 kann zur Auswertung der Zustände des Treiberschaltkreises E 435 E benutzt werden. Beim Normalbetrieb, d. h. bei einem Laststrom  $I_{OHY1} = 400 \text{ mA}$ , hat Y2 Low-Pegel. Beim Auftreten der Thermoschutzfunktion hat der Ausgang Y2 High-Pegel und bei Kurzschluß am Ausgang Y1 liegt am Ausgang Y2 die invertierte Taktfrequenz mit einem Puls-Pausen-Verhältnis von ca.  $60 : 1$  an. Bild 5 zeigt, neben den oben genannten Betriebszuständen, ein Pegeldiagramm, das auftritt, wenn der Schaltkreis in einem Bereich zwischen Normallast und Kurzschluß betrieben wird. Bevor sich der Thermoschutz einschaltet, treten in diesem Arbeitsbereich des Schaltkreises am Ausgang Y2 Impulse mit unterschiedlichen Impulslängen auf.

Über den Ausgang Y2 ist es in industriellen Steuerungen möglich, den Treiberschaltkreis auf seine Funktion und seinen jeweiligen Betriebszustand zu überprüfen. Ein möglicher Steuerrechner könnte die Prüfung periodisch durchführen und auf fehlerhafte Bauelemente hinweisen.

Wenn der Schaltkreis E 435 E als Lampentreiber für Warnfunktionen einer Anlage verwendet wird, kann durch den Ausgang Y2 eine höhere Sicherheit erreicht werden.

Um Schwingungen im Kurzschlußfall zu vermeiden, ist eine kapazitive Beschaltung des Treiberbausteines notwendig. Die typischen Werte der in Bild 1 angegebenen Kondensatoren  $C_{N1}$  und  $C_{N2}$  eignen sich für Leitungslängen  $\leq 50 \text{ m}$ . Die Werte für  $C_{N1}$  und  $C_{N2}$ , deren Grenzen Tabelle 2 entnommen werden kann, bestimmen auch die Höhe der Lastkapazität am Ausgang Y1. Die maximale Lastkapazität, die der Ausgang Y1 ohne Ansprechen der Kurzschlußsicherung treiben kann, beträgt im gesamten Versorgungsspannungsbereich  $C_{Lmax} = 50 \text{ nF}$ .

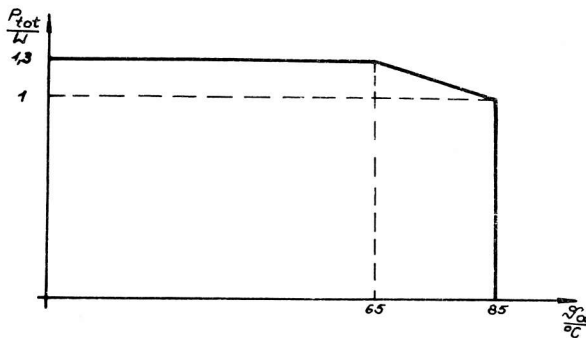


Bild 4: Verlustleistungsreduktionskurve des Schaltkreises E 435 E

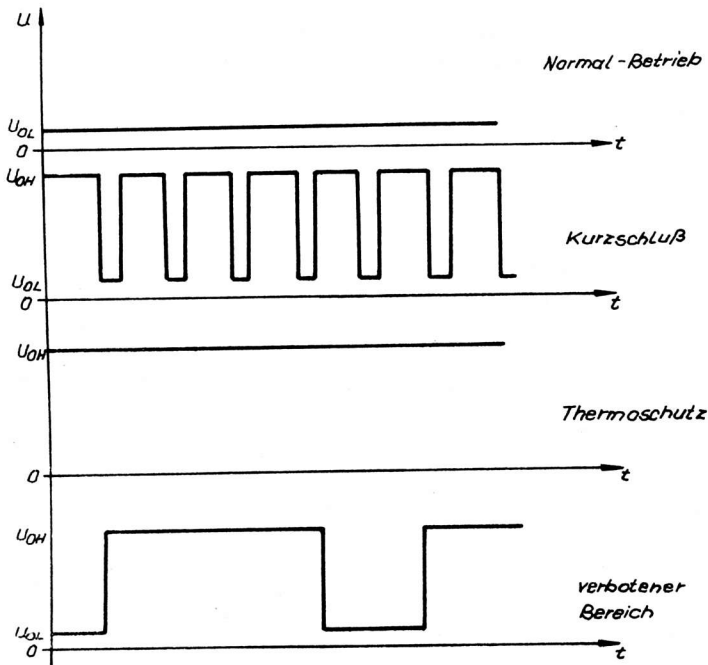


Bild 5: Betriebszustände des Schaltkreises E 435 E am Anzeigeausgang Y2

### 3. Grenzwerte und Hauptkenngrößen des Schaltkreises E 435 E

Tabelle 1: Grenzwerte

Kenngröße	Kurzzeichen	min.	max.	Einheit
Betriebsspannung	$U_{CC}$		32	V
			36 <sup>1)</sup>	V
Ausgangsstrom aus Y1	$-I_{OHY1}$	0	450	mA
Ausgangsstrom für Glühlampen	$-I_{OHY1}$		190 <sup>2)</sup>	mA
Ausgangsstrom aus Y2	$-I_{OHY2}$		12	mA
Eingangsspannung	$U_{IE1} \dots U_{IE4}$		36	V
Kapazität am Anschluß $C_T$	$C_T$	20	40	nF
Kapazität am Anschluß N	$C_{N1}$	50	2500	pF
	$C_{N2}$	0,5	10	nF
Umgebungstemperatur	$\vartheta_a$	-10	+85	°C
Sperrschichttemperatur	$\vartheta_j$	-	150	°C
Wärmeleitwert	$R_{thja}$	-	65	K/W
Verlustleistung	$P_{tot}$		<sup>3)</sup>	W
Kurzschluß an Y1 u. Y2		gegen $U_0=0$ V ... $U_{CC}$ erlaubt		-

1) maximal 1 s

2) Kaltstrombegrenzung intern auf  $\leq 1,4$  A

3) Verlustleistungsreduktionskurve (s. Bild 4) Der Schaltkreis E 435 E ist überlastsicher, d. h. im Havariefall kann  $P_{tot}$  nach Bild 4 überschritten werden.



Tabelle 2: Hauptkenngrößen

Die genannten Hauptkenngrößen gelten bei  $\vartheta_a = -10 \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}$ 

Kenngröße	Kurzzeichen	Einstellwerte	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_{CC}$	$U_{IE1} = 30 \text{ V}$ $U_{CC} = 30 \text{ V}$ $U_{CT} = 30 \text{ V}$ $U_T = 5 \text{ V}$	-	8	12	mA
Eingangsstrom	$I_{IE1} \dots I_{IE4}$	$U_{IE1} \dots U_{IE4} =$ $U_{CC} = U_{CT} = 30 \text{ V}$ $U_T = 5 \text{ V}$	-	160	250	$\mu\text{A}$
H-Ausgangsspannung Treiber		$U_{CC} = 11,4 \text{ V}$ $U_{IE1} = 30 \text{ V}$ $-I_{OHY1} = 0,4 \text{ A}$	8,7	9,5	-	V
	$U_{OHY1}$	$U_{CC} = 30 \text{ V}$ $U_{IE1} = 30 \text{ V}$ $-I_{OHY1} = 0,4 \text{ A}$	27,3	27,8	-	V
H-Ausgangsspannung Kurzschlußanzeige 1)	$U_{OHY2}$	$U_{CC} = 11,4 \text{ V}$ $U_{IE1} = 11,4 \text{ V}$ $-I_{OHY2} = 10 \text{ mA}$	9	10,5	-	V
Reststrom Treiber	$-I_{OLY1}$	$U_{CC} = 30 \text{ V}$ $U_{OY1} = \perp$	-	$\ll 1$	500	$\mu\text{A}$
Reststrom Kurzschlußanzeige	$-I_{OLY2}$	$U_{CC} = 30 \text{ V}$ $U_{OY2} = \perp$	-	$\ll 1$	90	$\mu\text{A}$

1) Spannung an Y2 bei Kurzschluß von Y1 entsprechend Bild 6

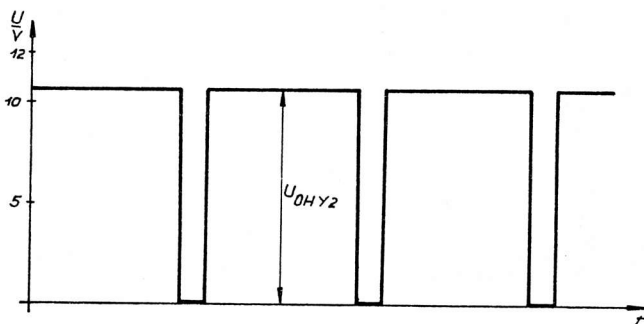


Bild 6: Spannung am Ausgang Y2 bei Kurzschluß an Y1

Tabelle 3: Betriebsbedingungen

Kenngröße	Kurzzeichen	min.	max.	Einheit
Betriebsspannung	$U_{CC}$	11,4	32	V
Eingangsspannung (Y1 = L)	$U_{IEL}$	0	6	V
Eingangsspannung (Y1 = H)	$U_{IEH}$	8,5	32	V
Betriebstemperaturbereich	$\Delta_a$	-10	85	°C
Lastkapazität ohne Ansprechen der Kurzschlußsicherung	$C_L$	0	50 <sup>1)</sup>	nF

1) für  $C_{N1} = 500$  pF und  $C_{N2} = 1,8$  nF

Tabelle 4: Informationskenngrößen

Kenngröße	Kurzzeichen	Einstellwerte	min.	typ.	max.	Einheit
H-Schwellspannung	$U_{TH}$	$U_{CC} = 30$ V $-I_{OHY1} = 400$ mA	7,5	7,7	7,8	V
L-Schwellspannung	$U_{TL}$	$U_{CC} = 30$ V $-I_{OHY1} = 400$ mA	7,0	7,2	7,3	V
Hysterese	$\Delta U_T$		0,5	0,5	0,6	V
Kaltstrombegrenzung bei $\Delta_a = 25$ °C	$I_{OS}$	$U_{CC} = 30$ V $U_{IE1} = 30$ V $U_{OY1} = \perp$	1,1	1,3	1,4	A

Der Schaltkreis E 435 E wird in einem 12-poligen DIL-Plastgehäuse mit waagrecht abstehenden Kühlstegen, die mit einer Bohrung  $\varnothing 3,4$  mm versehen sind, nach TGL 26713 gefertigt. Die Kühlstege können mit Masse verbunden werden, aber die Schaltkreismasse muß in jedem Fall am Anschluß 6 angeschlossen werden.

Bild 7 zeigt das Gehäuse und die Anschlußbelegung des Treiberschaltkreises.

#### 4. Applikationsschaltungen

##### 4.1. Ansteuerung von Glühlampen

Die in Bild 8 gezeigte Schaltung ist der hauptsächlichste Anwendungsfall des Treiberschaltkreises E 435 E. Die Lampen (z. B. in Schaltwarten, Werkzeugmaschinen usw.) müssen einen Nennstrom kleiner oder gleich 190 mA haben.

Da Glühlampen beim Einschalten einen Kaltstrom haben, der etwa zehnmal größer als der Nennstrom ist, sind besondere Maßnahmen notwendig, wenn aktive Bauelemente (z. B. Transistoren) als Schalter verwendet werden. Um nicht einen für den Lampennennstrom überdimensionierten Transistor verwenden zu müssen, wurden oft die Glühlampen vorgeheizt bzw. strombegrenzende Maßnahmen zum Schutz des Transistors durchgeführt.

Bei Verwendung des Schaltkreises E 435 E werden die Glühlampen praktisch mit dem Kurzschlußstrom des Ausgangstransistors aufgeheizt. In der Aufheizphase der Glühlampen wird ihr Widerstand so groß, daß die Kurzschlußsicherung des Treiberschaltkreises nicht mehr anspricht.

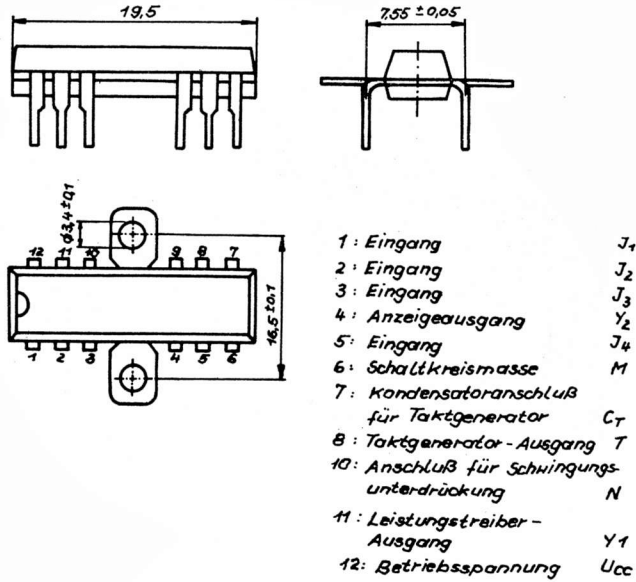


Bild 7: Gehäuse und Anschlußbelegung

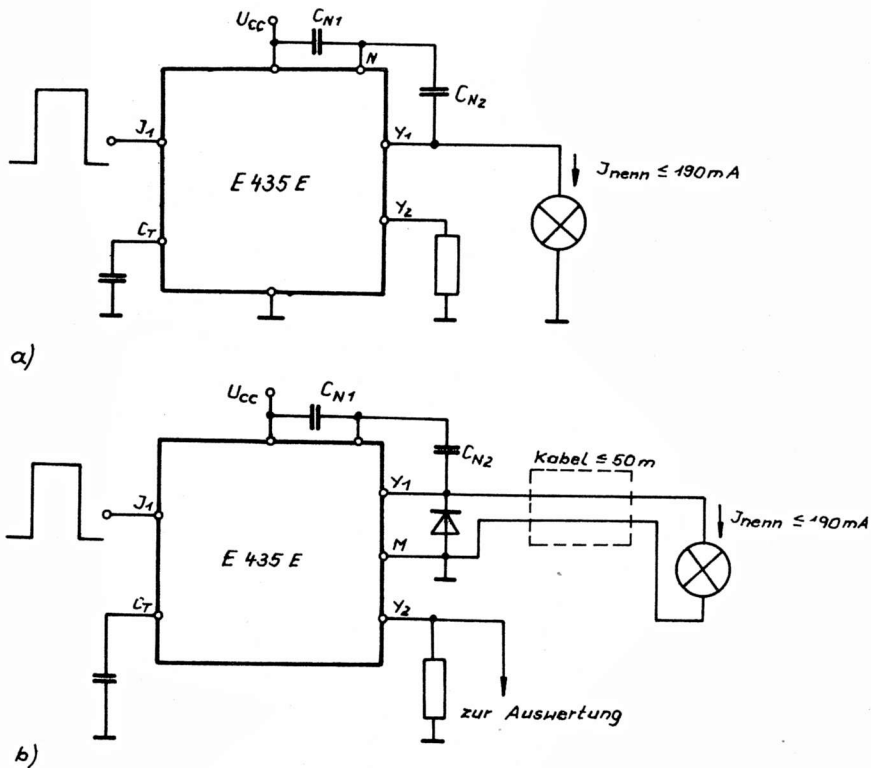


Bild 8: Ansteuerung von Glühlampen mit dem Schaltkreis E 435 E

a) Standardschaltung

b) mit Diode zum Schutz vor Masseleitungsbruch

Die Länge der Aufheizphase ist abhängig von der Versorgungsspannung, vom Lampennennstrom und der Umgebungstemperatur.

Den typischen Verlauf des Ausgangsstromes  $-I_{OHY1}$  und der Ausgangsspannung  $U_{OHY2}$  beim Einschalten von drei parallel geschalteten Glühlampen, deren Nennspannung 24 V und deren Nennstrom 50 mA beträgt, zeigt Bild 9.

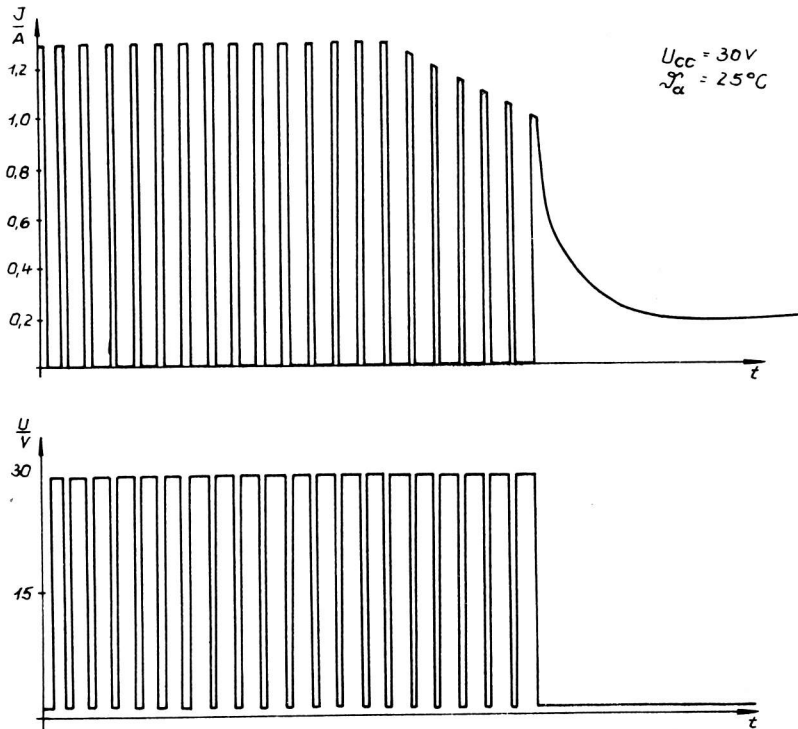


Bild 9: Typischer Stromverlauf an Y1 und Spannungsverlauf an Y2 beim Einschalten von Glühlampen (3 x 24 V/50 mA)

#### 4.2. Treiben induktiver Lasten

Der Schaltkreis E 435 E kann auch als Zeilen- und Spaltentreiber für Tastaturmatrizen oder als Treiber für Relais und ähnlichem verwendet werden, wenn der Ausgangsstrom 400 mA nicht überschreitet. Bei induktiven Lasten sollten wie in Bild 10 dargestellt, Freilaufdioden zum Schutz des Ausgangstransistors an den Ausgang Y1 geschaltet werden.

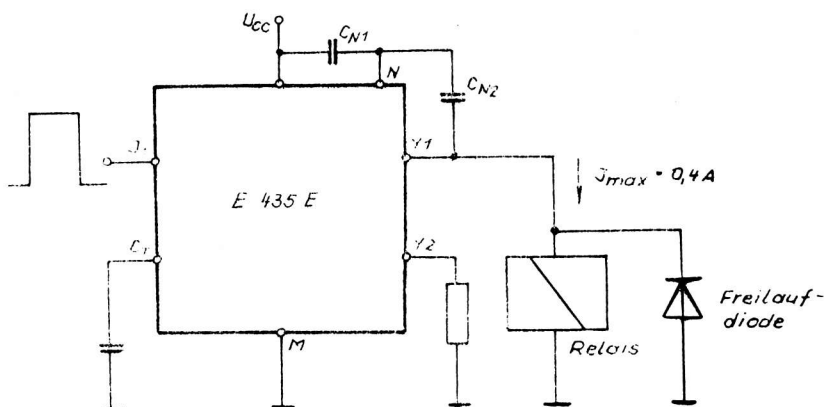


Bild 10: Treiben induktiver Lasten mit dem Schaltkreis E 435 E

## 5. Applikative Hinweise

Aufgrund der Schutzfunktionen ist der Schaltkreis E 435 E praktisch zerstörsicher.

Wichtig für seinen Einsatz ist der Anschluß der Kondensatoren  $C_{N1}$  und  $C_{N2}$ , um Schwingungen beim Kurzschluß am Ausgang Y1 zu unterdrücken. Es besteht ein Zusammenhang zwischen der maximalen Lastkapazität  $C_L$  und den Kondensatoren  $C_{N1}$  und  $C_{N2}$ . Der Grenzwert von  $C_L = 50 \text{ nF}$  kann auch bei  $C_{N1\text{min}}$  und  $C_{N2\text{min}}$  über den gesamten Betriebsspannungsbereich bei maximalem Laststrom ( $-I_{OHY1} = 400 \text{ mA}$ ) ohne Ansprechen der Kurzschlußsicherung getrieben werden. Bei niedrigerem Laststrom, kleiner Versorgungsspannung und größeren Kapazitätswerten von  $C_{N1}$  und  $C_{N2}$  (innerhalb ihrer Grenzen) kann es möglich sein, eine höhere Lastkapazität unter der oben genannten Bedingung zu treiben. Wenn ein Ansprechen der Kurzschlußsicherung für eine Zeitdauer kleiner 2 ms in Kauf genommen wird, kann die Kapazität am Ausgang Y1 bis auf  $C_{L\text{max}} = 2,2 \text{ } \mu\text{F}$  erhöht werden.

Die Abhängigkeit der kapazitiven Belastung des Treiberschaltkreises E 435 E von der Versorgungsspannung bei entsprechendem Laststrom zeigt Bild 11. Eine höhere Lastkapazität bei größeren Lastströmen kann kaum getrieben werden. Auf Grund des großen Puls-Pausen-Verhältnisses kann der Kondensator nicht soweit aufgeladen werden,

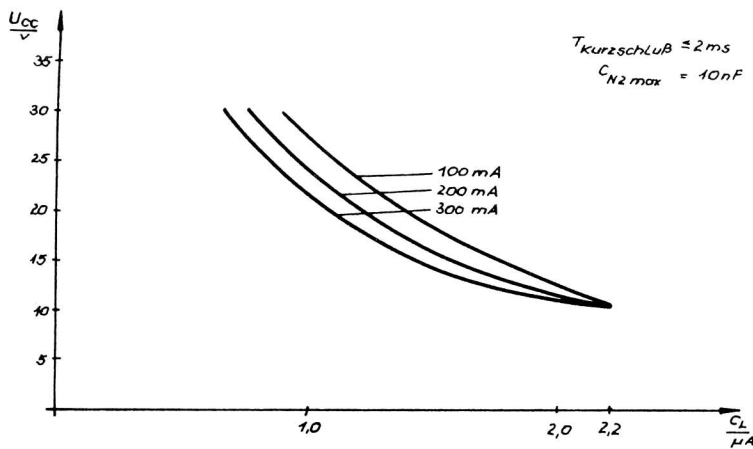


Bild 11: Maximale Lastkapazität am Ausgang Y1 bei einer Ansprechzeit der Kurzschlußsicherung kleiner 2 ms

daß die Kurzschlußsicherung nicht mehr anspricht. Die Verzögerungszeit, die benötigt wird, um den Ausgangstransistor ein- bzw. abzuschalten, ist abhängig vom Laststrom und von der Versorgungsspannung. Der Meßpunkt der Verzögerungszeit befindet sich bei 50 % der Eingangsspannung und bei 50 % der Ausgangsspannung. Tabelle 5 zeigt einige typische Meßwerte der Verzögerungszeit in Abhängigkeit von der Belastung und der Versorgungsspannung. Aus Tabelle 5 ist ersichtlich, daß die minimale Eingangsimpulsbreite zum sicheren Einschalten des Ausgangstransistors größer als  $35 \text{ } \mu\text{s}$  sein sollte.

Da in vielen industriellen Anlagen zwischen Schaltkreis und Last lange Kabelverbindungen bestehen, kann auch die Möglichkeit einer Masseleitungsunterbrechung nicht ausgeschlossen werden.

Tabelle 5: Typische Verzögerungszeiten des Schaltkreises E 435 E

Kenngröße	Einstellwerte	typischer Meßwert	Einheit
$t_{\text{ON}}$ 1)	$U_{\text{CC}} = 11,4 \text{ V}$ $R_L = 0$	1,2	$\mu\text{s}$
$t_{\text{off}}$ 2)	$C_L = 0$	1,3	$\mu\text{s}$
$t_{\text{ON}}$	$U_{\text{CC}} = 11,4 \text{ V}$ $R_L = 68 \text{ } \Omega$	15	$\mu\text{s}$
$t_{\text{off}}$	$C_L = 47 \text{ nF}$	2,5	$\mu\text{s}$
$t_{\text{ON}}$	$U_{\text{CC}} = 30 \text{ V}$ $R_L = 68 \text{ } \Omega$	35	$\mu\text{s}$
$t_{\text{off}}$	$C_L = 47 \text{ nF}$	3	$\mu\text{s}$

1) Einschaltzeit  $\hat{=}$   $t_{\text{PHL}}$

2) Ausschaltzeit  $\hat{=}$   $t_{\text{PLH}}$

Nach einer IEC-Richtlinie müssen die Schaltkreise gegen Ausfall ihrer Funktion geschützt sein, d. h. die Ausgänge sollten bei Masseleitungsbrüchen gesperrt werden.

Wenn am Schaltkreis E 435 E die Masse fehlt, ist seine Funktion nicht mehr gewährleistet. Beide Ausgänge haben dann High-Potential, egal welche Pegel an den Eingängen anliegen. Die applikative Lösung dieses Problems ist das Beschalten mit einer Diode am Ausgang Y1 in Sperrrichtung gegen Anschluß 6 des Schaltkreises, wie es die Bilder 1 und 8b zeigen. Bei dieser Beschaltung bleiben die Treiberausgänge Y1 auch bei fehlender Schaltkreismasse gesperrt. Bei der Kontrolle des Ausganges Y2 kann der Massefehler erkannt werden, da Y2 unabhängig von der Ansteuerung der Eingänge und des Betriebszustandes des Treiberschaltkreises High-Signal anzeigt.

Die Diode muß nicht in jedem Fall als zusätzlicher Aufwand betrachtet werden, da sie beim Schalten induktiver Lasten gleichzeitig als Freilaufdiode dient.

#### Literatur

- /1/ Datenblattsammlung "Elektronische Bauelemente" Ausgabe 2/86: "Neue und weiterentwickelte Bauelemente sowie ausgewählte Importbauelemente"  
Berlin: VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin 1986

(Bilder dem Manuskript entnommen)

Dr. rer. nat. Jörg-Dietrich Hartmann  
Dipl.-Ing. Dieter Mertins

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin  
im VEB Kombinat Mikroelektronik

## Silizium-Sperrschicht-Fotoempfänger Lawinen-Fotodiode SP 104 und pin-Fotodiode SP 109

Technische Eigenschaften, Bauelementeaufbau und bauelemente-physikalische Zusammenhänge werden vorgestellt, um einen optimalen Einsatz beider Fotoempfänger zu ermöglichen und die spezifischen Eigenschaften dieser zukunfts-tüchtigen Bauelemente zielgerichtet nutzen zu können.

Umfangreiche Erläuterungen zur Bauelementestechnik stehen in unmittelbarem Zusammenhang zur Anwendung und enthalten vielfältige applikative Hinweise.

### 1. Einleitung

Haupteinsatzgebiete der Sperrschicht-Fotoempfänger sind Systeme der digitalen Lichtleiter-Nachrichtenübertragung und Breitband-Kommunikationsnetze im 1. optischen Fenster um 850 nm Lichtwellenlänge /1/, /2/.

Die Anpassung an diese sehr spezielle Anwendung besteht insbesondere in dem integrierten, mit einem LWL-Stecker konfektionierten Lichtleiter sowie geometrisch angepaßter und damit kleiner pn-Übergangfläche der Chips.

Besondere Chipeigenschaften sind der Ladungsträger-Multiplikationseffekt (SP 104), sehr niedrige Dunkelströme, extrem kurze Impulsanstiegs- und -abfallzeiten, geringes Dunkelstromrauschen und hohe Sperrspannungsfestigkeiten.

Diese gegenüber den konventionellen Fotodioden neue Qualität ermöglicht sehr vielfältige Anwendungen auch außerhalb des Komplexes der Nachrichtenübertragungssysteme.

Die bauelemente-physikalische Diskussion erfolgt auf der Basis des Kenntnisstandes, der in /3/ vermittelt wurde.

### 2. Bauelementekennwerte

Der konstruktive Aufbau beider Silizium-Fotoempfänger ist identisch und im Bild 1 dargestellt /4/, /5/. Er stützt sich auf eine TO 39-Platine mit dem zentrisch sitzenden Empfängerchip ( $0,8 \times 0,8 \times 0,2 \text{ mm}^3$ ), der eine kreisförmige lichtempfindliche Fläche ( $\varnothing 0,2 \text{ mm}$ ) besitzt.

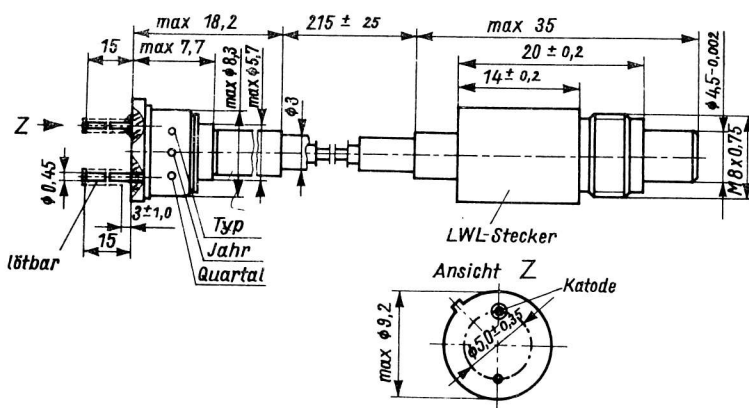


Bild 1: Maßbild SP 104/SP 109

Eine spezielle Grundkappe mit Typ-, Herstellungsjahr- und Quartalskennzeichnung trägt zwei Durchführungskappen für den Lichtwellenleiter-Steckverbinder LWL-VK NRÜ 121 EBS - GO 3006 4102 /6/ nach spezifischer Liefervereinbarung /7/.

Gegenüber dem für LWL-Verbindungskabel der Nachrichtenübertragung üblichen Kerndurchmesser von  $(50 \pm 3) \mu\text{m}$  beträgt der diesbezügliche Wert im Empfängeranschluß  $66 \mu\text{m} \pm 10\%$  bei gleichem Durchmesser über dem optischen Mantel von  $(125 \pm 3) \mu\text{m}$ . Da der Informationsfluß nur zum Fotoempfänger hin erfolgt, stellt der Übergang aus einem Faserkern mit Normdurchmesser in einen Kern mit größerem Querschnitt eine Reduzierung der Koppelverluste (Garantiewert  $< 2 \text{ dB}$ ) dar.

Konstruktionsmäßig bedingte Klebeverbindungen /8/ verbieten das Einspannen der Bauelemente unter seitlichem Druck.

Auf der Grundlage der allgemeinen technischen Bedingungen /9/ und der allgemeinen Begriffe /10/ gelten folgende Grenzwerte der elektrischen und thermischen Belastbarkeit für beide Fotoempfänger.

Tabelle 1: Grenzwerte der Fotoempfänger SP 104 und SP 109

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Verlustleistung $\lambda_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$P_{\text{tot}}$	mW		100
Betriebstemperaturbereich	$\lambda_a$	$^\circ\text{C}$	-15	+55
Lagerungstemperaturbereich	$\lambda_{\text{stg}}$	$^\circ\text{C}$	-40	+55

Gemäß den Erzeugnisstandards für SP 109 /11/ und SP 104 /12/ sind bei  $\lambda_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  folgende Abnahmekennwerte definiert.

Tabelle 2: Kennwerte SP 109

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert	Einstellwerte
Dunkelstrom	$I_{\text{Ro}}$	nA	-	20	$U_{\text{R}} = 50 \text{ V}$
Dunkelstrom	$I_{\text{Ro}}$	nA	-	2	$U_{\text{R}} = 20 \text{ V}$
Absolute spektrale Empfindlichkeit 1)	$S_{\lambda}$	$\text{A} \cdot \text{W}^{-1}$	0,3	-	$U_{\text{R}} = 20 \text{ V}$ $\lambda = 850 \text{ nm}$
Impulsanstiegszeit	$t_r$	ns	-	2	$U_{\text{R}} = 20 \text{ V}$ $\lambda = 850 \text{ nm}$ $R_{\text{L}} = 50 \text{ Ohm}$
Gesamtkapazität	$C_{\text{tot}}$	pF	-	2	$U_{\text{R}} = 20 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$

Anm.: 1) Messung ohne Steckerdämpfung



Tabelle 3: Kennwerte SP 104

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert	Einstellwerte
Dunkelstrom	$I_{Ro}$	nA	-	5	$M = 100$
Multiplikationsfaktor	M	-	100	-	$I_{Po} = 1 \text{ nA}^{2)}$
Betriebsspannung	$U_B$	V	140	300	$\lambda = 850 \text{ nm}$ $M = 100$
Verstärkungs-Bandbreite-Produkt	VBP	GHz	150	-	$M_{max}$
Äquivalente Rauschleistung	NEP	$\text{W} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	-	$5 \cdot 10^{-14}$	$M = 50$ $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 100 \text{ kOhm}$
Absolute spektrale Empfindlichkeit <sup>1)</sup>	$S_\lambda$	$\text{A} \cdot \text{W}^{-1}$	0,3	-	$I_{Po} = 1 \text{ nA}$ $U_R = 10 \text{ V}$ $\lambda = 850 \text{ nm}$
Gesamtkapazität	$C_{tot}$	pF	-	2	$f = 1 \text{ MHz}$ $U_R = 100 \text{ V}$

Anm.: 1) Messung ohne Steckerdämpfung

2)  $I_{Po}$  ist der nicht multiplizierte Fotostrom, definiert bei  $U_R = 10 \text{ V}$

### 3. Bauelementemeßverfahren

Die üblichen Meßverfahren zur Ermittlung der Kennwerte optoelektronischer Bauelemente mußten an die speziellen Belange der Lichtleitertechnik angepaßt werden:

1. Die optische Bestrahlung der lichtempfindlichen Chipfläche erfordert die definierte und reproduzierbare Einkopplung in den LWL-Steckverbinder
2. Jede Messung bei einem bestimmten Multiplikationsfaktor bedingt die individuelle Einstellung und Fixierung des Arbeitspunktes der Lawinen-Fotodiode
3. Signal- und Rauschspannungen sind sehr klein.

Es wurde die 70 %-Methode (bei der auf dem Lichtwellenleiterkern eine Abbildung erzeugt wird, deren Durchmesser bzw. Apertur 70 % der jeweiligen LWL-Parameter entspricht) als optimal angesehen, da alle anderen Verfahren mehr oder weniger auf spezielle optische Bauelemente angewiesen sind.

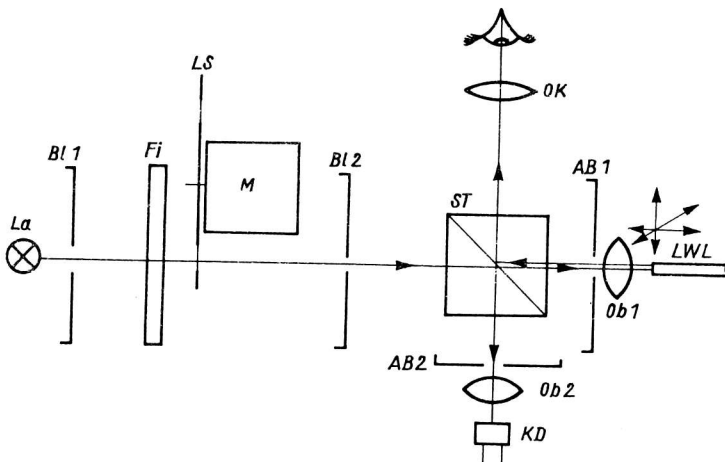


Bild 2: Schematischer Aufbau der Einkoppelvorrichtung

(La - Lampe, Bl1 - regelbare Blende, Fi - Metallinterferenzfilter, LS - Lochscheibe, M - Motor, Bl2 - Lochblende, ST - Strahlteiler, OK - Okular, AB1 - Aperturblende, Ob1 - Objektiv, LWL - Lichtwellenleiter, AB2 - Aperturblende, Ob2 - Objektiv, KD - Kontrolldiode)

Bild 2 zeigt den schematischen Aufbau der Einkoppelvorrichtung. Ein im Strahlengang liegender Strahlenteiler ermöglicht die visuelle Lagekontrolle der Abbildung und mittels x/y/z-Feintriebe wird die Stirnfläche des Steckers so justiert, daß in der Mitte des Lichtwellenleiterkerns eine scharfe Abbildung entsteht. Der Justiervorgang erfolgt im sichtbaren Bereich der Strahlung bei  $\lambda = 625 \text{ nm}$ , während alle Messungen bei  $\lambda = 850 \text{ nm}$  durchgeführt werden. Um die wellenlängenbedingte Verschiebung der Bildebene zwischen Justier- und Meßvorgang zu kompensieren, wurde das Objektiv mit einer Aperturblende versehen. Die dadurch bedingte Vergrößerung des Tiefenschärfenbereiches sichert eine scharfe Abbildung im interessierenden Wellenlängenbereich.

Die Lampe La, die regelbare Blende Bl1 und das auswechselbare Metallinterferenzfilter Fi bilden die Strahlungsquelle. Mit der Blende Bl1 wird der Strahlungsfluß und mit dem auswechselbaren Metallinterferenzfilter Fi die gewünschte Wellenlänge eingestellt. Die notwendige zeitliche Konstanz und kleine Halbwertbreite der Strahlung werden durch Verwendung einer hochstabilen Lampenstromquelle und der Metallinterferenzfilter erreicht.

Der drehzahlstabilisierte Motor M mit der Lochscheibe LS moduliert den Strahlungsfluß mit 1 kHz, so daß sich die Dunkelströme (DC) und die Fotoströme (AC) problemlos getrennt messen lassen.

Zur Messung der Dunkelströme wird der Strahlengang durch einen Schieber unterbrochen (nicht eingezeichnet). Das durch die Strahlungsquelle gleichmäßig ausgeleuchtete Loch der Blende Bl2 wird durch das Objektiv Ob1 entsprechend dem Abbildungsmaßstab verkleinert auf der Stirnfläche des Steckers abgebildet. AB1 ist die bereits erwähnte Aperturblende.

Der Strahlenteiler ST hat zwei Aufgaben zu erfüllen:

- visuelle Lagekontrolle der Abbildung mittels Strahlenteiler ST und Okular OK
- Abbildung des Loches der Blende Bl2 durch das Objektiv Ob2 auf der Kontrollfotodiode KD.

Da die Objektive Ob1 und Ob2 sowie die Blenden AB1 und AB2 identisch sind, werden die Abbildungen auf der Steckerstirnfläche und auf der Kontrollfotodiode auch identisch sein. Bei bekanntem Teilungsfaktor K des Strahlenteilers ST läßt sich über die Kontrollfotodiode KD der Strahlungsfluß in der Abbildung auf der Steckerstirnfläche kontrollieren und einstellen.

Bild 3 zeigt das elektrische Blockschaltbild dieses Meßplatzes.

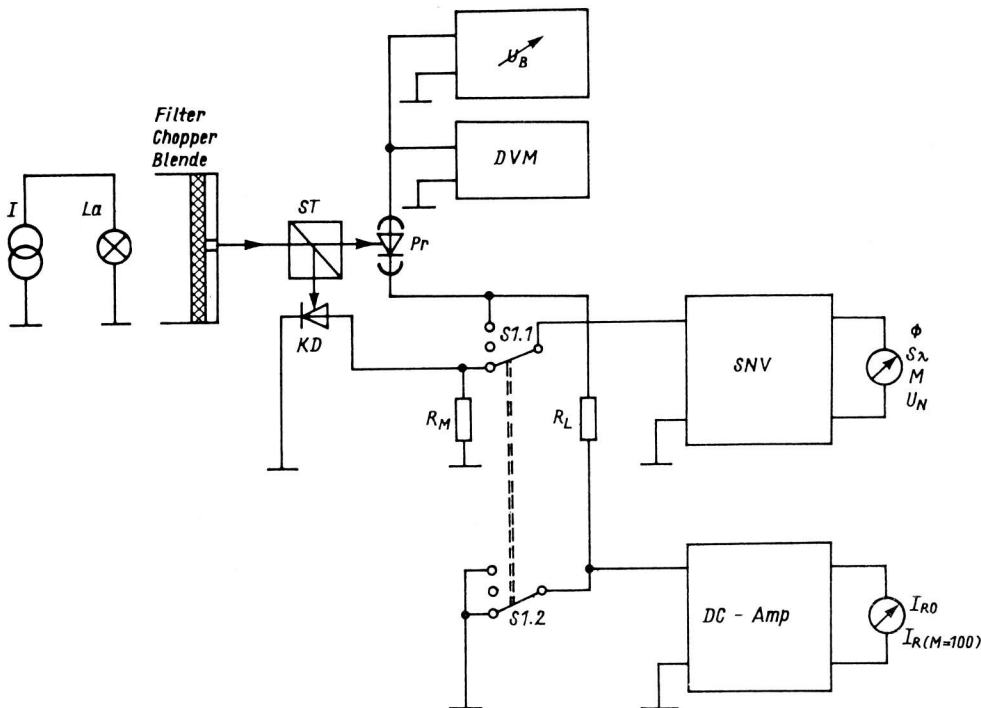


Bild 3: Blockschaltbild des statisch-optischen Meßplatzes

(I - Stromquelle, La - Lampe,  $U_B$  - Betriebsspannung, DVM - Digitalvoltmeter, ST - Strahlenteiler, KD - Kontroll-Fotodiode, Pr - Prüfling,  $R_M$  - Meßwiderstand, S1 - Schalter,  $R_L$  - Lastwiderstand, SNV - selektives Nanovoltmeter, DC-Amp - Gleichstromverstärker)

Die Betriebsspannungsquelle  $U_{CC}$  ist einstellbar ( $U_{CC} = 0 \dots 300 \text{ V}$ ).

Die eingestellte Betriebsspannung wird durch das Digitalvoltmeter DVM angezeigt.

Über den Schalter S1.1/S1.2 werden die Kontroll-Fotodiode oder der Prüfling an die entsprechenden Meßzweige geschaltet, um die gewünschten Parameter einstellen bzw. messen zu können.

Mit dem selektiven Nanovoltmeter SNV werden die Größen:

- Strahlungsfluß  $\Phi$  auf der Steckerstirnfläche
- absolute spektrale Empfindlichkeit  $S_\lambda$
- Multiplikationsfaktor  $M$
- Rauschspannung  $U_N$

und mit dem Gleichstrom-Meßzweig DC-Amp die Größen:

- Dunkelstrom  $I_{RO}$
- Dunkelstrom  $I_R$  bei  $M = 100$

gemessen.

Der Aufbau dieses Meßplatzes beinhaltet die sorgfältige Abschirmung und Wahl der Erdungspunkte, um das Grundrauschen der Meßanordnung klein zu halten.

Bei geeigneter Kalibrierung sind mit dieser Meßanordnung alle interessierenden Größen bis auf die äquivalente Rauschleistung NEP direkt ablesbar. Die äquivalente Rauschleistung NEP ist aus mehreren Meßgrößen zu errechnen.

Die äquivalente Rauschleistung NEP:

$$NEP = \frac{I_N}{S_\lambda \cdot M} \left[ \frac{W}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \quad (1)$$

$I_N$  = im Prüfling generierter Rauschstrom

$S_\lambda$  = absolute spektrale Empfindlichkeit bei  $U_B = 10 \text{ V}$

$M$  = Multiplikationsfaktor im gewählten Arbeitspunkt

Der Rauschstrom wird als Spannungsabfall am Lastwiderstand  $R_L$  (Bild 3) gemessen.

Da der Meßaufbau ein Grundrauschen aufweist, ist die gemessene Rauschspannung zu korrigieren. Damit läßt sich NEP wie folgt berechnen /13/:

$$NEP = \frac{\sqrt{U_{NM}^2 - U_{NG}^2}}{R_L \cdot \sqrt{\Delta f} \cdot S_\lambda \cdot M} \left[ \frac{W}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \quad (2)$$

$U_{NM}$  = gemessene Rauschspannung

$U_{NG}$  = Grundrauschen des Meßaufbaues

$R_L$  = Lastwiderstand

$\Delta f$  = Rauschbandbreite der Meßanordnung

Mit dem beschriebenen Meßaufbau lassen sich alle statischen und optischen Parameter unter Ausschluß der Steckerdämpfung bestimmen.

Da die Parameter von Avalanche-Fotodioden temperaturabhängig sind, wird die Meßfassung und damit der Prüfling auf  $\lambda_c = 25 \text{ °C}$  temperiert.

Die Bestimmungen der dynamischen Kenngröße "Verstärkungs-Bandbreite-Produkt VBP" ist über mehrere Verfahren möglich /14/. Im vorliegenden Fall wurde die Impulsmethode als optimal angesehen. Bild 4 zeigt den schematisch dargestellten Meßplatz.

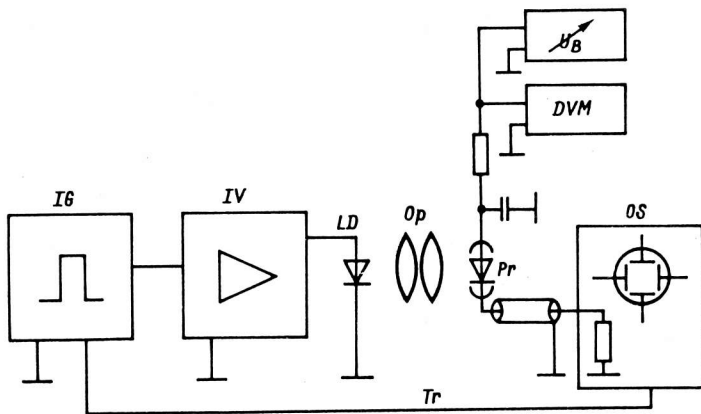


Bild 4: Blockschaltbild des Meßplatzes für das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt

(IG - Impulsgenerator, IV - Impulsverstärker, LD - Laserdiode, Op - Optik, Tr - Trigger-signal,  $U_B$  - Betriebsspannung, DVM - Digitalvoltmeter, Pr - Prüfling, OS - Oszillograf)

Als schnelle Impulsstrahlungsquelle wird eine Laserdiode LD mit einer optischen Impulsanstiegszeit  $t_r < 1$  ns eingesetzt. Der Impulsgenerator IG mit der Impulsendstufe IV liefert die benötigten steilen Stromimpulse zur Ansteuerung der Laserdiode LD und die Triggerimpulse  $T_r$  für den Samplingoszillografen OS. Über eine Optik Op wird die emittierte Strahlung in den Lichtwellenleiter eingekoppelt und mit der regelbaren Betriebsspannungsquelle  $U_B$  der Multiplikationsfaktor eingestellt. Am Samplingoszillografen OS wird das Fotostromsignal ausgewertet. Aus den Meßwerten wird die Kenngröße VBP berechnet.

Bei bekanntem Multiplikationsfaktor M wird das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt aus der gemessenen Anstiegszeit  $t_r$  (gemessen zwischen 10 % und 90 %) mit

$$VBP = \frac{K}{t_r} \cdot M \quad [\text{GHz}] \quad (3)$$

berechnet.

Der Faktor K wird durch diskrete Fourieranalyse mit

$$D_{\mu} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp \left( -j \frac{2\pi n \mu}{N} \right) \quad (4)$$

$D_{\mu}$  = Amplitude der Frequenz

N = Zahl der äquidistanten Abschnitte

$d_n$  = Stützstellenwert

$\mu$  = Nummer der Harmonischen

einmalig bestimmt und liegt in der Regel je nach verwendeter Impulsform zwischen 0,25 und 0,35.

Der gesamte Meßaufbau wurde über eine Vergleichsmessung mit ps-Impulsen kalibriert /15/.

#### 4. Spezifische Bauelementeeigenschaften

Die nachfolgenden Tabellen 4 und 5 geben ermittelte typische Kennwerte gemäß Datenerfassung innerhalb der Erzeugnisentwicklung wieder.

Tabelle 4: Meßwerte SP 104

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	typ. Wert	Einstellwerte
Dunkelstrom	$I_R$	nA	0,17	M = 100 $I_{Po} = 1$ nA
Absolute spektrale Empfindlichkeit	$S_\lambda$	$A \cdot W^{-1}$	0,49	$U_R = 10$ V $\lambda = 850$ nm $I_{Po} = 1$ nA
Äquivalente Rauschleistung	NEP	$W \cdot Hz^{-1/2}$	$7,10^{-15}$	M = 50 f = 1 kHz $R_L = 100$ k
Temperaturkoeffizient der Betriebsspannung bei konstantem M	$TK_{(M100)}$	%/grad	-0,4	M = 100 $\lambda = 850$ nm $I_{Po} = 1$ nA

Tabelle 5: Meßwerte SP 109

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	typ. Wert	Einstellwerte
Dunkelstrom	$I_{Ro}$	nA	0,04	$U_R = 20$ V
Dunkelstrom	$I_{Ro}$	nA	0,09	$U_R = 50$ V
Absolute spektrale Empfindlichkeit	$S_\lambda$	$A \cdot W^{-1}$	0,4	$U_R = 20$ V $\lambda = 850$ nm
Impulsanstiegs- und -abfallzeit	$t_r, t_f$	ns	0,8	$U_R = 20$ V $\lambda = 850$ nm
Impulsanstiegs- und -abfallzeit	$t_r, t_f$	ns	0,6	$U_R = 50$ V $\lambda = 850$ nm

Die Datenerfassung demonstriert einen hohen Sicherheitsabstand der typischen optoelektronischen Bauelementeeigenschaften gegenüber den Grenzwerten.

Einstellbare Multiplikationsfaktoren liegen typisch zwischen  $10^3$  und  $10^6$ . Extrem hohe Werte sind jedoch nur durch eine aufwendige Arbeitspunktstabilisierung realisierbar und deshalb von geringer Bedeutung für die Anwendungstechnik.

Bild 5 zeigt den Verlauf der spektralen Empfindlichkeit. Er unterscheidet sich für die Bauelemente SP 104 und SP 109 kaum und hat den für epitaxiierte Si-Fotodioden typischen Verlauf. Die spektrale Fotoempfindlichkeit beider Empfänger wird dominierend durch die Epitaxieschichtdicke bestimmt.

Bild 6 zeigt die Abhängigkeit des Multiplikationsfaktors der Lawinen-Fotodiode SP 104 von der auf  $U_{B(M=100)}$  normierten Betriebsspannung. Da die Betriebsspannung chargenabhängig zwischen 140 V und 300 V für einen Multiplikationsfaktor  $M = 100$  liegen kann, liefert die normierte Darstellung einen für alle Bauelemente typischen Multiplikationsverlauf im oben angegebenen Betriebsspannungsbereich. Die "weiche" Durchbruchcharakteristik der Lawinen-Fotodiode SP 104 erlaubt unter Beachtung der Grenzwerte ein problemloses Handhaben des Bauelements in der Schaltung.

Eine Ladungsträgermultiplikation findet bereits bei sehr kleinen Spannungen statt. Diese Multiplikation ist durch den deutlich negativen Temperaturkoeffizienten der Betriebsspannung nachweisbar.

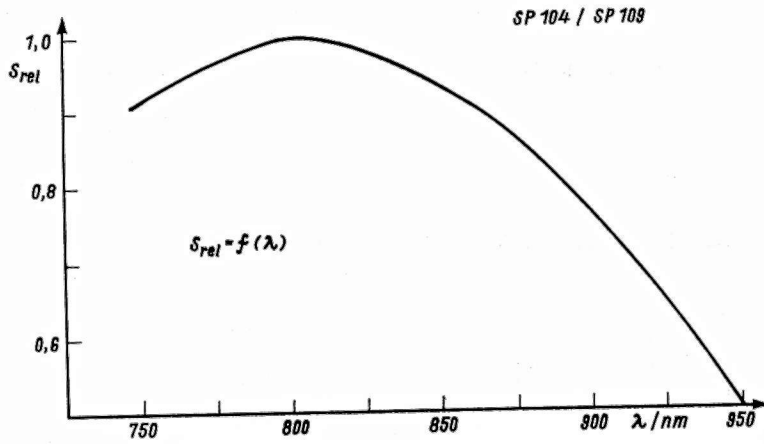


Bild 5: Typischer Verlauf der relativen spektralen Empfindlichkeit

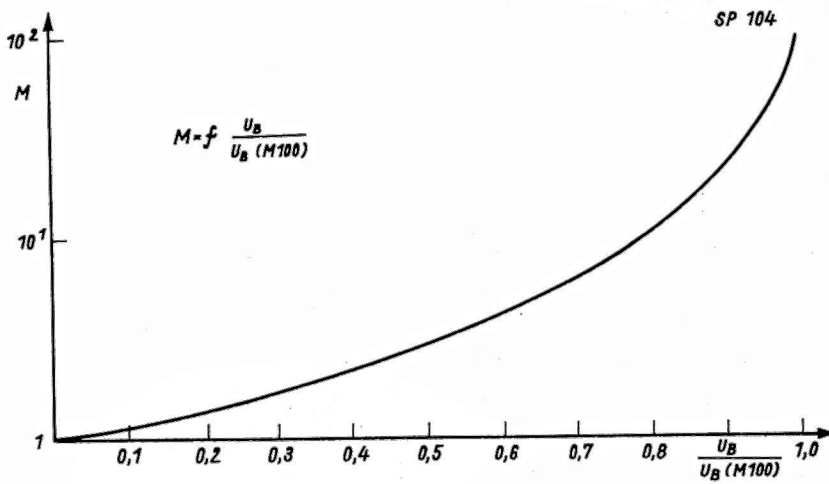


Bild 6: Multiplikationskennlinie

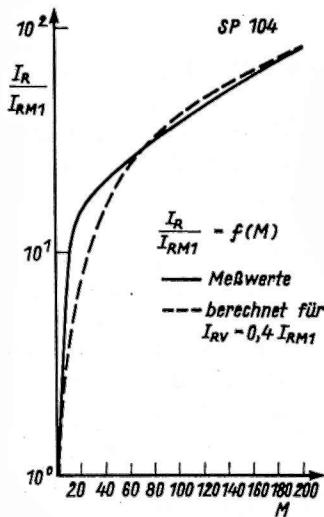


Bild 7: Abhängigkeit des Dunkelstromes vom Multiplikationsfaktor

Da der Beginn der Multiplikation nicht scharf fixierbar ist und deutliche individuelle Unterschiede auftreten, wird  $M = 1$  für  $U_B = 10$  V definiert.

Der Dunkelstrom einer Lawinen-Fotodiode setzt sich aus dem multiplizierten Volumen-Dunkelstrom  $I_{RV}$  und dem nichtmultiplizierten Oberflächen-Dunkelstrom  $I_{RO}$  zusammen. Gemeinsam mit dem Fotostrom  $I_P = M \cdot I_{PO}$  folgt der Hellstrom  $I_H$  einer Lawinen-Fotodiode:

$$I_H = M (I_{RV} + I_{PO}) + I_{RO} \quad (5)$$

Der Verlauf des Dunkelstromes  $I_R = MI_{RV} + I_{RO}$  einer gemessenen Diode (Bild 7) ist mittels der Annahme  $I_{RV} = 0,4 \cdot I_{R(M=1)}$  ( $I_{R(M=1)}$  = Dunkelstrom bei  $M = 1$ ) anzunähern. Die deutlichen Abweichungen sind auf die erfolgte Vereinfachung des Multiplikationsverhaltens durch Zusammenfassung zu dem gemittelten Multiplikationsfaktor  $M$  zurückzuführen. Tatsächlich unterscheidet sich der Multiplikationsfaktor für Elektronen deutlich von dem für Löcher und für beide Ladungsträgerarten ist er abhängig vom Generationsort /16/. Eine weitere mögliche Ursache besteht in lokalen Feldstärkeschwankungen. Eine exakte Analyse des Multiplikationsverhaltens ist jedoch für die makroskopischen Messungen zum Bauelementeverhalten nicht handhabbar. Deshalb ist Gleichung (5) für die qualitative Interpretation des Dunkelstromverhaltens gebräuchlich. Diese umrissene Problematik liegt auch der Diskussion des Rauschverhaltens zugrunde.

Der Rauschstrom  $I_N$  von Lawinen-Fotodioden im Multiplikationsbetrieb ist vorwiegend ein Schrottrauschen des Dunkel- wie des Fotostromes:

$$\overline{I_N^2} = 2 q_0 \cdot (I_{PO} + I_R) M^{2+x} \cdot \Delta f \quad (6)$$

$q_0$  = Elementarladung

Der Überschuss-Rauschfaktor  $M^x$  hängt vom Zahlen- und Ionisationskoeffizientenverhältnis der lawinenauslösenden Elektronen und Defektelektronen ab. Ersteres Verhältnis ist konstruktions- und wellenlängenabhängig, letzteres materialspezifisch. Es ist üblich, nicht den Rauschstrom, sondern die äquivalente Rauschleistung NEP gem. Definition (1) als Diodenkenngröße anzugeben.

Bild 8 zeigt den multiplikationsabhängigen Verlauf. Dieser demonstriert einen besonders günstigen Arbeitsbereich von etwa  $M = 40$  bis etwa  $M = 100$ . Hauptursache für das Auftreten eines Minimums ist der Anteil des nichtmultiplizierten Dunkelstromes. Gleichung (6) liefert auch das Verständnis für den Unterschied zwischen dem Hell- und Dunkelstromrauschen.

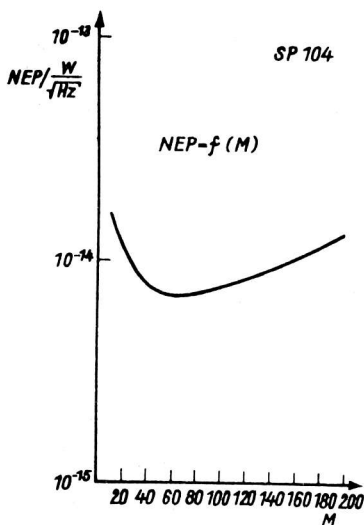


Bild 8: Abhängigkeit der äquivalenten Rauschleistung vom Multiplikationsfaktor (typisch)

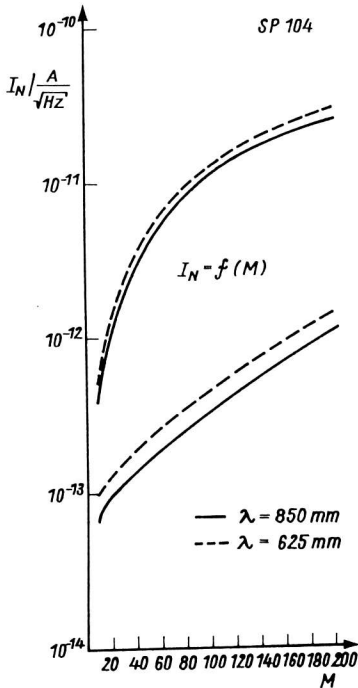


Bild 9: Dunkel- und Hellstromrauschen in Abhängigkeit vom Multiplikationsfaktor

Bild 9 zeigt die gemessenen Zusammenhänge. Die beiden oberen Kurven zeigen das Hellstromrauschen und die beiden unteren das Dunkelstromrauschen.

Da die Definition und damit auch die Ermittlung des Multiplikationsfaktors über die Vervielfachung des Fotostromes erfolgen, ist der Arbeitspunkt der Lawinen-Fotodiode von der Wellenlänge der verwendeten Strahlung abhängig.

Längerwellige Strahlung (850 nm) dringt tiefer in das Silizium ein. Demzufolge ist das Elektronen-Löcher-Zahlenverhältnis der lawinenauslösenden Ladungsträger für längerwellige Strahlung größer als für kürzerwellige. Der höhere Ionisationskoeffizient der Elektronen bewirkt somit eine niedrigere Betriebsspannung für längerwellige Strahlung bei festem Multiplikationsfaktor des Fotostromes. Diese niedrigere Betriebsspannung hat einen geringeren Dunkelstrom zur Folge, also auch ein geringeres Dunkelstromrauschen. Dies erklärt sowohl die Unterschiede zwischen den Rauschstromverläufen bei unterschiedlichen Strahlungswellenlängen der Multiplikationsfaktoreinstellung als auch die gegenüber den Dunkel-Rauschströmen geringeren Differenzen der Hell-Rauschströme.

Bild 10 zeigt den Abfall des Multiplikationsfaktors bei konstanter Spannung und steigender Lichtleistung. Je höher der gewählte Multiplikationsfaktor ist, desto früher macht sich dieser Effekt bemerkbar. Hierfür sind die freien Ladungsträger im Hochfeldbereich der Raumladungszone (Umgehung des pn-Überganges) verantwortlich. Sie bauen das von den ortsfesten Ionen (Akzeptoren und Donatoren) in der Raumladungszone errichtete elektrische Feld durch Kompensation wieder ab.

Das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (Gl. 3) steigt erwartungsgemäß linear mit dem Multiplikationsfaktor  $M$  an, bis eine Begrenzung des dynamischen Verhaltens wirksam wird (Bild 11).

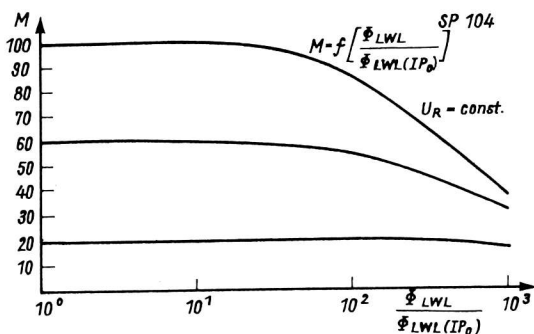


Bild 10: Abhängigkeit des Multiplikationsfaktors von der Eingangsleistung



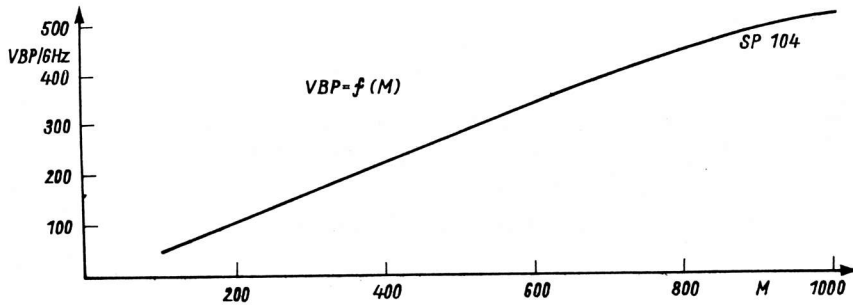


Bild 11: Abhängigkeit des Verstärkungs-Bandbreite-Produktes vom Multiplikationsfaktor

Das dynamische Verhalten einer Lawinen-Fotodiode wird bei vorgegebener Beschaltung durch die Gesamtkapazität (RC-Zeitkonstante), die Ladungsträgerlaufzeit durch die Raumladungszone und die Lawinenlaufzeit innerhalb der Hochfeldzone geprägt.

Nur letztere ist vom Multiplikationsfaktor abhängig, wenn oberhalb einer für die Sättigungsdriftgeschwindigkeit der Löcher und für eine volle Verarmung der Epitaxieschichtdicke ausreichenden Spannung gearbeitet wird. Diese Lawinenlaufzeit ist gemäß Bild 11 bei einem Multiplikationsfaktor von 1000 begrenzend und damit in der Größenordnung von etwa  $6 \cdot 10^{-10}$  s bei  $M = 10^3$ .

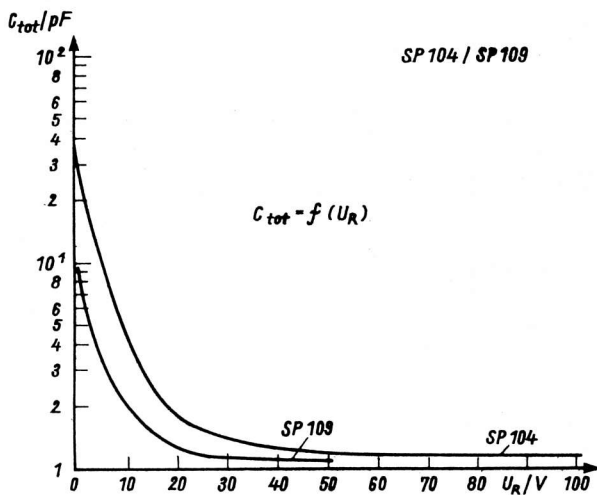


Bild 12: Kapazitätskennlinien SP 104/SP 109

Da der Unterschied der Bauelementestrukturen SP 104/SP 109 nur in der zusätzlich implantierten Hochfeldzone der Lawinen-Fotodiode SP 104 besteht, streben beide Kapazitätskennlinien (Bild 12) einem Kapazitätswert entgegen. Dieser wird durch die Gehäusekapazität (etwa 0,6 pF) und die Epitaxieschichtdicke (etwa 25  $\mu\text{m}$ ) bestimmt.

Literatur

- /1/ Glaser, W.: Optische Nachrichtentechnik - mehr als eine Alternativlösung  
Nachrichtentechnik Elektronik, Berlin 35(1985)4, S. 123 - 124
- /2/ Steinhäuser, L.: 8 Mbit/s- Lichtleiter-Nachrichtenübertragungssystem für den Nahverkehrsbereich  
Fernmeldetechnik, Berlin 23(1983)5, S. 173 - 177
- /3/ Behrendt, R.; Hartmann, J.-D.: Diskrete Halbleiterstrahlungsempfänger  
Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 33(1984)10, S. 626 - 632
- /4/ SP 109 (Datenblatt)  
In: Datenblattsammlung "Elektronische Bauelemente"  
Ausgabe 1/84 "Neue und weiterentwickelte Bauelemente"  
Berlin: VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin 1984
- /5/ SP 104 (Datenblatt)  
In: Datenblattsammlung "Elektronische Bauelemente"  
Ausgabe 1/84 "Neue und weiterentwickelte Bauelemente"  
Berlin: VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin 1984
- /6/ Werkstandard EBS-GO 3006  
VEB Kontaktbauelemente und Spezialmaschinenbau Gornsdorf
- /7/ Werkstandard WF-S 1249  
VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin
- /8/ WP 157 382 DD. Optoelektronische Halbleiterbauelemente mit Lichtleiteranschluß
- /9/ TGL 31 246. Halbleiterbauelemente; Optoelektronische Bauelemente; Allgemeine technische Bedingungen.- 1984
- /10/ TGL 32 377/01. Bauelemente der Elektronik; Allgemeine Begriffe.- 1980
- /11/ TGL 55 106 (E). Halbleiterbauelemente; Si-pin-Fotodiode SP 109; Technische Bedingungen
- /12/ TGL 39 701 (E). Halbleiterbauelemente; Si-Lawinenfotodiode SP 104; Technische Bedingungen
- /13/ TGL 34 579/05 (E). Halbleiterbauelemente; Meßverfahren für optoelektronische Strahlungsempfänger; Leerlaufspannung
- /14/ Both, W.; Behrendt, R.; Kriegel, B.; Mertins, D.: Gain-Bandwidth Product of Avalanche Photodiodes  
Vortrag IMEKO-Tagung, Weimar 1984
- /15/ Both, W.: Dynamisches Verhalten von Lawinenfotodioden  
Nachrichtentechnik Elektronik, Berlin 35(1985)1, S. 29 - 30
- /16/ McIntyre, R. J.: Multiplication Noise in Uniform Avalanche Diodes  
IEEE Trans. Electron. Devices, New York Vol. ED-13(1966)1, S. 164 - 168

# PCM-Schaltkreise U 1001 C, U 1011 C und U 1021 C/D

## 1. Allgemeines

Die Schaltkreise U 1001 C, U 1011 C, U 1021 C/D wurden in Zusammenarbeit zwischen dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin und dem VEB Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik Dresden entwickelt und werden in CMOS-Silicon-Gate-Technologie gefertigt.

Sie dienen zur Realisierung von Schnittstellen zwischen analogen und digitalen Sprachsignalen in PCM 30-Systemen. In ihren technischen Daten entsprechen sie den CCITT-Empfehlungen G. 711, G. 712 und G. 714.

Beim PCM 30-System werden die Signale von 30 Eingangskanälen zeitmultiplex miteinander verschachtelt. Diese 30 Sprachkanäle bilden gemeinsam mit einem Steuer- und einem Synchronkanal eine sogenannte Primärgruppe. Um die nach CCITT übliche Bandbreite von 300 ... 3400 Hz zu realisieren, wird auf einem Kanal mit einer Abtastfrequenz von 8 kHz gearbeitet. Die so erzielten Abtastwerte werden quantisiert und als 8-Bit-Codewort seriell übertragen. Dies bedeutet, daß pro Kanal eine Übertragungsgeschwindigkeit von 64 Kbit/s und für die gesamte Primärgruppe von 2,048 Mbit/s erzielt wird.

Um das Signal-/Störspannungs-Verhältnis möglichst unabhängig von der Signalamplitude zu machen, wird bei der Quantisierung der Abtastwerte eine Kompondierung vorgenommen (Kompression in Sende-richtung, Expansion in Empfangsrichtung). Sie erfolgt nach dem A-Kompondierungs-Kode (A-law - logarithmischer Verlauf der Kompondierungskennlinie). Diese Kennlinie wird in der Praxis durch 13 Geradenstücke angenähert, die wiederum in 16 Intervalle unterteilt werden.

## 2. Kurzbeschreibung der Spezialschaltkreise U 1001 C, U 1011 C und U 1021 C/D

### 2.1. Filterschaltkreis U 1001 C

Der U 1001 C wurde speziell zur Filterung des für die PCM-Codec-Anwendung vorgesehenen Sprachbandes bei einer Abtastfrequenz von 8 kHz entwickelt und enthält sowohl das Sendefilter (mit CMOS-OV) als auch das Empfangsfilter einschließlich der Leistungsverstärker.

### 2.2. Codec-Schaltkreis U 1011 C

Der U 1011 C ist ein Schaltkreis mit kompondierender Kennlinie nach dem A-Kompondierungs-Kode (erfüllt die technischen Forderungen o. g. CCITT-Empfehlungen) und besteht aus:

- Sender (Coder): A/D-Wandler zur Wandlung des NF-Signals in die PCM-Kodewortfolge,
- Empfänger (Decoder): D/A-Wandler zur Wandlung der PCM-Kodewortfolge in ein pulsamplitudenmoduliertes NF-Signal (PAM).

Die digitalen Ein- und Ausgänge (Empfänger und Sender) sind seriell ausgeführt und übertragen die 8-Bit-Datenworte, in denen die Information eines analogen Abtastwertes (8 kHz Abtastfrequenz) enthalten sind.

### 2.3. Zeitlagensteuerschaltkreis U 1021 C/D

Dieser Interface-Schaltkreis dient zur Ansteuerung der Schaltkreise U 1001 C (Filter) und U 1011 C (Codec) in digitalen Vermittlungsanlagen und ist zur Steuerung von vier Teilnehmern (vier Kanäle) mit jeweils einem Codec und Filter vorgesehen. Der U 1021 C/D steuert das Ein- und Auslesen der digitalen Informationen am Codec und den Bereitschaftszustand des Filters. Die vom U 1021 C/D erzeugten Zeitlagenimpulse synchronisieren die angeschlossenen Kanäle bezüglich der gesendeten bzw. empfangenen PCM-Daten.

Der Zeitlagensteuerschaltkreis wird von einer übergeordneten Steuerung (z. B. Mikrorechner) programmiert (s. Abschn. 4.).

### 3. Grundsaltung mit den Schaltkreisen U 1001 C, U 1011 C, U 1021 C/D

Da die Schaltkreise U 1001 C, U 1011 C, U 1021 C/D Spezialschaltkreise für den gemeinsamen Einsatz in Geräten der Nachrichtentechnik darstellen, beschränken sich die Schaltungsmöglichkeiten auf den in Bild 2 gezeigten Grundsaltungstyp. Der zusätzliche Bauelementeaufwand beschränkt sich dabei auf einige wenige passive Bauelemente, wie z. B. Stütz- und Siebkondensatoren mit den für CMOS-Schaltungen üblichen Werten (Bild 1).

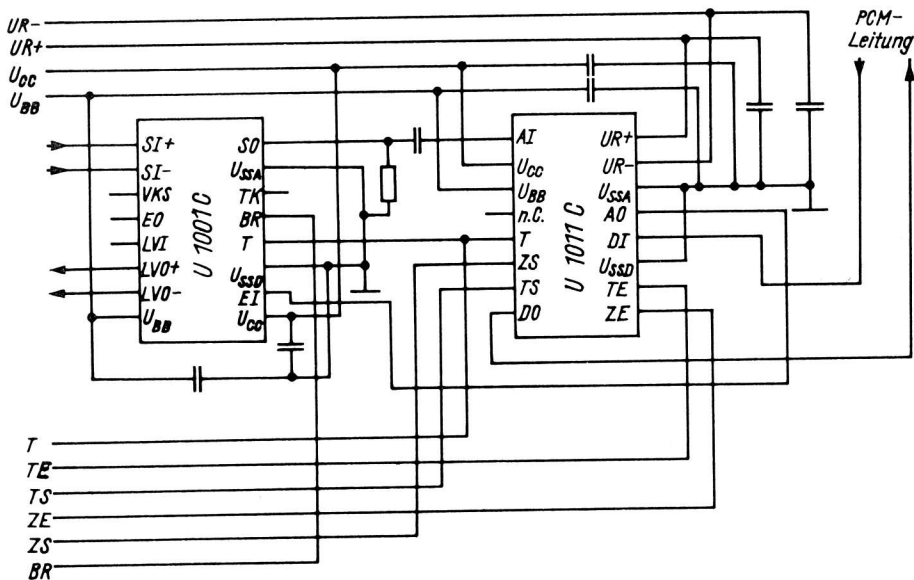


Bild 1: Zusammenschaltung U 1001 C, U 1011 C einschließlich passiver Bauelemente

Beim Schaltkreis U 1001 C sind die Masseanschlüsse  $U_{SSA}$  (analoge Masse) und  $U_{SSD}$  (digitale Masse - nur Eingang) intern nicht miteinander verbunden. Sie sollten in unmittelbarer Nähe des Schaltkreises zusammengeschaltet werden, um Wechselwirkungen von Masseströmen zu vermeiden. Von diesem gemeinsamen Massepunkt sollten Ableitkondensatoren gegen  $U_{CC}$  und  $U_{BB}$  geschaltet werden. Sind mehrere Schaltkreise U 1001 C auf der Leiterkarte vorhanden, sollten deren gemeinsame Massepunkte sternförmig zu einem gemeinsamen Masseanschluß geführt und dieser ebenfalls gegen  $U_{CC}$  und  $U_{BB}$  entkoppelt werden.

### 4. Programmierung des Zeitlagensteuerschaltkreises U 1021 C/D

Die Programmierung des Schaltkreises U 1021 C/D wird üblicherweise durch eine übergeordnete Steuerung (z. B. Mikrorechner) erfolgen, wobei die angegebenen Programmierbedingungen durch geeignete Software problemlos eingehalten werden können. Eine ordnungsgemäße Programmierung läßt sich aber ebenfalls durch geeignete Logikschaltungen hardwaremäßig realisieren. Eine solche Schaltung ist in Bild 3 dargestellt.

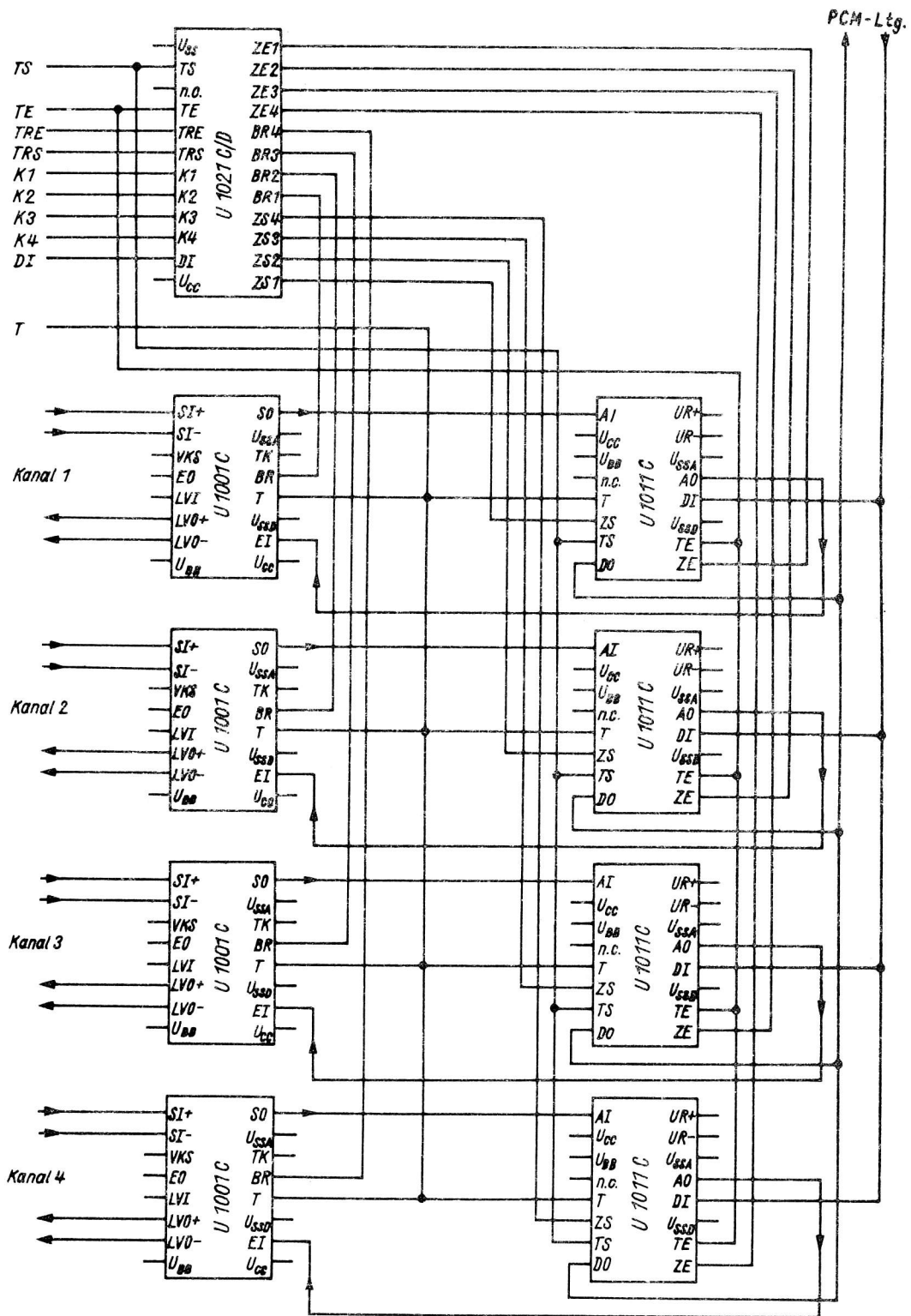


Bild 2: Zusammenschaltung U 1001 C, U 1011 C, U 1021 C/D

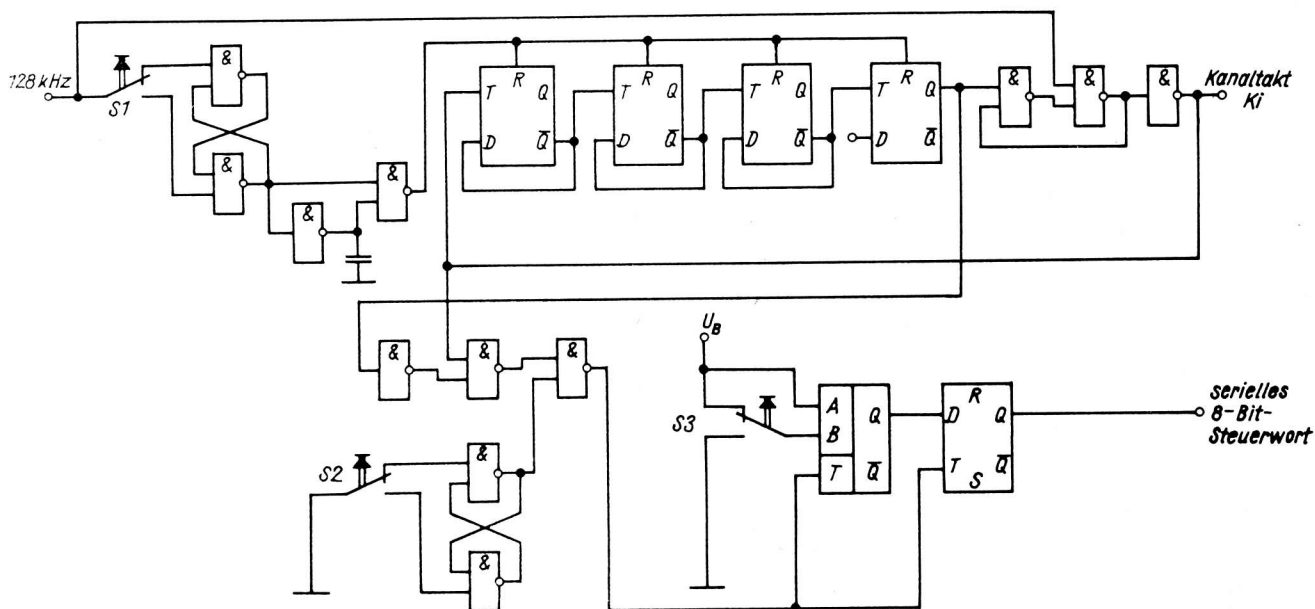


Bild 3: Programmierschaltung (hardwaremäßig) für U 1021 C/D

Durch Betätigung der Schalter S3 (HIGH/LOW) und S2 (Takt) wird das 8-Bit-Steuerwort in ein Schieberegister eingelesen. Durch anschließende Betätigung von S1 werden 8 Takte mit einer Frequenz von 128 kHz an den ausgewählten Eingang Ki des U 1021 C/D gelegt. Diese 8 Takte gelangen gleichzeitig an den Takteingang des Schieberegisters, so daß das 8-Bit-Steuerwort zeitlich richtig an den Eingang DI des U 1021 C/D gelangt und eingelesen werden kann.

Da mit dieser Schaltung eine Programmierung - auf Grund der mechanischen Schalterbetätigungen - relativ zeitaufwendig wird, kann sie eine Mikrorechnersteuerung natürlich nicht ersetzen. Sie eignet sich nur für zeitlich unkritische Einsatzfälle (z. B. Laboraufbauten).

#### Literatur:

- /1/ Applikationsbericht über PCM-Schaltkreise U 1001 C, U 1011 C, U 1021 C/D  
VEB ZFT Mikroelektronik Dresden, Aug. Sept. 1985
- /2/ TGL 43 428 Integrierte Halbleiterschaltkreise. PCM-Kanalfilterschaltkreis U 1001 C.  
Technische Bedingungen
- /3/ TGL 43 429 Integrierte Halbleiterschaltkreise. PCM-Kodier- und Dekodierschaltkreis U 1011 C.  
Technische Bedingungen
- /4/ Datenblattsammlung "Elektronische Bauelemente" Ausg. 1/85  
VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
- /5/ Aktive elektronische Bauelemente Neuheiten/Weiterentwicklungen (Kurzübersicht 1986)  
VEB Kombinat Mikroelektronik

A. Haenelt

Dipl.-Ing. Joachim Mrosk

VEB Mikroelektronik "R. Harnau" Großräschen  
im VEB Kombinat Mikroelektronik

## Neue Gleichrichterioden für die Leistungselektronik

### 1. Allgemeines

Der Entwicklungstrend der Leistungselektronik ist verbunden mit der Erhöhung der Wirtschaftlichkeit durch eine bessere Realisierung der elektronischen Funktion.

Auf dem Gebiet der Stromversorgungstechnik bestehen zunehmend Forderungen der Geräteindustrie nach Bauelementen, die eine Erhöhung der Arbeitsfrequenzen von getakteten Stromversorgungen ermöglichen. Durch eine Erhöhung der Arbeitsfrequenz können die Maße wesentlicher Bauteile, wie Transformatoren, Drosseln, Kondensatoren u. a. verringert werden. Von Interesse ist weiterhin die Erhöhung des elektrischen Wirkungsgrades. Um diesen Forderungen nachzukommen, sind Leistungsgleichrichterioden mit geringen Durchlaßverlusten und gleichzeitig geringen Schaltverlusten erforderlich.

Der VEB Mikroelektronik "Robert Harnau" Großräschen kann gegenwärtig die ersten Typvertreter von zwei neuen Gleichrichtertechnologien der Anwenderindustrie der DDR anbieten.

Es handelt sich um die

- Epitaxial-Leistungsgleichrichterdiode SY 625 /1/
- Schottky-Leistungsgleichrichterioden SY 525 und SY 526 /2/, /3/

Allen Gleichrichtertypen ist gemeinsam, daß sie sich in einem Metallschraubgehäuse befinden (Bild 1).

Die wichtigsten Daten sind in der Tabelle 1 zusammengefaßt.

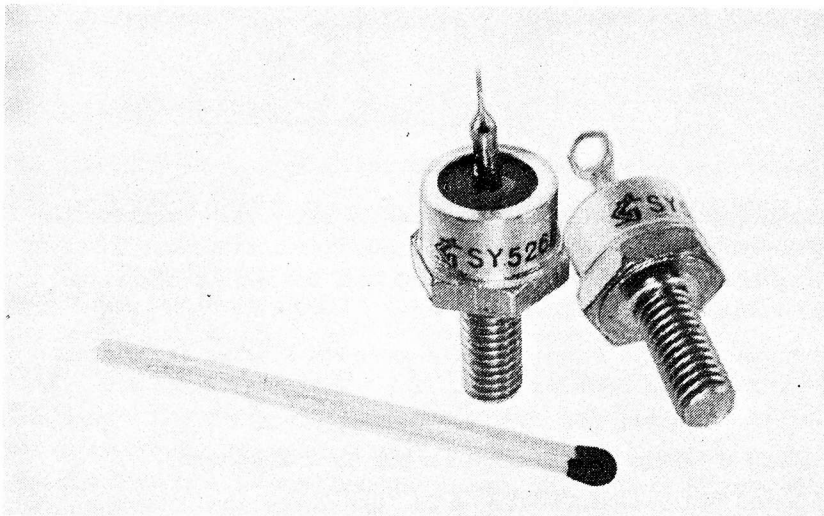


Bild 1: Die neuen Gleichrichterioden im H4-Gehäuse (Werkfoto)

Tabelle 1: Wichtige Kenndaten der Dioden SY 525/526 und SY 625

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	SY 525	SY 526	SY 625
Mittlerer Durchlaßstrom	$I_{FAV}$	A	30	25	25
Durchlaßspannung	$U_{FM}$	V	0,60 <sup>1)</sup> bei $I_F = 30$ A	0,47 <sup>2)</sup> bei $I_F = 25$ A	0,85 <sup>2)</sup> bei $I_F = 20$ A
Period. Sperrspannung	$U_{RRM}$	V	30 ... 80	30 ... 45	50 ... 200
Period. Sperrstrom	$I_{RRM}$	mA	30 <sup>1)</sup>	200 <sup>2)</sup>	3 <sup>2)</sup>
Max. Sperrschichttemperatur	$\theta_j$	°C	175	150	150
Stoßstrom	$I_{FSM}$	A	600	500	420
Innerer Wärmewiderstand	$R_{thjc}$	KW <sup>-1</sup>	1,6	1,6	1
Gesamtkapazität	$C_{tot}$	pF	2000	3000	-
Spannungsanstieg	$du_R/dt$	V/ $\mu$ s	1000	1000	-
Sperrerrholungszeit	$t_{rr}$	ns	-	-	50
Überstrom in Sperrrichtung	$I_{R(OV)}$	A	2 <sup>4)</sup>	-	-

Anm.:

1)  $\theta_c = 150$  °C

2)  $\theta_c = 100$  °C

3) für  $60$  V  $\leq U_{RRM} \leq 80$  V ist  $U_{FM} = 0,68$  V ( $\theta_c = 150$  °C)

4)  $L = 30$   $\mu$ H,  $f = 1$  kHz

## 2. Gleichrichterdiode SY 625

Im Ergebnis der Realisierung von Leistungsgleichrichterdiolen mit möglichst kurzen Schaltzeiten und möglichst geringen Schaltverlusten konnte die Epitaxial-Leistungsgleichrichterdiode SY 625 entwickelt werden. Diese Diode ist besonders stark in Richtung niedriger Sperrerrholungszeiten optimiert. Ebenfalls werden niedrige Flußspannungsabfälle erreicht.

Diese guten Eigenschaften ziehen aber andererseits Nachteile beim inversen Betrieb der Dioden nach sich. So werden gegenwärtig Sperrspannungen zwischen 50 ... 200 V erreicht. Durch eine Veränderung des Abstandes der hochdotierten Zonen ist eine Sperrspannungserhöhung bis 400 V möglich.

Die zur Zeit angebotenen Dioden sind bis zu einem Dauergrenzstrom von 28 A einsetzbar.

Die Flußspannung beträgt 0,85 V ( $\theta_c = 100$  °C) bzw. 0,95 V ( $\theta_c = 25$  °C).

Der maximale periodische Sperrstrom beträgt bei  $\theta_c = 100$  °C und der jeweiligen Spannungs-klasse 3 mA.



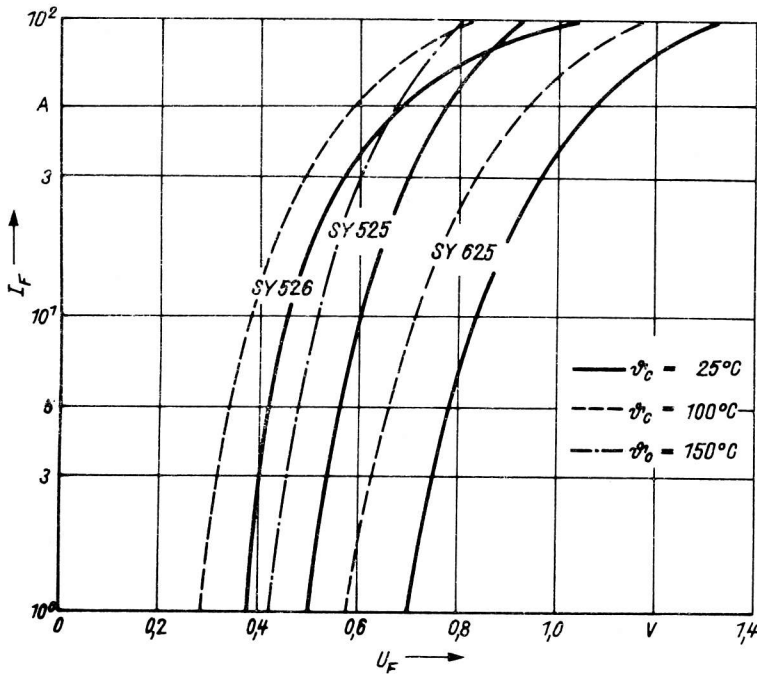


Bild 2: Typische Durchlaßkennlinien

### 3. Gleichrichterioden SY 525 und SY 526

Die Schottky-Leistungsgleichrichterioden unterscheiden sich wesentlich in den Kenndaten durch das eingesetzte Metall für die Bildung des Schottkykontaktes.

Charakteristisch für den Typ SY 525 ist die hohe Sperrschichttemperatur von 175 °C. Dieser Typ ist für einen Dauergrenzstrom von 30 A konzipiert. Die Flußspannung beträgt hierbei 0,60 V bzw. 0,68 V für die Spannungsbereiche 30 ... 50 V bzw. 60 ... 80 V. Bei  $\vartheta_c = 150$  °C und der jeweiligen Spannungsklasse beträgt der maximale Sperrstrom 30 mA.

Wegen der guten thermischen Stabilität können Überspannungen zugelassen werden, die Impulssperrströme bis zu 2 A ( $t_p/T < 0,1$ ) erlauben.

Auf Grund dieser Eigenschaft wird ein Energieableitvermögen erreicht, das in der Lage ist, die gespeicherte Energie von Induktivitäten, die sich in unerwünschten Spannungsspitzen darstellt, aufzunehmen.

Die Auswahl der Gleichrichter für die Dimensionierung von Impulsschaltungen muß demnach nicht nach der Höhe von kurzzeitig auftretenden Spannungsspitzen erfolgen.

Der Typ SY 526 ist bis zu einer Sperrschichttemperatur von 150 °C einsetzbar.

Die Flußspannung beträgt bei diesem Typ 0,47 V bei  $I_F = 25$  A und  $\vartheta_c = 100$  °C. Der Sperrspannungsbereich beträgt 30 ... 45 V bei einem Sperrstrom von 200 mA ( $\vartheta_c = 100$  °C).

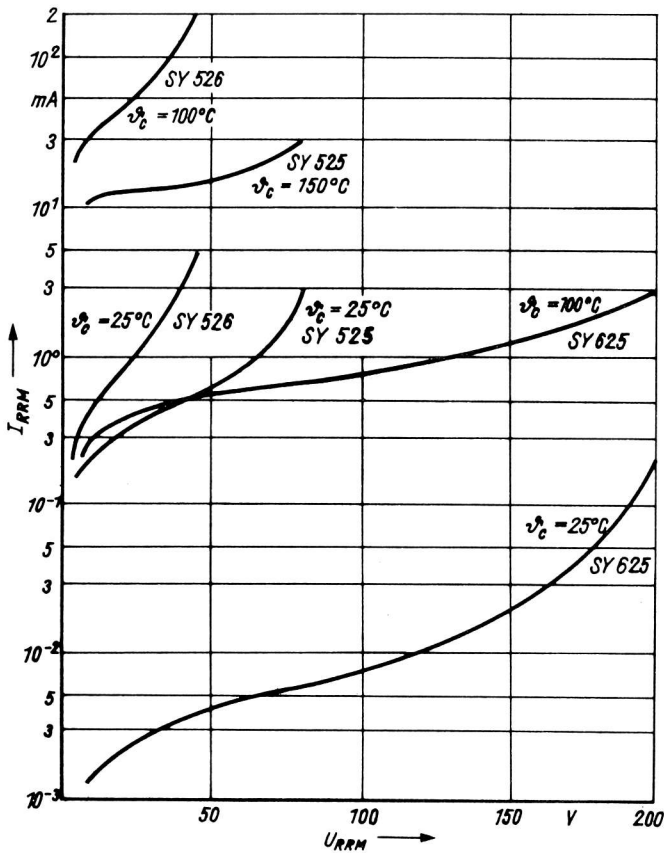


Bild 3: Sperrkennlinien

Bei beiden Schottky-Dioden-Typen liegt der für das dynamische Verhalten wichtige Differentialquotient  $du_R/dt$  bei  $1000 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Durch diesen Quotienten wird die Geschwindigkeit charakterisiert, mit der die Sperrspannung repetierend angelegt werden darf.

#### 4. Anwendung

Mit den vorgestellten Gleichrichterdiolen kann die Anwenderindustrie eine Auswahl treffen, um je nach Anwendungsfall eine optimale Lösung ihrer Schaltungskonzeption zu finden. Hauptanwendungsgebiete der Gleichrichterdiolen sind, wie eingangs erwähnt, Geräte der Stromversorgungstechnik. So können z. B. diese Diolen vorteilhaft in Transverterschaltungen (Durchfluwandler, Sperrwandler, Gleichspannungswandler u. ä.) eingesetzt werden.

Einen typischen Anwendungsfall als Sperrwandlerschaltung zeigt Bild 4. Das in getakteten Netzgeräten angewendete Prinzip geht auf das Verfahren zurück, analoge Größen zur potentialfreien Übertragung mit einem höherfrequenten Takt in eine Wechselgröße umzuformen und diese nach der transformatorischen Übersetzung wieder gleichzurichten.

Bedingt durch die geringe Sperrerrholungszeit der Diolen V2, V3 und V4 wird die für Sperrwandler typische Spannungsüberhöhung der Kollektor-Emitterspannung für den Sperrfall des Leistungstransistors V1 unterdrückt. Dadurch tritt eine Verringerung der Verlustleistung der Transistorstufe

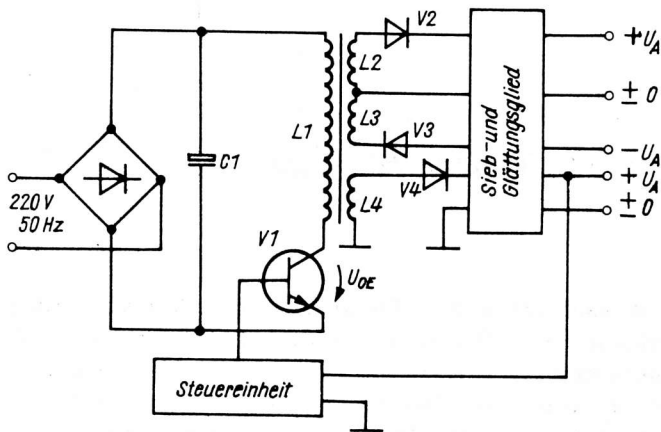


Bild 4: Prinzipschaltung einer Sperrwandlerschaltung

ein und durch die niedrigen Durchlaßspannungsabfälle der Dioden wird dessen Verlustleistung beträchtlich verringert. Insgesamt kann dadurch der Wirkungsgrad der Geräte der Stromversorgungstechnik wesentlich gesteigert werden.

#### Literatur:

- /1/ TGL 43 352 Halbleiterbauelemente Epitaxial-Leistungsgleichrichter-Dioden SY 625  
Technische Bedingungen
- /2/ TGL 43 350 Halbleiterbauelemente Schottky-Leistungsgleichrichterdiode SY 525  
Technische Bedingungen
- /3/ TGL 43 351 Halbleiterbauelemente Schottky-Leistungsgleichrichterdiode SY 526  
Technische Bedingungen
- /4/ Elstner, L.; Hadamovsky, H.-F.; Kamprath, W.: Schottky-Leistungsgleichrichterdiode  
Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 33 (1984) 6, S. 379
- /5/ Elstner, L.; Hadamovsky, H.-F.; Kamprath, W.; Mrosk, J.: Schottky-Dioden SY 525 und SY 526  
Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 35 (1986) 3, S. 195

Dipl.-Ing. Dieter Falsch

Ingenieurbetrieb für die Anwendung  
der Mikroelektronik Frankfurt/Oder

## Universeller Temperaturmeßverstärker mit digitaler Anzeige

### 1. Einführung

In der Industrie ist die Temperatur eine der am häufigsten zu erfassenden physikalischen Größen. Nach Umwandlung der Temperatur in eine elektrische Größe (Spannung, Strom, Widerstand usw.) ist es einfach, sie zur Anzeige zu bringen, selbst wenn größere Entfernungen zwischen Meßstelle und Anzeige überbrückt werden müssen, die Meßstelle schwer zugänglich ist und geringe Temperaturdifferenzen oder sehr hohe bzw. tiefe Temperaturen gemessen werden sollen. Um eine ausreichende Anzeigeempfindlichkeit zu erreichen, die Pegel- und Impedanzverhältnisse anzupassen, Leitungsverluste zu kompensieren usw., werden in den meisten Fällen zwischen Temperaturfühler und Anzeige geeignete Meßverstärker eingefügt. Diese Temperaturmeßverstärker sind normalerweise für einen bestimmten Temperaturfühler ausgelegt. Auch der Temperatur- und Anzeigebereich und andere Parameter lassen sich dabei kaum oder nur in gewissen Grenzen beeinflussen. Sollen nun andere Meßfühler eingesetzt oder z. B. der Temperaturbereich erweitert werden, so ist der Meßverstärker durch umfangreiche Schaltungsänderungen anzupassen bzw. durch einen neuen, speziell zugeschnittenen zu ersetzen.

Im folgenden wird ein relativ einfacher, den meisten Anforderungen genügender Temperaturmeßverstärker beschrieben, an den alle üblichen elektrischen Temperaturfühler wie Widerstandsfühler mit positivem oder negativem Temperaturkoeffizienten, Thermoelemente und Halbleitertemperaturfühler durch entsprechende Beschaltung der Anschlüsse und Bestückung der Leiterplatte angeschlossen werden können und dessen Parameter sich in weiten Grenzen beeinflussen lassen. Am Ausgang des Meßverstärkers steht eine der Temperatur proportionale Spannung zur Verfügung, die mit dem auf der gleichen Leiterplatte befindlichen 3-Digit-A/D-Wandler C 520 D für die digitale Anzeige aufbereitet wird.

### 2. Blockschaltbild

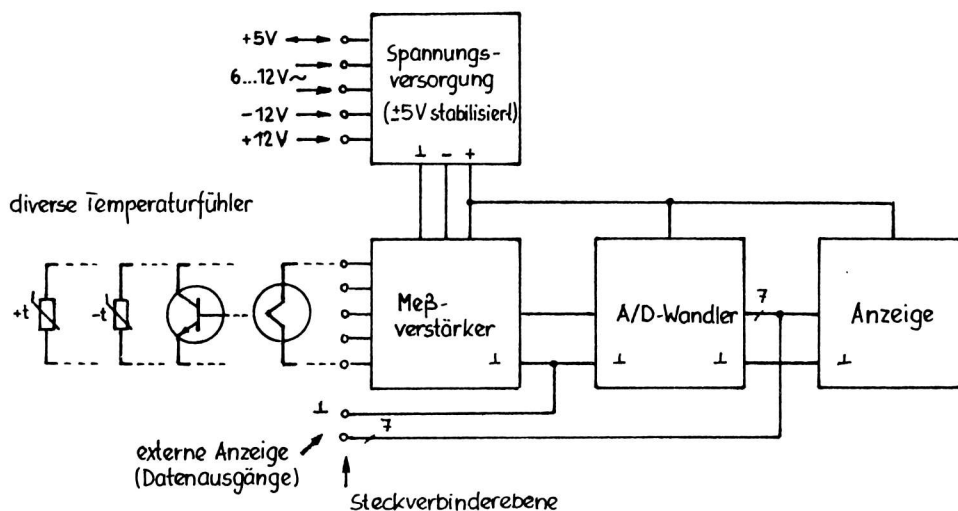


Bild 1: Blockschaltbild für digitale Temperaturmessung

Der Temperaturmeßverstärker mit digitaler Anzeige (im folgenden: Temperaturanzeige), besteht im wesentlichen aus den Baugruppen Meßverstärker, A/D-Wandler, Anzeige und Spannungsversorgung (Bild 1). Im Temperaturmeßverstärker wird die vom Temperaturfühler in Abhängigkeit von der Temperatur erzeugte Strom-, Spannungs- oder Widerstandsänderung in eine für den A/D-Wandler auswertbare Spannung umgewandelt und/oder verstärkt. Die vom A/D-Wandler zur Verfügung gestellten Digitalwerte werden durch die Anzeige mit Hilfe von Lichtemitteranzeigen sichtbar gemacht. Die Spannungsversorgung liefert alle für den Betrieb der Temperaturanzeige benötigten Spannungen, wobei sie aus den unterschiedlichsten Eingangsspannungen gewonnen werden können.

### 3. Applikationsbeispiele

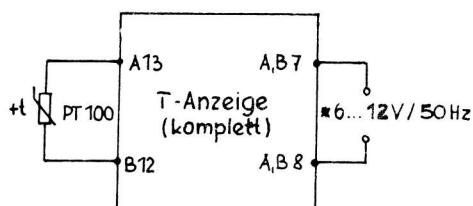


Bild 2: Anschluß PT 100 (Temperaturbereich  $-99 \dots +299 \text{ }^{\circ}\text{C}$ )

\*Anschluß von  $7 \dots 20 \text{ V}$  Gleichspannung ebenfalls möglich (Verpolschutz)

Bild 2 zeigt eine Temperaturmessung mit Widerstandsthermometer PT 100. Es wurden folgende Werte erreicht.

Versorgungsspannung:	6 ... 12 V/50 Hz
Stromaufnahme:	ca. 100 mA (D 348 D)
Temperaturanzeigebereich:	$-99 \dots +200 \text{ }^{\circ}\text{C}$
Umgebungstemperatur:	$0 \dots 50 \text{ }^{\circ}\text{C}$
Nullpunktdrift ( $15 \dots 35 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ):	$\pm 1 \dots 2 \text{ Digit}$
Gesamtfehler (einschl. PT 100-Nichtlinearität):	1 ... 5 %

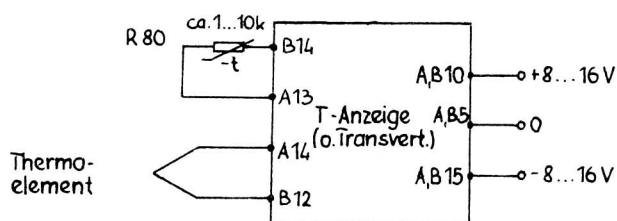


Bild 3: Anschluß Thermoelement (Temperaturbereich  $-99 \dots +999 \text{ }^{\circ}\text{C}$ )

R80: Möglichkeit zur Kompensation der Klemmentemperatur

Bei Temperaturmessung mit Thermoelement (Bild 3) verfälscht die Temperatur der Klemmstelle des Thermoelementes das Meßergebnis besonders dann, wenn die zu messende Temperatur annähernd der Klemmentemperatur (Umgebungstemperatur) entspricht. Es ist deshalb notwendig, die Klemmentemperatur durch einen Thermostaten konstant zu halten (üblich sind  $50 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ) oder den Einfluß der Klemmentemperatur schaltungstechnisch zu kompensieren. Dies geschieht im Bild 3 durch den im thermischen Kontakt mit der Klemmstelle stehenden Thermistor R80,

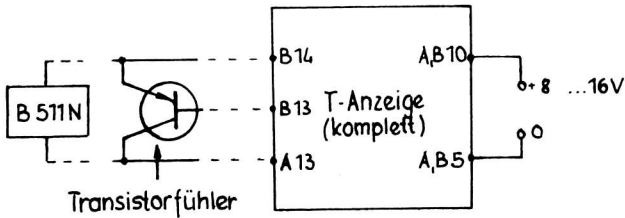


Bild 4: Anschluß Halbleitertemperaturfühler  
(Temperaturbereich  $-9,9 \dots +99,9 \text{ } ^\circ\text{C}$ )

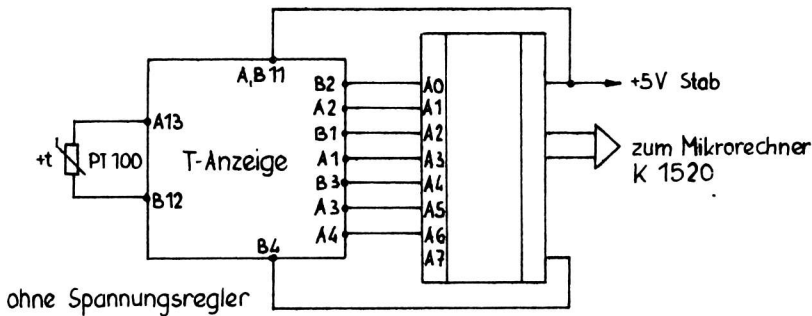


Bild 5: Anschluß der Temperaturanzeige an den  
Mikrorechner K 1520

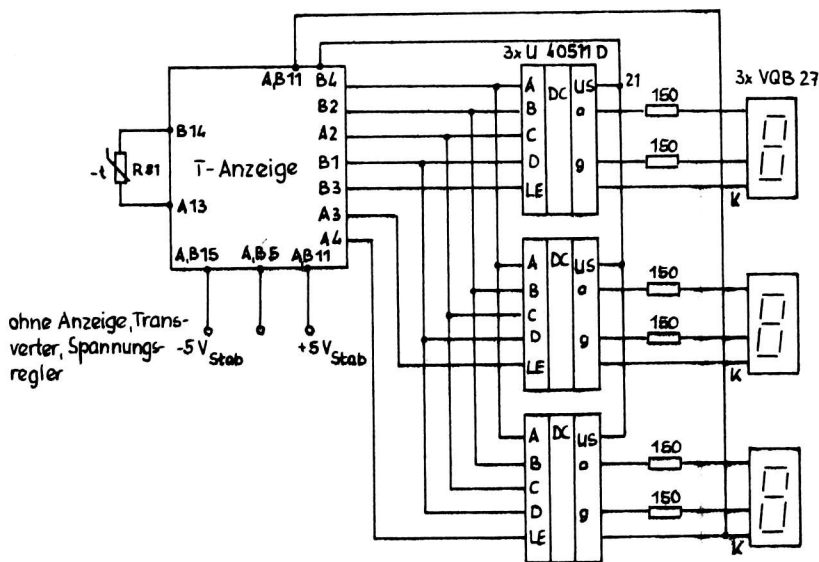


Bild 6: Anschluß Thermistor und Lichtemitteranzeige  
mit Dekoder

Im Bild 4 sind zwei Anwendungsmöglichkeiten für Halbleitertemperaturfühler dargestellt, die beide auf dem Prinzip der temperaturabhängigen Stromquellen beruhen, wobei der Silizium-Temperatursensor B 511 N auf Grund seiner besseren Linearität dem Transistor vorzuziehen ist.

Den Anschluß der Temperaturanzeige an einen Mikrorechner der U 880-Klasse (wie K 1520 Robotron) zeigt Bild 5.

Ein Thermistor (R#1) als Temperaturfühler wird im Bild 6 verwendet. Als Dekoder sind drei CMOS-Dekoderschaltkreise U 4051 D eingesetzt, durch die gleichzeitig eine Demultiplexierung der C 520 D-Ausgangssignale erreicht wird.

Ersetzt man die Segmente der Lichtemitteranzeige durch optoelektronische Koppler, können mit dieser Schaltung Glühlampen angesteuert werden, womit die Realisierung einer echten Groß-Sichtanzeige möglich ist (Triac-Ansteuerung).

#### 4. Zusammenfassung

Es wurde ein universeller Temperaturmeßverstärker mit digitaler Anzeige vorgestellt, der sich durch große Variantenvielfalt auszeichnet.

Bei einer Beschaltung mit entsprechenden Sensoren bzw. Gebern ist aber auch die Anzeige anderer physikalischer Größen wie Druck, Kraft, Spannung, Strom, Widerstand, Frequenz (über D/A-Wandler) usw. möglich.

## Mikrorechnergesteuerte Dünnholz-Sortieranlage

Die anspruchsvollen Aufgaben zur Realisierung des Konsumgüterprogramms stellen auch an die Beschäftigten in der Forstwirtschaft hohe Anforderungen.

So gilt es das Aufkommen an Dünnholz für die Anfertigung von Scherengitterzäunen, Fertigteil-Sungalows und Keller-Lattenverschlägen - um nur einige Beispiele zu nennen - effektiv zu nutzen.

Ein bedeutender Teil des Produktionsprozesses bei der Verarbeitung von Dünnholz ist die Sortierung der anfallenden Hölzer nach Verwendungszweck. Wegen der großen Stückzahl und der hohen Durchlaufgeschwindigkeit von 0,5 m/s ist eine visuelle Sichtung und manuelle Sortierung nicht mehr möglich.

Zur Lösung dieses Problems wurden anhand einer Pilotanlage die technologischen Voraussetzungen geschaffen, Konsumgüter in hohen Stückzahlen, guter Qualität und optimaler Holzausbeute herzustellen.

Durch Einsatz der Mikroelektronik wurde eine Sortieranlage geschaffen, die gleichzeitig die Voraussetzung für eine exakte Produktionsabrechnung und eine wesentliche Verbesserung der Arbeitsbedingungen für die Werk tätigen aufweist.

Das Mikrorechner-Anwendungssystem "Dünnholz-Sortieranlage" besteht im wesentlichen aus drei Grundelementen:

- mechanisches Transportsystem mit pneumatischer Transportgut-Auswurfsteuerung
- Mikrorechner zur Datenerfassung und Prozeßsteuerung
- optoelektronisches Erfassungssystem, welches das Transportgut nach programmierbaren Parametern abtastet und die optischen in elektrische Signale wandelt.

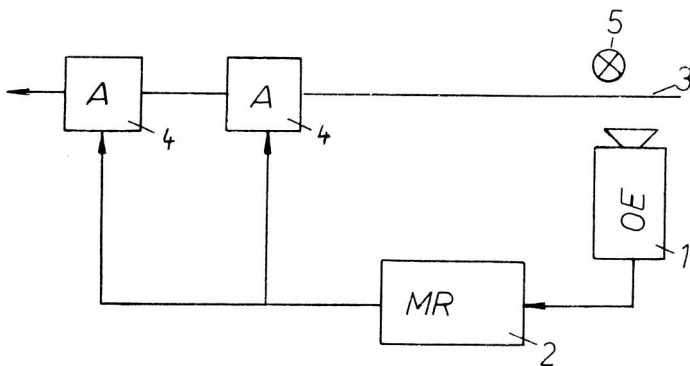


Bild 1: Anordnung des Mikrorechner-Anwendungssystems

- 1 - Optoelektronisches Erfassungssystem, 2 - Mikrorechner,  
3 - Transporteinrichtung, 4 - Auswurf des Transportgutes, 5 - Lichtquelle

Bild 1 zeigt die Prinzipanordnung des Mikrorechner-Anwendungssystems.

Als Mikrorechner (2) kam eine "Programmierbare Kleinststeuerung - PKS 100" /1/ vom VEB Robotron - Buchungsmaschinenwerk Karl-Marx-Stadt, ergänzt durch einige im VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin erstellte Baugruppen, zum Einsatz.

Die Ergänzungen sind:

- Tastatur- und Anzeigeleiterplatte /2/
- Anwenderleiterplatte.

Auf der Anwenderleiterplatte befinden sich, außer den notwendigen Ein-/Ausgabeschnittstellen zwischen Rechner und Peripherie, ein 1 KByte-CMOS-Speicher (batteriegestützt) um wichtige Daten der Produktionsabrechnung auch über einen längeren Zeitraum und Abschaltung der Anlage zur Verfügung zu haben.

Das optoelektronische Erfassungssystem (1) arbeitet im Durchlichtverfahren und besteht aus einer eigenständigen Baugruppenanordnung im Allwetterschutzgehäuse und einem Lichtkasten (5). Zu der Baugruppenanordnung gehören (außer der sich bereits im Allwetterschutzgehäuse befindlichen Bauelemente zur Heizung des Gehäuses und der Fensterscheibe):

- CCD-Zeilenkamera (CCD-K 82 vom VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin basierend auf der CCD-Zeile L 110)
- Netzteilbaugruppe zur Stromversorgung der CCD-Kamera.

Durch die senkrechte Stellung der CCD-Kamera zur Beobachtungsebene und die horizontale Vorbeiführung des zu beurteilenden Meßobjektes (Dünnhölzer in den Abmaßen  $\varnothing 50 \dots 150$  mm und 1250 ... .. 2500 mm Länge) kann mehrmals eine Durchmesserermittlung vorgenommen werden.

Die Anzahl der ausgewerteten Bildpunkte der CCD-Zeile entspricht, bei eingeeichetem Abstand Kamera - Meßobjekt, direkt dem Durchmesser. Wenn je 10 mm Meßobjektvorschub eine Durchmesserermittlung vorgenommen wird, kann damit auch die Länge bestimmt werden.

Diese Primärdaten werden bewertet, mit vorgegebenen Parametern verglichen und entsprechend der Zuordnungsfähigkeit der einzelnen Boxen ein Ausgabesignal gebildet, welches aber erst dann ausgegeben wird, wenn sich das Holz auch an der betreffenden Box befindet (die Boxen sind der Reihe nach an der Transporteinrichtung (3) angeordnet).

Die Primärdaten werden ebenfalls zur Bestimmung der sortierten Stückzahlen pro Box und des Holzvolumens pro Box verwendet. Die Ausgabe dieser Zahlen (Produktionsergebnis) kann pro Schicht, pro Tag und pro Monat kumulativ aus dem Rechner abgerufen werden, wobei der Zeitbezug fiktiv ist, d. h. es ist keine Echtzeituhr eingebaut.

Die Eingabe von Box-Parametern und die Ausgabe der Produktionsergebnisse erfolgt mit dem Rechner im Dialog-Betrieb. Dazu sind drei Betriebs-Modi vorgesehen:

- Arbeits-Modus (Erkennen, Messen, Sortieren)
- Eingabe-Modus (Programmieren der Box-Parameter nach Durchmesser-Maximum/Minimum und Länge)
- Ausgabe-Modus (Ausgabe der Stückzahl und Volumen pro Box in drei Kumulativ-Ebenen).

Die zur Realisierung der genannten Funktionen erforderliche Software konnte noch in dem auf der PKS 100 einschließlich Zusatzspeicher vorhandenen Speicherraum von 3 KByte ROM und 2 KByte RAM untergebracht werden.

P. Salomon

#### Literatur:

- /1/ Reimann, F.: Programmierbare Kleinststeuerung - PKS 100 Applikative Inf., Berlin 6(1985) 1, S. 6 -12
- /2/ Salomon, P.: Programmierbare Tastatur-/Anzeige-Baugruppe für PKS 100 Applikative Inf., Berlin 6(1985) 3, S. 9 - 10



Dipl.-Ing. oec. Doris Zinnall

VEB Datenverarbeitungszentrum Rostock  
Betrieb des VE Kombines Datenverarbeitung

## Schallemissionsanalysegerät AE 3

### 1. Werkstoffprüfung mit Schallemissionsanalyse

Die Werkstoffprüfung mit der Schallemissionsanalyse (SEA) ist eine neue Methode der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung. Sie basiert auf der Erscheinung, daß viele Werkstoffe unter Belastung - bei der mechanische Spannungen durch plastische Deformation oder Rißbildung abgebaut werden - Schallimpulse emittieren.

Eine Besonderheit der SEA gegenüber anderen zerstörungsfreien Verfahren besteht darin, daß der zu prüfende Werkstoff belastet werden muß (unter Druck stehende Kessel bzw. Rohrleitungen).

Dabei wird nur von den Fehlern Schall emittiert, die aktiv sind, also geringfügiges Rißwachstum, Bewegung der Rißufer gegeneinander bzw. zunehmende plastische Verformung aufweisen.

Der Prozeß der Rißbildungen verläuft kontinuierlich und beinhaltet die Gefahr eines Bruches an diesen Stellen, der folgenschwere Havarien nach sich ziehen kann.

### 2. Vorteile des SEA-Verfahrens

Die Vorteile des Verfahrens sind:

- Anzeige von Rißbildung und Rißwachstum erfolgt bereits zum Zeitpunkt des Ereignisses, dadurch besteht die Möglichkeit zum unmittelbaren Verfolgen des Schadensereignisses; somit können zum Beispiel Risse entdeckt werden, bevor sie eine kritische Größe erreichen,
- es handelt sich um ein integrales Verfahren; mit wenigen stationären Sonden kann das Volumen großer Bauteile und Anlagen überwacht werden.

### 3. Funktionsprinzip und Anwendungsmöglichkeiten des Gerätes

Das Schallemissionsanalysegerät AE 3, eine Weiterentwicklung einer Lösung der Technischen Hochschule "Otto von Guericke" Magdeburg besteht aus zwei separaten Kanälen, die sich jeweils aus den Funktionseinheiten Ultraschallaufnehmer, Vorverstärker, Hauptverstärker, Amplitudendetektor, Zähler, Anzeigeeinheit sowie D/A-Wandler zusammensetzen.

Die vom Ultraschallaufnehmer aufgenommen und in elektrische Impulse umgewandelten Ultraschallimpulse werden selektiv verstärkt (Vorverstärker, Hauptverstärker) und verschiedenen Amplitudendetektoren zugeführt. Die Ausgangsspannungen dieser Detektoren werden auf Zählstufen gegeben und digital angezeigt (Impulssumme, Impulsrate). Zur Ansteuerung eines X-Y-Schreibers wird der Zahlwert D/A-gewandelt und steht ausgangsseitig zur Verfügung (Bild 1).

Das Gerät bietet folgende Anwendungsmöglichkeiten:

- Beobachtung von homogenen und inhomogenen Verformungen
- Ortung von Lecklagen
- Nachweis der stabilen Rißausbildung bei Druckmechanikuntersuchungen
- Feststellen von Rissen bei der Innendruckprüfung von Druckkesseln
- Nachweis der Rißbildung oder des Rißwachstums bei der Wechsellastbeanspruchung
- Registrierung von Unterplattierungsrisen beim Spannungsarmglühen
- Unterscheidung von Spannungsbruch und Delamination (Versagen der Grenzschicht) bei Faserverbundwerkstoffen
- Einsatz der SEA bei der Spannungsrißkorrosion.

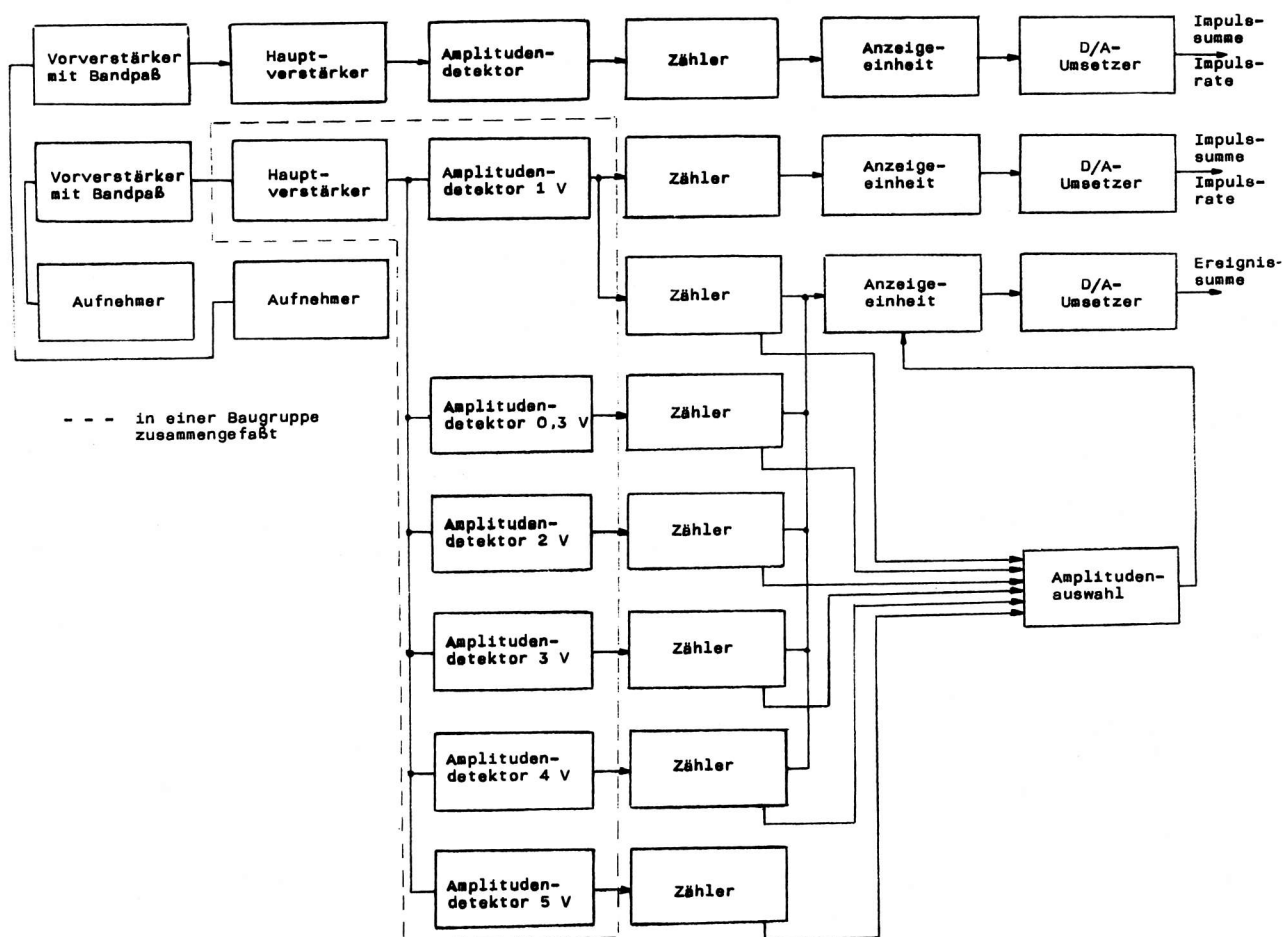


Bild 1: Blockschaltbild des Schallemissionsanalysegerätes AE 3

Hersteller des Schallemissionsanalysegerätes AE 3:

VEB Datenverarbeitungszentrum Rostock  
 Entwicklungs- und Produktionsstätte  
 mikroelektronischer Rationalisierungsmittel  
 EPMR Rostock  
 Erich-Schlesinger-Str. 37  
 Rostock 6  
 2500  
 Telefon Rostock 460

Bei Konsultationen zu technischen und kommerziellen Fragen können sich Interessenten an die  
 Abteilung Absatz,  
 Telefon Rostock 8511, wenden.

## Patentinformation

### Ansteuerschaltung für Schaltregler

Mit der vorgeschlagenen Lösung /1/ wird der relativ hohe schaltungstechnische Aufwand für die Ansteuerung von steuerbaren Schaltreglern verringert.

Es wurde eine universelle Ansteuerschaltung für galvanisch getrennte und nicht getrennte Schaltregler realisiert, die einen relativ hohen Wirkungsgrad des Schaltreglers bei kleinen Ausgangsleitungen ermöglicht. Die Eingangs- und Ausgangsparameter des Schaltreglers sind in weiten Grenzen variierbar.

Durch die Erzeugung konstanter Triggerpegel wird die Schaltfrequenz annähernd konstant gehalten, so daß eine zusätzliche Schaltfrequenzstabilisierung unnötig ist, und es wird ein in anderen Schaltungen benötigter Impulsbreitenmodulator mit externem Taktgenerator eingespart.

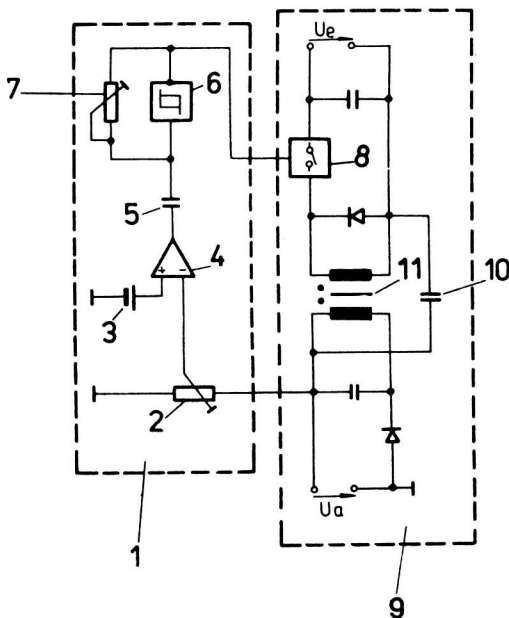


Bild 1: Ansteuerschaltung für Schaltregler

Entsprechend Bild 1 ist der Meßspannungsteiler 2 mit dem Schaltwandler 9 so verschaltet, daß über ihn die gesamte Ausgleichsspannung  $U_a$  abfällt, welche sich in Abhängigkeit von Lastschwankungen ändert.

Die vom Meßspannungsteiler 2 abgegriffene Teilspannung liegt an einem Eingang des Differenzverstärkers 4 an und wird mit der am anderen Eingang anliegenden Referenzspannung aus der Referenzspannungsquelle 3 verglichen. Die entstehende Differenzspannung wird verstärkt und liegt am Kondensator 5 an, der mit dem invertierenden Trigger 6 verbunden ist. Der Kondensator 5 und der Abgleichwiderstand 7 bestimmen gemeinsam die Schaltfrequenz des Triggers 6 in der Ansteuerschaltung 1.

Das Potential am Kondensator 5 variiert entsprechend der lastabhängigen Änderung der verstärkten Differenzspannung. Dadurch wird die sich zeitlich ändernde Ladekurve gegenüber dem konstanten Triggerpegel verschoben. Die Öffnungs- und Schließzeiten des Schaltelements 8 im Schaltwandler 9

werden entsprechend moduliert. Das Schaltelement 8 ist dazu mit dem Ausgang des Triggers 6 verbunden. Durch die stabilen Endlagen des invertierenden Triggers 6 wird die Schaltfrequenz stabilisiert. Das Steuersignal kann kapazitiv in den Primärkreis aufgrund der Anwendung des invertierenden Triggers 6 und seiner Beschaltung eingekoppelt werden.

#### Literatur

- /1/ WP 237555 DD. Universelle Ansteuerung für Schaltregler.  
Anm.: VEB Carl Zeiss JENA

Wicht

## Standards

Wir möchten unsere Leser auf folgende Standards für elektronische Bauelemente aufmerksam machen:

TGL/Ausgabe	Titel	Verbindlichkeit	Ersatz für TGL/Ausgabe
36608 4.86	Halbleiterbauelemente; Siliciumgleichrichterdiolen SY 345; Technische Bedingungen	1.5.87	
35200 8.86	-; Silicium-pnp-NF-Transistoren KT 209 A, B, W,G, D, E, Sh, I, K, L, M; Technische Bedingungen	1.7.87	35200 9.78
36370 7.86	-; Silicium-npn-UHF-Transistoren KT 382 A, B, AM, BM; Technische Bedingungen	1.7.87	
37559 8.86	-; Silicium-npn-UHF-Transistoren KT 640 A-2, B-2, W-2; Technische Bedingungen	1.7.87	
34816 4.86	-; Lichtemitterdiode VQA 15; Technische Bedingungen	1.5.87	34816 9.79
42170 5.86	-; Lichtemitteranzeigen VQB 200 und VQB 201; Technische Bedingungen	1.6.87	
35798 5.86	Integrierte Halbleiterschaltkreise; Bipolarer ZF-Verstärker-Schaltkreis A 225 D; Technische Bedingungen	1.6.87	35798 10.79
43614 7.86	-; Ansteuerschaltkreis für Leistungstransistoren B 4002 D; Technische Bedingungen	1.6.87	
43608 7.86	-; 4-Bit-Volladdierer-Schaltkreis DL 083 D; Technische Bedingungen	1.6.87	
43612 8.86	-; 8 x D-Flip-Flop-Schaltkreis DL 374 D; Technische Bedingungen	1.7.87	
37562 8.86	-; Vier-Bit-Binär-Dezimal-Dekoder- Schaltkreis K 155 ID3; Technische Bedingungen	1.7.87	
37787 1. Änd. 12.81	-; Festwertspeicher-Schaltkreis U 555 C; Technische Bedingungen	1.6.87	
43428 10.85	-; PCM-Kanalfilterschaltkreis U 1001 C; Technische Bedingungen	1.6.87	
43429 10.85	- ; PCM-Kodier- und Dekodierschalt- kreis U 1011 C; Technische Bedingun- gen	1.6.87	
200-8451 1. Änd. 8.84	Elektronenröhren; Sendetetrode SRL 460; Technische Bedingungen <u>Anderung</u> : Seite 3; Tabelle 2: der Einstellwert $I_{g2}$ für die Kenn- größe Durchgriff wurde von 50 mA in 40 mA geändert.	1.5.87	
24815 7.86	Kontaktbauelemente; HF-Steckverbinder 1/3,3 ohne Fest- haltung; Technische Bedingungen Bauformen 41 und 42 für Neu- und <u>Weiterentwicklung von Geräten nicht zugelassen</u>	1.6.87	24815/01 bis /03 4,76

TGL/Ausgabe	Titel	Verbindlichkeit	Ersatz für TGL/Ausgabe
68-23/01 7.86	-; Steckverbinder 3/43; Anschlußmaße	1.6.87	68-23/01 11.73
68-23/02 7.86	-; Steckverbinder 3/43; Technische Bedingungen	1.6.87	68-23/02 11.73
31428 7.86	-; Steckverbinder 5/21; Technische Bedingungen	1.6.87	31428/01 und /02 12.75
68-24/01 7.86	-; Steckverbinder 6/45; Anschlußmaße	1.6.87	68-24/01 12.74
68-24/02 7.86	-; Steckverbinder 6/45; Technische Bedingungen	1.6.87	68-24/02 12.74
200-3819/01 7.86	-; Steckverbinder 7/25; Anschlußmaße	1.6.87	200-3819/01 12.73
200-3819/02 7.86	-; Steckverbinder 7/25; Technische Bedingungen	1.6.87	200-3819/02 12.73
39917 7.86	-; Steckverbinder 8/25; Technische Bedingungen	1.6.87	
36523 4.86	Mechanische Frequenzfilter; Oberflächenwellenfilter MSF 38,9; Technische Bedingungen	1.5.87	36523 6.82
14281/01 1. Änd. 7.84	Thermistoren; Heißeleiter Allgemeine technische Be- dingungen	1.6.87	
42167 (ST RGW 3183-81) 6.86	Elektrische Lichtquellen; Sockel; Technische Forderungen Prüfverfahren	1.5.87	200-8101/01 und /02 8.75

Zurückziehungen von Standards ohne Ersatz

TGL	Ausgabe	Titel	Nicht mehr anzuwenden ab
11055	1.74	Halbleiterbauelemente; Germanium-Diodenquartett; 04A 657	1.2.87
200-8465	8.68	-; Kapazitätsdiode SA 128	1.2.87
14027	1.63	Elektronenröhren; Dezimeter- Triode HT 301; Hauptkennwerte	1.2.87
200-8133	4.68	-; Zählröhren Z 562 und Z 563 C	1.1.87
200-8492	2.68	-; Hochspannungs-Gleichrichter- röhre GRS 253	1.1.87
9490	1.63	-; Hochspannungs-Gleichrichter- röhre GRS 251; Hauptkennwerte	1.1.87
36811	9.79	Kontaktbauelemente; Tasten- schalter mit Hallelement; Technische Bedingungen	1.2.87
8549	12.60	-; HF-Steckverbinder 17/46; Wellen- widerstand 60 Ohm; Anschlußmaße	1.7.86
200-8505	7.71	Elektrische Informationstechnik; Steckverbinder 24-48/70 x 10 für gedruckte Leiterplatten; Haupt- kennwerte	1.2.87



**veb applikationszentrum elektronik berlin**  
**im veb kombinat mikroelektronik**

Telefon: 5 80 05 21, Telex: 011 2981; 011 3055  
Mainzer Straße 25, Berlin, DDR — 1035