

# Temperaturverhalten und Anwendungsbeispiele von elektronsichen Schaltern mit komplementären Transistoren

Autor(en): **Bachmann, A.E.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und  
Telegraphenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes,  
téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda  
delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri**

Band (Jahr): **40 (1962)**

Heft 1

PDF erstellt am: **28.06.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-875102>

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

# Temperaturverhalten und Anwendungsbeispiele von elektronischen Schaltern mit komplementären Transistoren

(Schluss)

## II. TEIL

### Anwendungen von elektronischen Schaltern mit komplementären Transistoren

Die nachfolgende Zusammenstellung von Anwendungen der im I. Teil behandelten Transistorschalter beschränkt sich auf einige typische Beispiele wie sie etwa in der Telephonie, aber auch ganz allgemein, vorkommen können. Auf das Problem der Sprechleiterdurchschaltung in vollelektronischen Zentralen nach dem System der räumlichen Aufteilung kann nicht eingetreten werden. Es sei auf die schon bestehende Literatur<sup>16,17</sup> hingewiesen.

#### 1. Zeitschalter, Taktgeber und Sägezahngeneratoren

##### 1.1. Zeitschalter

Jeder Schalter  $S_N$  mit negativer Impedanzcharakteristik eignet sich zum Bau von Zeitschaltern. Die *Figur 20* zeigt das allgemeine Prinzip für Schalter mit

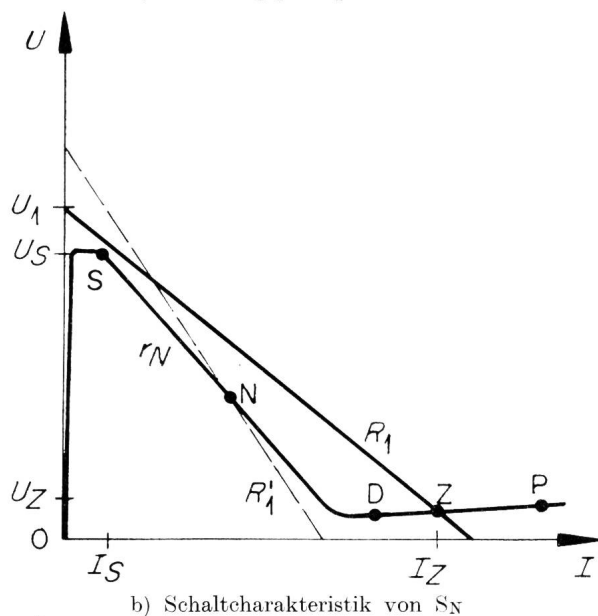
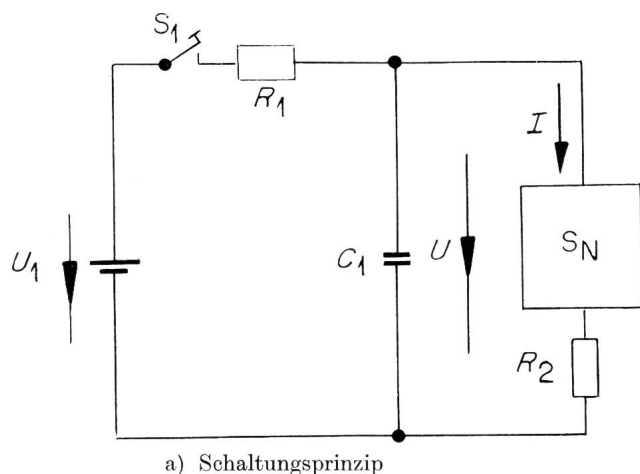


Fig. 20. Zeitschalter mit elektronischem Schalter  $S_N$

leerlaufstabiler Charakteristik, nach welchem ein Kondensator  $C_1$  über den Widerstand  $R_1$  auf- und über  $S_N$  entladen wird. Nach dem Schliessen des Schalters  $S_1$  steigt die Spannung  $U$  am Kondensator mit der Zeitkonstanten  $\tau_1 = R_1 \cdot C_1$  an. Wenn die Schaltspannung  $U_S$  des Schalters  $S_N$  erreicht wird, so entlädt sich der Kondensator über denselben mit einer meist kleinen Zeitkonstante  $\tau_2 \approx R_2 \cdot C_1$ . Der Arbeitspunkt des Schalters  $S_N$  wandert bei diesem Vorgang von O über S und P nach Z. Die Zeit, die er dazu benötigt, ist praktisch gegeben durch  $\tau_1$ .

$R_1$  und  $U_1$  müssen wie folgt gewählt werden:

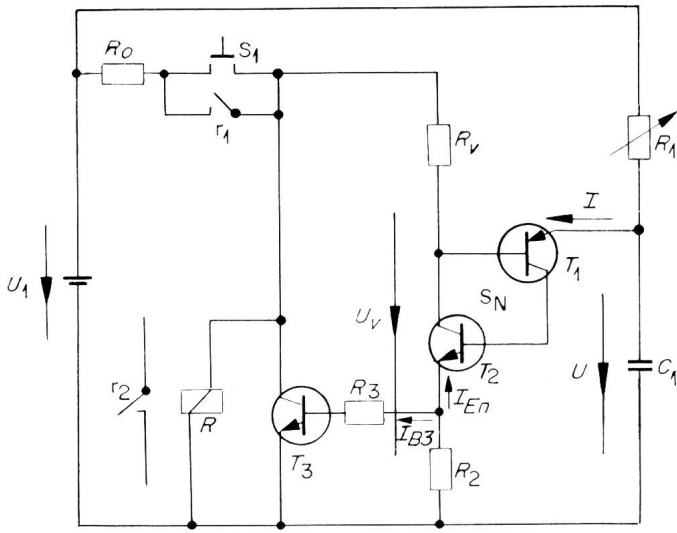
$$R_1 < |r_N| \tag{5.1}$$

$$U_1 > U_S + I_S R_1 \tag{5.2}$$

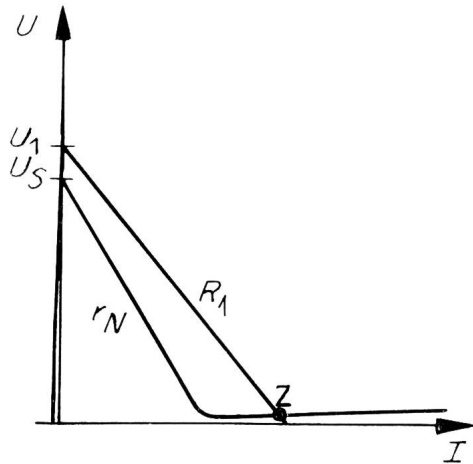
Mit der Bedingung (5.1) wird sichergestellt, dass im eingeschalteten Zustand der Arbeitspunkt Z in den positiven Bereich der Schaltcharakteristik, zwischen D und P, zu liegen kommt. Die Ungleichung (5.2) sorgt dafür, dass beim Schaltvorgang der Punkt S der Charakteristik sicher überschritten wird. Der Widerstand  $R_2$  begrenzt den Entladestrom auf einen zulässigen Wert.

In *Figur 21* ist eine praktische Schaltung mit einem Dreipolochalter  $S_N$  angegeben. Nach dem Betätigen der Drucktaste  $S_1$  wird das Relais R über den Widerstand  $R_0$  aufgezogen, hält sich über den Kontakt  $r_1$  und legt die Referenzspannung  $U_v$  über  $R_v$  an den Schalter  $S_N$ . Der Kondensator  $C_1$  lädt sich über  $R_1$  auf. Wenn seine Spannung  $U = U_S \approx U_v$  wird, so beginnt der vorher gesperrte Transistor  $T_1$  zu leiten,  $U$  sinkt und der Kondensator  $C_1$  entlädt sich über den Schalter  $S_N$ , der auf den stabilen Arbeitspunkt Z umkippt. Der Emitterstrom  $I_{En}$  verteilt sich auf die beiden Strompfade über  $R_2$  und  $R_3$ . Der durch  $R_3$  fließende Basisstrom  $I_{B3}$  genügt, um den ursprünglich gesperrten Transistor  $T_3$  vollständig leitend zu machen, wodurch die Relaiswicklung kurzgeschlossen wird und das Relais R (nach der entsprechenden Verzögerung) abfällt. Es lassen sich mit dieser Anordnung – je nach der Grösse des Kondensators  $C_1$  – Schaltzeiten bis zu einigen Sekunden realisieren. Wichtig ist, dass  $R_v$  nicht zu gross gemacht wird ( $< 1 \text{ k}\Omega$ ), damit  $U_S$  über weite Bereiche der Temperatur genügend konstant bleibt. Anstelle des Dreipolochalters  $S_N$  kann auch ein Zwei- oder Vierpolochalter verwendet werden. Der Betrag des negativen Widerstandes  $r_N$  ist beim Dreipolochalter gegeben durch die Gl. (2.18).

Aus Gründen der Temperaturstabilität sollte nach Gl. (2.17)  $R_v$  nicht zu gross gemacht werden. Dies hat gemäss Bedingung (5.1) zur Folge, dass auch  $R_1$  nicht zu gross gemacht werden kann und demnach  $C_1$  gross wird, wenn die Zeitkonstante  $\tau_1$  gross sein soll.



a) Schaltung



b) Schaltcharakteristik von  $S_N$

Fig. 21. Zeitrelais mit Dreipolwechsler  $S_N$

### 1.2. Taktgeber und Sägezahngeneratoren

Besser als für Zeitschalter eignet sich der Dreipolwechsler zur Erzeugung von Sägezahnspannungen. Wird in der Figur 20 der Ladewiderstand  $R_1$  so gewählt, dass die Charakteristik des Schalters im negativen Bereich geschnitten wird (Punkt N), dann kippt der Schalter  $S_N$  abwechselungsweise vom leitenden in den gesperrten Zustand, ähnlich einem freischwingenden Multivibrator. Über  $C_1$  entsteht eine sägezahnförmige Spannung  $U$ . Die Schaltung entsteht beispielsweise aus der Figur 21 durch Weglassen des Haltekontaktes  $r_1$  und Ersetzen der Drucktaste  $S_1$  durch einen festen Schalter. Die Bedingung (5.1) lautet nun umgekehrt:

$$R_1 > r_N \quad (5.3)$$

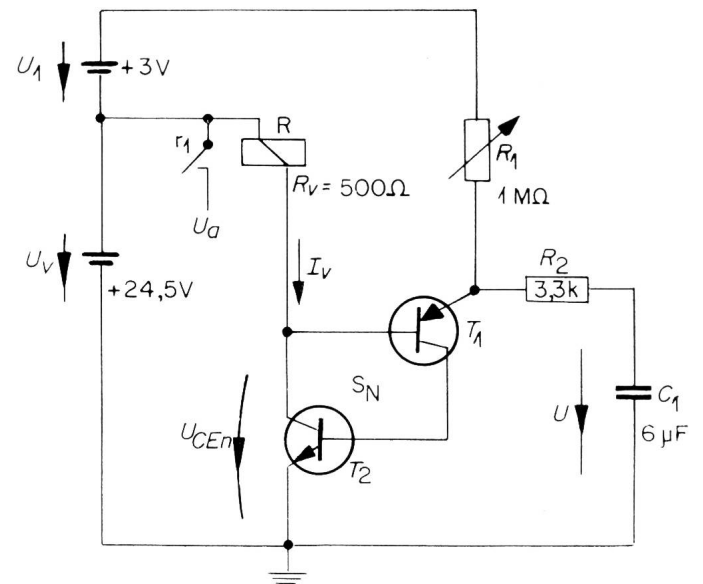
während Bedingung (5.2) erhalten bleibt. So kann nun  $R_1$  hochohmig und  $R_v$  niederohmig gemacht werden, wodurch längere Zeitkonstanten und bessere Temperaturkonstanz erreicht werden.

Eine einfache, in ihrer Funktionsweise aber sehr überzeugende Schaltung eines Taktgebers mit einem Dreipolwechsler zeigt Figur 22. Der Quellenwiderstand  $R_v$  wird hier durch die Relaiswicklung selber erzeugt.

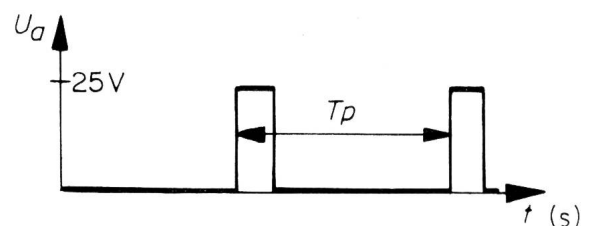
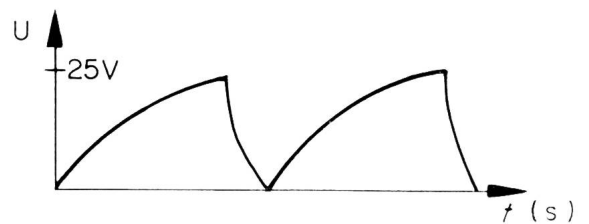
Der Kondensator  $C_1$  lädt sich über  $R_1$  und  $R_2$  auf. Wenn  $U$  die Zündspannung  $U_S \approx U_v$  erreicht hat, entlädt er sich über  $R_2$  und  $S_N$ . Das Relais  $R$  zieht kurzzeitig auf und fällt ab, wenn der Schalter wieder von neuem sperrt. Am Arbeitskontakt  $r_1$  entstehen Ausgangsimpulse, die voneinander einen zeitlichen Abstand  $T_p$  besitzen. Dieser Impulsabstand lässt sich mit Hilfe des Widerstandes  $R_1$  sowie des Kondensators  $C_1$  variieren.

Massgebend für das einwandfreie Arbeiten der Anordnung nach Figur 22 ist die Gl. (2.11). Der Ruhestrom  $I_{r0}$  aus der Referenzspannungsquelle  $U_v$  muss bei der höchsten auftretenden Temperatur kleiner sein als der Abfallstrom  $I_f$  des Relais.

Damit die Periodendauer  $T_p$  möglichst konstant bleibt, darf sich unter anderem die Schaltspannung  $U_S$  nur wenig mit der Temperatur verändern (siehe Gl. (2.17)). Im Abschnitt 2.2 wurde gezeigt, dass diese beiden letzten Bedingungen am besten erfüllt sind, wenn  $R_v$  klein ist und Si-Transistoren verwendet werden.



a) Schaltung



b) Spannungsverläufe

Fig. 22. Taktgeber mit Dreipolwechsler  $S_N$

Die Entladezeitkonstante  $\tau_2 \approx R_2 \cdot C_1$  muss genügend gross sein, damit das Relais sicher aufzuziehen vermag.

Die Schaltung nach Figur 22 wurde mit fünf verschiedenen Transistorpaaren über einen Temperaturbereich  $t = 0 \dots +50^\circ \text{C}$  ausgemessen. Die Eigenschaften der Transistoren sind in Tabelle 8 zusammengestellt; die Resultate der Messungen zeigt die Figur 23.

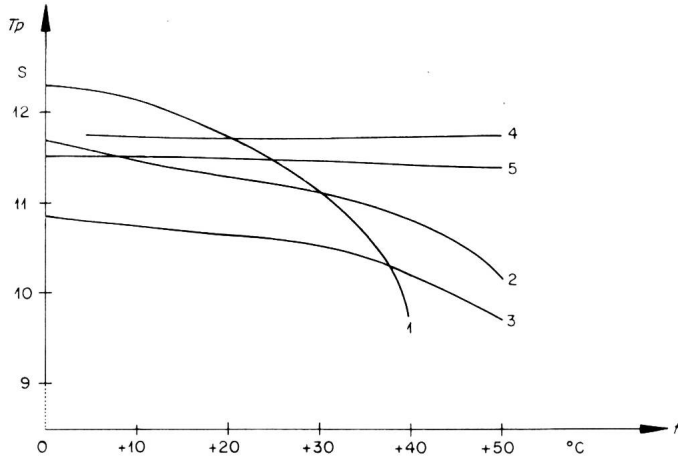


Fig. 23. Temperaturabhängigkeit der Periode  $T_p$  des Taktgebers nach Fig. 22

Tabelle 8: Transistordaten bei  $t = 20^\circ \text{C}$  für die Messungen von Figur 23

Kurve Nr.	$T_1$ : pnp $T_2$ : npn	$I_{CBOj}$	$\alpha_{Ej}$	$I_{v0}$ nach Gl. (2.11)
1	OC 77 OC 140	-1,7 $\mu\text{A}$ +0,2 $\mu\text{A}$	115 70	135 $\mu\text{A}$
2	OC 77 TF 70	-1,7 $\mu\text{A}$ +2,3 $\mu\text{A}$	115 19	80 $\mu\text{A}$
3	OC 77 204 A	-1,7 $\mu\text{A}$ +0,3 $\mu\text{A}$	115 18	38 $\mu\text{A}$
4	PAT 25 TI 830	-0,01 $\mu\text{A}$ +0,2 $\mu\text{A}$	21 19	4 $\mu\text{A}$
5	PAT 25 204 A	-0,01 $\mu\text{A}$ +0,3 $\mu\text{A}$	21 18	5,7 $\mu\text{A}$

Aus den Transistordaten ist auf Grund von Gl. (2.11) zu erwarten, dass die Messungen Nr. 4, 5, 3, 2, 1 in dieser Reihenfolge nach Konstanz von  $T_p$  geordnet ausfallen sollten, was Figur 23 bestätigt. Die Anordnung Nr. 4 mit zwei Silizium-Transistoren weist über den ganzen Temperaturbereich von  $0 \dots +50^\circ \text{C}$  nur eine gesamte Abweichung  $\Delta T_p = 0,09 \text{ s}$  (0,77%) auf, bei einer mittleren Dauer  $T_p = 11,7 \text{ s}$ .

Die Schaltung stellt demnach einen sehr einfachen, aber recht konstanten, neuartigen Taktgeber dar.

Mit solchen Taktgebern lassen sich auch Blinkerschaltungen verwirklichen. Die Figur 24 zeigt ein

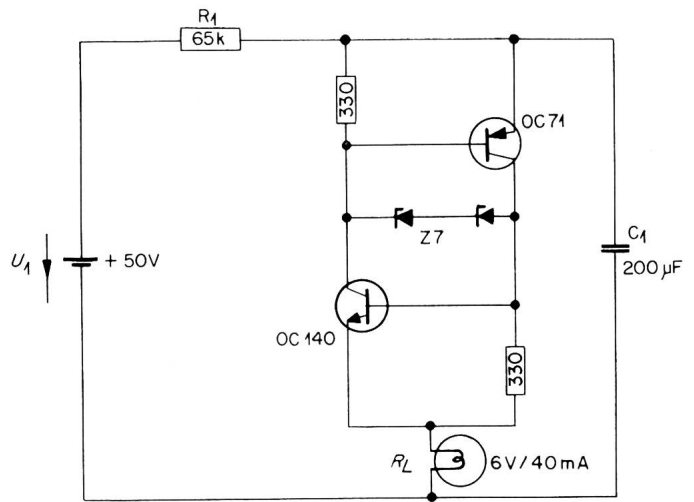


Fig. 24. Blinker mit Zweipolschalter

einfaches Beispiel mit einem Zweipolschalter. Da  $R_1$  für zyklisches Verhalten gross gemacht werden muss, andererseits  $C_1$  ebenfalls gross sein muss, damit die Lampe genügend aufleuchtet, besitzt diese Schaltung recht grosse Zeitintervalle. Anstelle des Zweipolschalters kann auch ein Vierpolschalter verwendet werden.

Bei jedem dieser Taktgeber lässt sich über dem Kondensator  $C_1$  eine Sägezahnspannung  $U$  abgreifen (Fig. 22b).

## 2. Amplitudenvergleichsschaltung

Ähnlich einem Schmitt-Trigger lässt sich der Dreier aber auch der Vierpolschalter als Spannungsdetektor verwenden. Sobald die angelegte Meßspannung  $U$  in der Figur 25 einen bestimmten Wert  $U_x$  überschreitet, kippt der Schalter  $S_N$  in den leitenden Zustand. Wenn die Eingangsspannung einen von  $U_x$  verschiedenen Wert  $U_y$  unterschreitet, kippt der Schalter wieder zurück in den sperrenden Zustand. Die Vorgänge sind ganz analog wie beim Zeitschalter oder

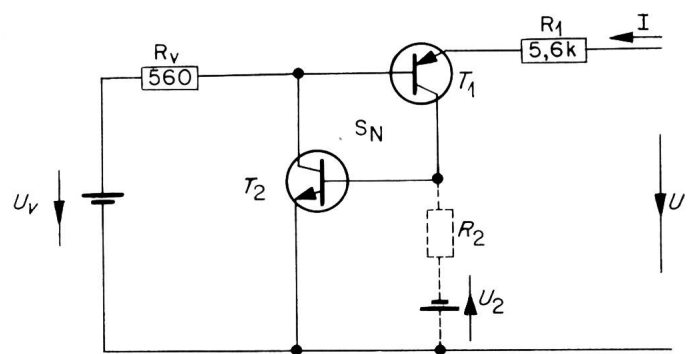


Fig. 25. Amplituden-Vergleichsschaltung

Taktgeber. Insbesondere muss  $I_{v0}$  und  $\psi_3$  nach Gl. (2.11) und (2.15) für gute Konstanz von  $U_x$  über einen weiten Bereich der Temperatur so klein als möglich gemacht werden. Die nachfolgende Tabelle 9 gibt Aufschluss über die gemessenen Resultate mit den Transistorpaaren Nr. 1 und Nr. 5. Mit Nr. 1\* ist der Vierpolschalter bezeichnet, der aus dem Dreipol-

schalter entsteht, indem  $T_2$  mit Hilfe von  $R_2 = 56 \text{ k}\Omega$  und  $U_2 = 1,55 \text{ V}$  zusätzlich gesperrt wird, wie dies in Figur 25 gestrichelt angegeben ist. Mit Hilfe der Gl. (3.5) und (3.14) wurde gezeigt, dass die Temperaturkonstanz von  $U_S$  und  $I_{r0}$  durch diese Massnahme verbessert wird, was die Messungen von Tabelle 9 bestätigen.

**Tabelle 9:** Abweichungen  $\Delta U_x$  der Einschaltspannung der Schaltung nach Figur 25 als Folge von Temperaturänderungen  $\Delta t$ , bezogen auf  $t_0 = 22^\circ \text{ C}$

$\Delta t$	Nr. 1	Nr. 1*	Nr. 5
$+ 20^\circ \text{ C}$	$- 0,25 \text{ V}$	$- 0,08 \text{ V}$	$- 0,08 \text{ V}$
$- 20^\circ \text{ C}$	$+ 0,12 \text{ V}$	$+ 0,09 \text{ V}$	$+ 0,1 \text{ V}$

Die Änderung  $\Delta U_x$  ist weitgehend unabhängig von der Grösse der Referenzspannung  $U_v$ . Das Transistorpaar Nr. 5 erlaubt deshalb Spannungspegel von  $10 \text{ V}$  an aufwärts mit einer Genauigkeit von besser als  $\pm 1\%$  über einen Temperaturbereich von  $0^\circ \text{ C}$  bis  $+40^\circ \text{ C}$  zu messen und zu schalten. Die Einschaltspannung  $U_x$  ist weniger temperaturabhängig als die Ausschaltspannung  $U_y$ . Alle diese Amplitudenvergleichsschaltungen haben eine Hysterese  $U_x - U_y \neq 0$ .

### 3. Temperaturschalter

Während in den bisher erwähnten Schaltungen die Temperaturabhängigkeit des Dreipolalters nachteilig ist, zieht die Schaltung der Figur 26 daraus

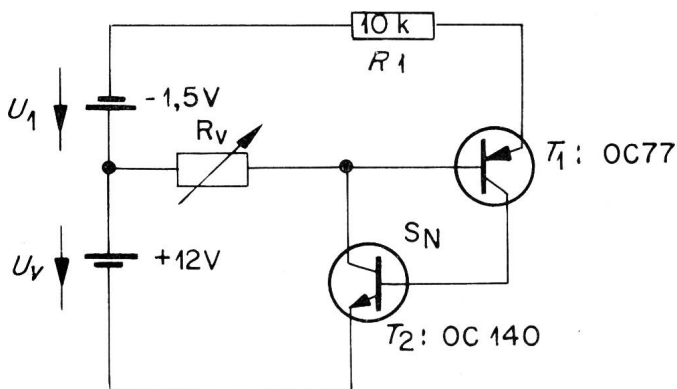


Fig. 26. Temperatur-Schalter

Nutzen. Je nach dem Wert des Quellenwiderstandes  $R_v$  kippt der Schalter  $S_N$  bei einer andern Temperatur  $t_x$  vom gesperrten in den leitenden Zustand. Eine gemessene Kurve zeigt die Figur 27. Danach sinkt die Einschalttemperatur  $t_x$  in Funktion von  $\log R_v$  (für  $R_v \geq 1 \text{ k}\Omega$ ) linear wie folgt ab:

$$t_x = -c_t \ln(R_v/R_0) + t_0 \quad (5.4)$$

$$\left. \begin{aligned} c_t &\approx 11,2^\circ \text{ C} \\ t_0 &\approx 41,5^\circ \text{ C} \\ R_0 &= 1 \text{ k}\Omega \end{aligned} \right\} \text{ (aus Fig. 27)} \quad (5.5)$$

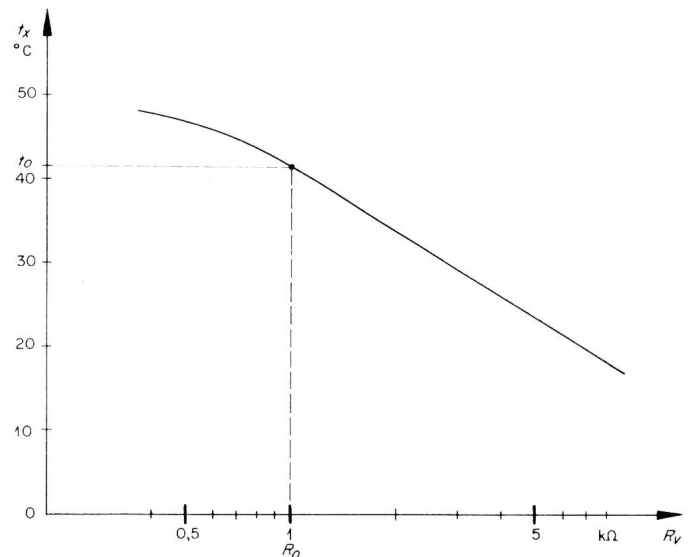


Fig. 27. Einschalttemperatur  $t_x$  des Temperaturschalters von Fig. 26

Es wäre deshalb möglich, einen solchen Temperaturschalter mit Hilfe eines logarithmischen Potentiometers  $R_v$  über einen weiten Bereich linear zu eichen. Ein Vorteil liegt darin, dass das Auftreten einer bestimmten Temperatur durch einen sehr raschen Kippvorgang festgestellt wird, der dazu benutzt werden könnte, um etwa einen Überlastungsschalter zu betätigen. Nach dem Ansprechen des Schalters bleibt derselbe so lange im eingeschalteten Zustand, bis er von aussen wieder zurückgestellt wird.

### 4. Zählhaltungen

#### 4.1. Ringzähler

Zu Demonstrationszwecken wurde ein vierstufiger Ringzähler mit Vierpolaltern so aufgebaut, dass jede Stufe im leitenden Zustand ein Lämpchen zum Leuchten bringt. Die Grundsaltung der einzelnen Stufe zeigt Figur 28. Die Schaltcharakteristik ist ungefähr gleich jener von Figur 14 mit  $R_2 = 0,97 \text{ k}\Omega$ .

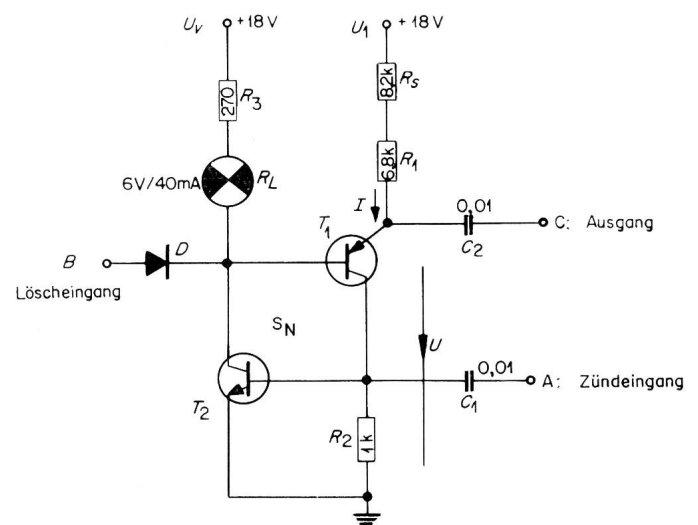


Fig. 28. Ringzähler-Einheitsstufe mit Vierpolalter  $S_N$

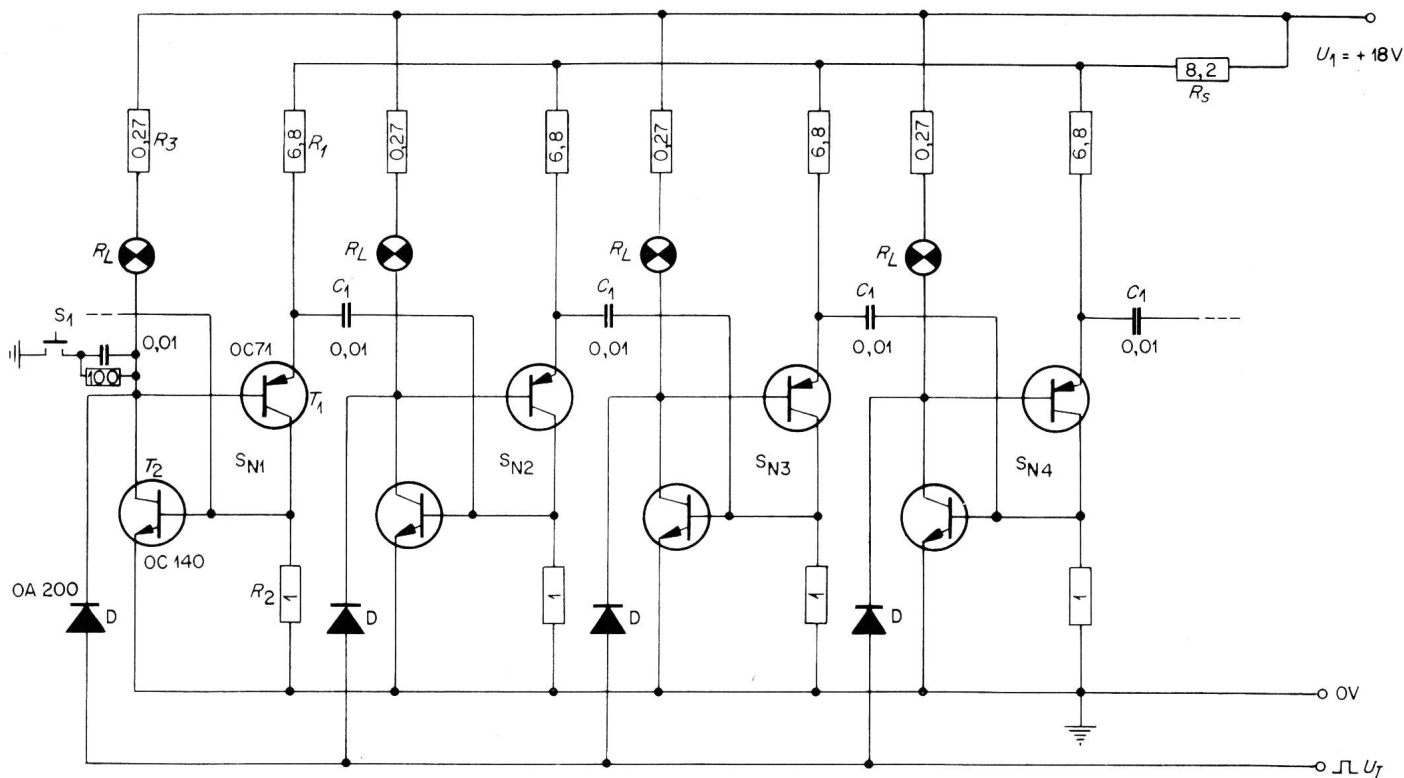


Fig. 29. Vierstufiger Ringzähler mit Vierpolschalter nach Fig. 28 ( $R$  in  $k\Omega$ ,  $C$  in  $\mu F$ )

Das Anlegen eines positiven Impulses an den Zündeingang A hat zur Folge, dass der Transistor  $T_2$  geöffnet und somit der Schalter eingeschaltet wird. Durch  $R_3$  und die Lampe  $R_L$  fließt ein Strom  $I_{vz}$  wie folgt:

$$I_{vz} \approx \frac{U_v - U_{Brenn}}{R_3} \quad (5.6)$$

Die Bedingung für das Halten im eingeschalteten Zustand ist:

$$R_s + R_1 < |r_N| \approx \alpha_{En} (R_3 + R_L) \quad (5.7)$$

Hier ist  $R_L$  der Widerstand der Lampe im brennenden Zustande (ungefähr 150 Ohm). Der Widerstand  $R_2$  dient auch zum Entladen des Kondensators  $C_1$ .

Wird nun an den Eingang B ein positiver Löschimpuls angelegt, so sperrt Transistor  $T_1$  und damit der ganze Schalter; dadurch entsteht am Ausgang C ein positiver Spannungsschoss, der zum Beispiel auf den nächstfolgenden Eingang A geführt und dort zum Zünden benutzt werden kann.

Das Gesamtschema des vierstufigen Ringzählers, der als Einzelstufe die Schaltung von Figur 28 verwendet, ist in der Figur 29 angegeben. Die Emittoren der vier pnp-Transistoren werden über einen gemeinsamen Sperrwiderstand  $R_s$  gespeist. Dieser Widerstand dient zum gegenseitigen Ausschluss von gleichzeitigen Zündungen. Sobald ein Schalter leitet, tritt über dem Widerstand  $R_s$  ein so grosser Spannungsabfall auf, dass kein zweiter Schalter mehr gleichzeitig leitend werden kann (siehe Abschnitt 5).

Der am Eingang angelegte positive Zählimpuls  $U_I$  gelangt auf sämtliche Löschiendiolen D. Er kann aber

nur bei jenem Schalter einwirken und ihn sperren, der gerade leitend ist. Bei den andern ist er ohne Wirkung, da deren Dioden stark rückwärts vorgespannt sind. Der nun löschende Schalter zündet über den Kopplungskondensator  $C_1$  den nächstfolgenden Schalter usw. Die Drucktaste  $S_1$  erlaubt den Zählvorgang zu starten.

Dieser Ringzähler wurde einem Dauerversuch unterworfen. Er arbeitete ohne einen Ausfall, ununterbrochen während 4800 Stunden. Dabei wurden anstelle der OC 71 Si-pnp-Transistoren PAT-26 verwendet.

Der Ringzähler arbeitet bei Normalspeisung von 18 V über einen Temperaturbereich von  $-5 \dots +50^\circ C$ . Dabei bleibt die Stromaufnahme praktisch konstant und beträgt etwa 44 mA.

Die maximale Taktfrequenz, mit welcher der Ringzähler bei Raumtemperatur betrieben werden kann, beträgt ungefähr 20 kHz.

Bei Raumtemperatur verarbeitet der Ringzähler die folgenden Speisespannungsschwankungen:

$$U_1 = 14,5 V \dots > 25 V$$

#### 4.2. Bistabile Stufe

Die Figur 30 zeigt eine binäre Einheitsstufe mit einem Dreipolschalter  $S_N$ , der auf jeden zweiten positiven Eingangsimpuls  $U_I$  einen positiven Ausgangsimpuls  $U_C$  erzeugt. Je nachdem ob der Schalter leitet oder sperrt, kann  $U_I$  über  $D_L$ , beziehungsweise  $D_Z$  einwirken und  $S_N$  in den andern Zustand kippen. Eine typische Schaltcharakteristik  $U = f(I)$  zeigt die Figur 31.



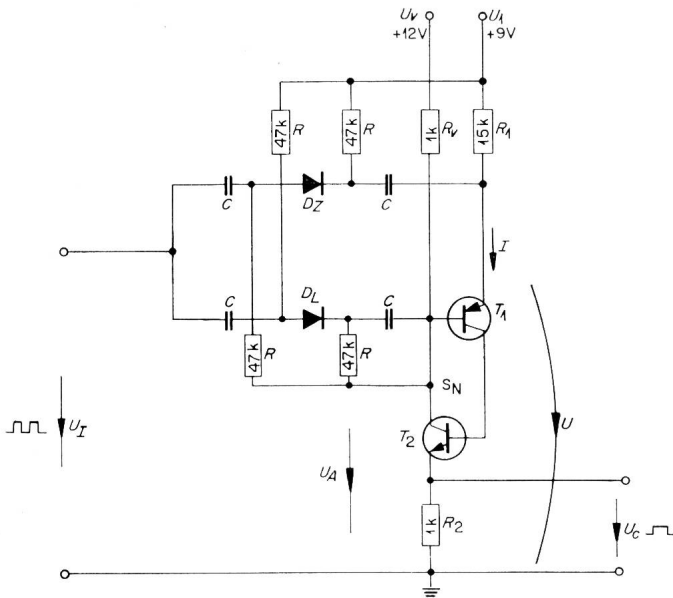


Fig. 30. Binäre Einheitsstufe mit Dreipolsschalter  $S_N$

Im gesperrten Zustand ist der Arbeitspunkt in L. Die Transistoren leiten nicht. Die Spannungen  $U$ ,  $U_A$ ,  $U_C$  betragen (Index L):

$$\left. \begin{aligned} U &= U_L \approx U_1 = +9 \text{ V} \\ U_{AL} &\approx U_v = +12 \text{ V} \\ U_{CL} &\approx 0 \end{aligned} \right\} (5.8)$$

Gleichzeitig folgt aus Figur 30, dass mit diesen Potentialen die Löschdiode  $D_L$  rückwärts und die Zünddiode  $D_Z$  vorwärts vorgespannt wird. Erscheint nun am Eingang ein positiver Impuls mit einer Amplitude von

$$U_{IZ} \geq U_v - U_1 = +3 \text{ V} \quad (5.9)$$

so kann er über  $D_Z$ , nicht aber über  $D_L$  auf den Schalter  $S_N$  einwirken, so dass dieser in den leitenden

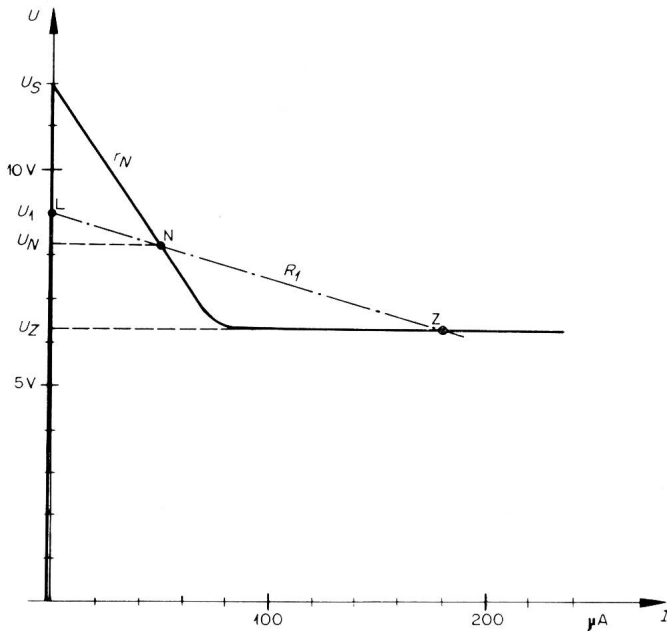


Fig. 31. Schaltcharakteristik  $U = f(I)$  des Dreipolsschalters von Fig. 30,  $\alpha_{En} \approx 77$

Arbeitspunkt Z gekippt wird. Die Spannungen  $U$ ,  $U_A$ ,  $U_C$  nehmen für  $R_1 \gg R_v$  ungefähr folgenden Wert an (Index Z):

$$U = U_Z \approx U_{AZ} \approx U_{CZ} \approx \frac{R_2 U_v}{R_2 + R_v} \approx +6 \text{ V} \quad (5.10)$$

Bei dieser Potentialverteilung folgt aus Figur 30, dass jetzt die Löschdiode  $D_L$  vorwärts und die Zünddiode  $D_Z$  rückwärts vorgespannt ist. Der nächste positive Eingangsimpuls wirkt demnach über  $D_L$ , nicht aber über  $D_Z$ . Erfüllt er die folgende Bedingung:

$$U_{IL} \geq U_N - U_Z \approx +2 \text{ V} \quad (5.11)$$

so bewirkt er das Sperren des Schalters  $S_N$ , wodurch wieder der ursprüngliche Zustand erreicht ist.

Werden die Impulsamplituden bedeutend grösser gemacht als angegeben, so tritt der Fall ein, bei dem die Impulse über beide Dioden auf den Schalter gelangen können und die Schaltung nicht mehr richtig funktioniert. Eine Messung zeigte, dass über den Temperaturbereich von  $0^\circ \dots +40^\circ \text{ C}$  Impulse von 4...6 V Amplitude sicher verarbeitet werden.

Der Innenwiderstand  $R_g$  der Quelle kann zwischen 100 Ohm und 5 kOhm variiert werden.

Die Stufe verarbeitet Impulsfrequenzen bis hinauf zu einigen kHz. Die einzelne Binärstufe von Figur 30 ist so dimensioniert, dass sie beliebig in Kaskade geschaltet werden kann und stets die nachfolgende Stufe richtig zu schalten vermag.

#### 4.3. Untersetzter für die Zeitimpulszählung

Mit Hilfe von fünf einzelnen Binärstufen wurde ein 32:1 Untersetzter, wie er für die Zeitimpulszählung verwendet werden kann, konstruiert. Figur 32 zeigt das Gesamtschema. Die Eingangsimpulse haben eine Repetitionsfrequenz von 0,3...3 Hz, eine Impulsdauer von etwa 50 ms und eine Amplitude von beispielsweise 48 V. Sie werden durch den Spannungsteiler am Eingang auf ungefähr 6 V herabgesetzt. Der Untersetzter betätigt über eine Transistorverstärkerstufe  $T_3$  auf je 32 periodisch eintreffende Eingangsimpulse ein Ausgangsrelais von zum Beispiel 2700 Ohm und 11 000 Windungen, kurzzeitig ein Mal. Dieser Untersetzter arbeitet über einen Temperaturbereich von  $-10 \dots +38^\circ \text{ C}$  sowie für Speisepannungsschwankungen von 44...53 V, bei einer mittleren Stromaufnahme von 82 mA. Durch eine etwas andere Dimensionierung der Schalter kann die obere Grenztemperatur auf zum Beispiel  $50^\circ \text{ C}$  gebracht werden.

### 5. Sperrschaltungen

Unter Sperrschaltungen versteht man sogenannte «lock-out»- oder Blockierungsschaltungen, bei denen von n möglichen parallel liegenden Schaltern immer nur ein einziger auf einmal leiten kann. Die n-1 andern Schalter sind blockiert oder gesperrt <sup>18 bis 21</sup>.

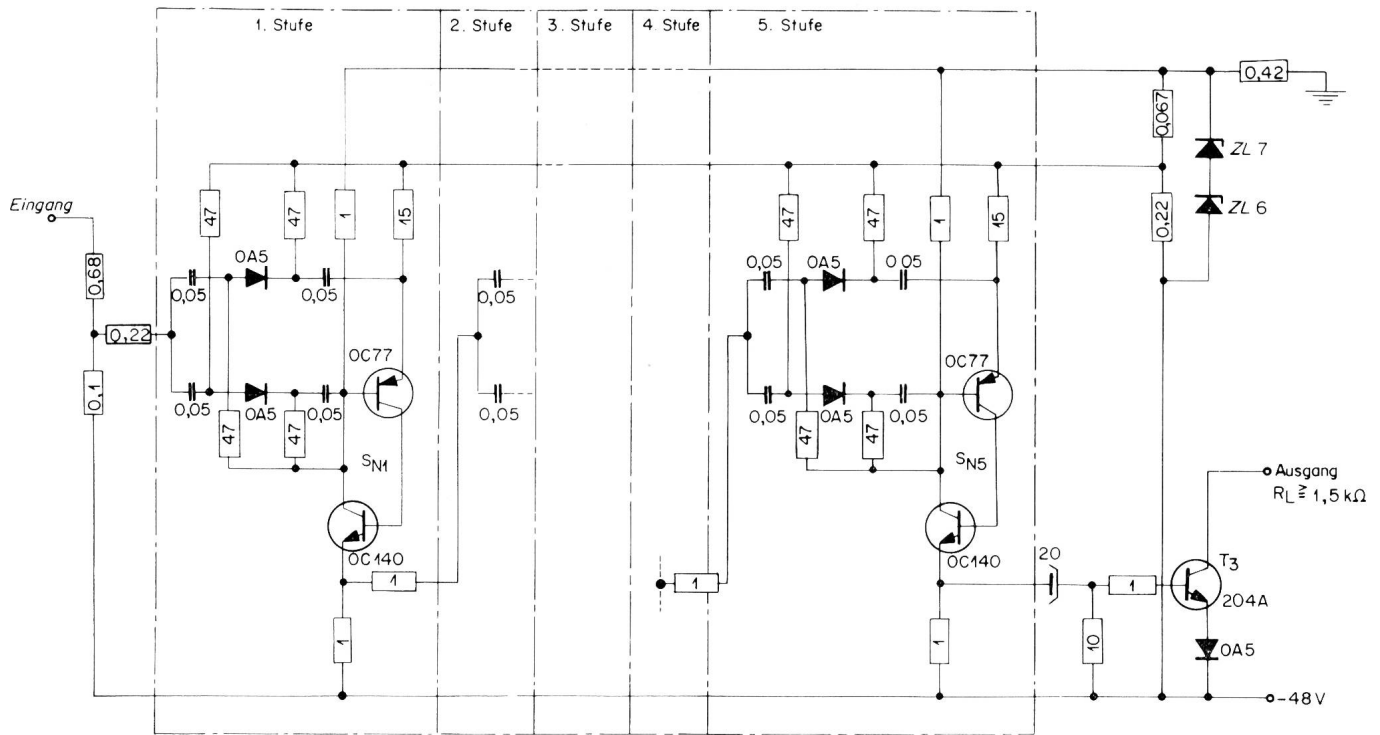


Fig. 32. Gesamtschema des Untersetzers 32:1 ( $R$  in  $k\Omega$ ,  $C$  in  $\mu F$ )

### 5.1. Sperrschaltung mit Zweipolalternern

Die Figur 33 zeigt eine typische Sperrschaltung für Schalter mit Charakteristiken ähnlich derjenigen von Zwei- und Vierpolschaltern (skizziert in der Fig. 33b). Die Batteriespannung  $U_1$  ist kleiner als die Anfangsspannung  $U_G$ , so dass alle Schalter  $S_{N1}$  bis  $S_{Nn}$  sperren. Wird nun die Triggerspannung  $U_T$  angelegt, so muss ein einziger der  $n$  Schalter zünden. Der dadurch fließende Strom erzeugt über dem Blockierungswiderstand  $R_s$  einen Spannungsabfall, der verhindert,

dass noch ein weiterer Schalter zünden könnte. Es gilt nach Figur 33b:

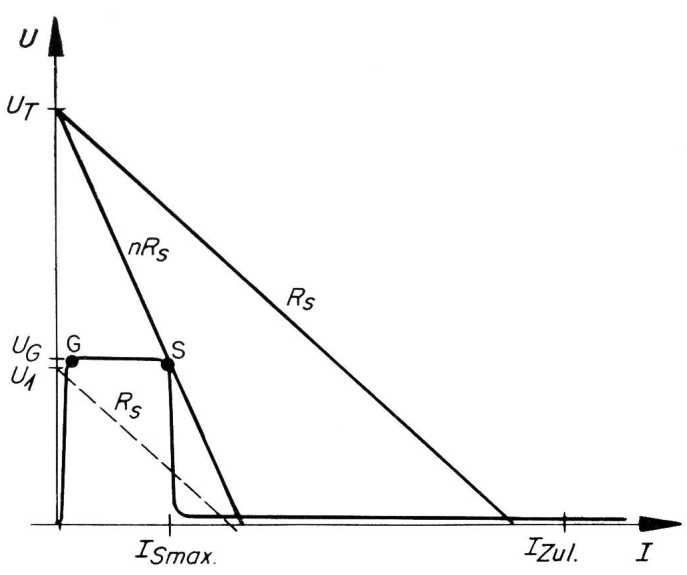
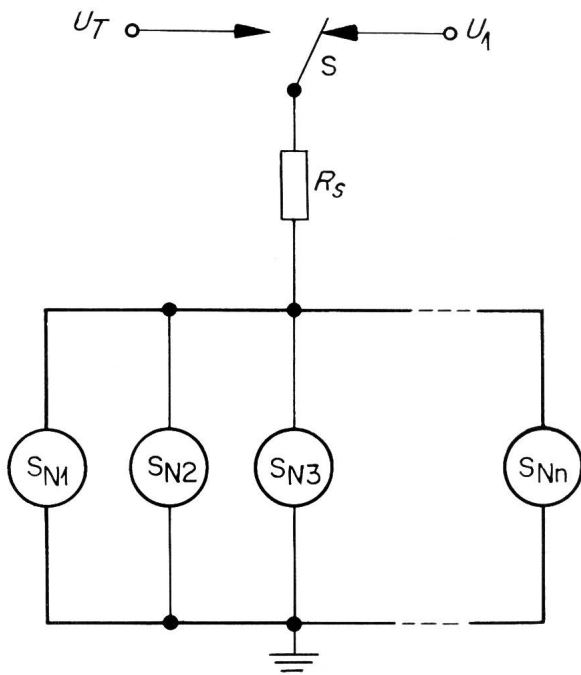
$$\text{Sperrbedingung: } U_1 \leq U_G \quad (5.12)$$

$$\text{Haltebedingung: } \frac{U_1}{R_s} \geq I_{S \max.} \quad (5.13)$$

$$\text{Zündbedingung: } \frac{U_T - U_G}{n R_s} \geq I_{S \max.} \quad (5.14)$$

$$\text{Maximal zulässiger Strom: } \frac{U_T}{R_s} \leq I_{zul.} \quad (5.15)$$

Die letzte Bedingung (5.15) ist dann gültig, wenn der Schalter so rasch einschaltet, dass in keinem Fall



a) Schaltung

b) Schaltcharakteristik

Fig. 33. Sperrschaltung mit Zweipolalternern



die, auf Grund der unter Umständen sehr grossen momentanen Verlustleistung entstehende Erwärmung zu gross wird.

Aus den beiden letzten Bedingungen (5.14) und (5.15) folgt:

$$U_T \geq \frac{U_G}{1 - n \cdot \frac{I_{S \max.}}{I_{zul.}}} > 0 \quad (5.16)$$

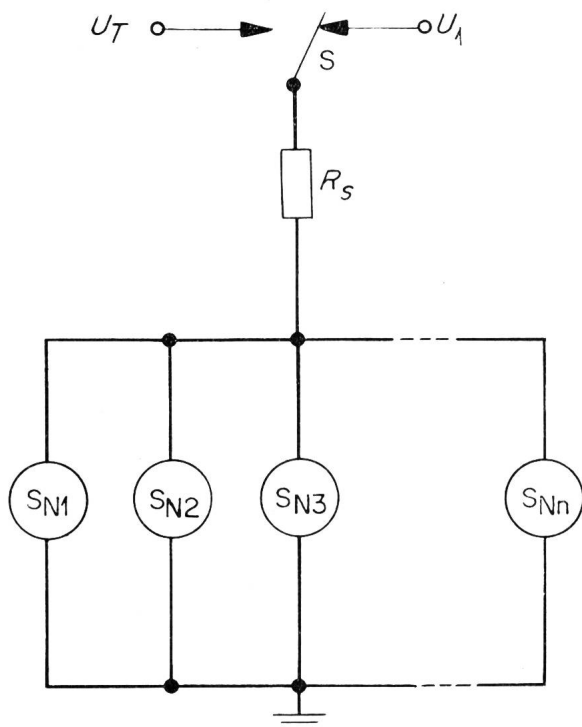
Diese Ungleichung sagt aus, dass  $I_{zul.}$  sehr viel grösser als  $I_{S \max.}$  sein muss, damit die Triggerspannung  $U_T$  für grössere  $n$  nicht allzu gross gemacht werden muss. Damit  $U_T > 0$  wird, muss auch der Nenner in Gl. (5.16) positiv sein, womit die maximale Zahl Schalter, die parallel liegen dürfen, gegeben ist durch:

$$n_{\max.} \leq \frac{I_{zul.}}{I_{S \max.}} \text{ (ganze Zahl)} \quad (5.17)$$

Für  $n = 10$  muss  $I_{zul.} \geq 10 \cdot I_{S \max.}$  sein, zum Beispiel  $I_{zul.} = 11 \cdot I_{S \max.}$ . Damit folgt aus Gl. (5.16):  $U_T \geq 11 U_G$ , was unter Umständen eine sehr grosse Spannung sein kann.

### 5.2. Sperrschaltung mit Dreipolhaltern

Die Bedingungen im vorangehenden Abschnitt sind sehr stark von der Ausdehnung des Gebietes G bis S der Schaltcharakteristik abhängig. Dieses fehlt beim Dreipolhalter, wodurch die Verhältnisse stark vereinfacht werden. Die Figur 34a zeigt dieselbe Anordnung der Schalter  $S_{N1}$  bis  $S_{Nn}$  wie in Figur 33a, jedoch mit andern Schaltcharakteristiken, nach Figur 34b. Die neuen Bedingungen lauten in diesem Falle:



a) Schaltung

Fig. 34. Sperrschaltung mit Dreipolhaltern

Sperrren:  $U_1 < U_S$  (5.18)

Halten:  $\frac{U_1}{R_s} \geq I_{W \max.}$  (5.19)

Zünden:  $U_T \geq U_S$  (5.20)

Blockieren:  $\frac{U_T}{R_s} < 2 I_{W \min.}$  (5.21)

Maximal zulässiger Strom:  $\frac{U_T}{R_s} \leq I_{zul.}$  (5.22)

Diese Sperrschaltung ist sehr einfach und doch wirkungsvoll. Sie ist in der Anzahl Schalter nach oben weniger begrenzt, als bei Verwendung von Schaltern mit einer Charakteristik nach Figur 33b.

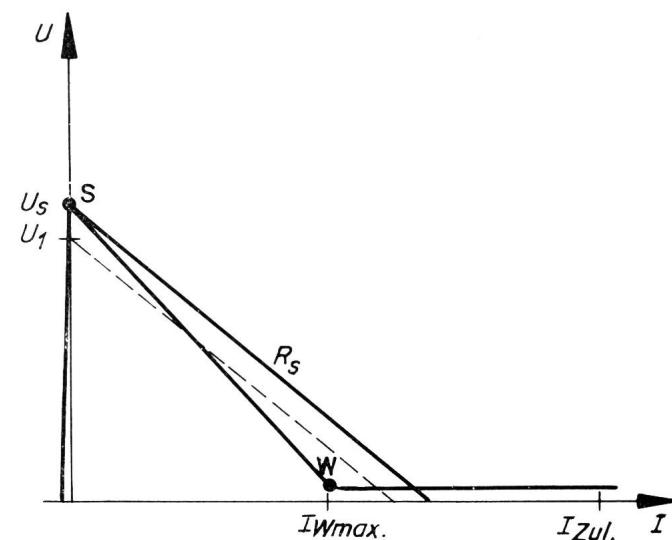
Die Bedingung (5.21) ist die eigentliche Sperrbedingung, die dafür sorgt, dass nie zwei Schalter gleichzeitig leitend sein können.

Dreipolhalter lassen sich sehr gut mit Hilfe von Impulsen, die über den dritten Anschluss (B in Fig. 28) eingegeben werden, triggern.

### 5.3. Sperrschaltung mit Vierpolhaltern

Wie schon angedeutet wurde, ermöglichen die speziellen Eigenschaften der Vierpolhalter eine Sperrschaltung besonderer Art. Die Figur 35 zeigt die Anordnung mit dem gemeinsamen Sperrwiderstand  $R_s$ .

Wenn keiner der  $n$  Schalter  $S_{N1}$  bis  $S_{Nn}$  leitet, so ist der Spannungsabfall über  $R_s$  Null und alle Schalter besitzen für  $R_2 \gg R_s$  eine Schaltcharakteristik A nach Figur 35b. Wird nun einer der  $n$  Schalter leitend, so erzeugt der durch  $R_s$  fliessende Strom einen Spannungsabfall  $U_2$ , der auf alle nichtleitenden Schalter als Sperrspannung – wie im Abschnitt 3.2.1. des I. Teils behandelt – einwirkt. Dadurch erhalten alle diese Schalter eine neue Schaltcharakteristik B nach Figur 35c, bei welcher der Schalterpunkt S nach grösseren Stromwerten verschoben ist. Die Bedingungen lauten nun für:



b) Schaltcharakteristik

Sperren:  $U_1 \leq U_G \approx U_v$  (5.23)

Halten:  $\frac{U_1}{R_1 + R_s} \geq I_{Wmax}$ . (5.24)

Zünden: negativer Impuls auf B von  $|\Delta U_I| \geq U_v - U_1$  (5.25)

Blockieren:  $I_{Smin} \approx \frac{U_2}{R_2} > I_Z - I_{Wmin}$ . (5.26)

$U_2 \approx \frac{U_v R_s}{R_v + R_s}$  (5.27)

Maximal zulässiger Strom:  $\frac{U_1 + |\Delta U_I|}{R_1 + R_s} \leq I_{zul}$ . (5.28)

**Schlussfolgerungen**

Der Zweipolschalter ist so stark temperaturabhängig, dass man ihn häufig nur bei Verwendung von Silizium-Transistoren praktisch gebrauchen kann. Mit Hilfe der beiden den Emittern gegenüberliegenden Widerständen  $R_{Ej}$  lässt sich der Schaltstrom  $I_S$  über einen weiten Bereich festlegen.

Demgegenüber kann der Dreipolschalter so dimensioniert werden, dass sich seine Charakteristik mit der Temperatur nur wenig verändert. Er besitzt im Gegensatz zum Zweipolschalter auch im Sperrpunkt O einen sehr hohen Widerstand. Seine Schaltcharakteristik lässt sich mit Hilfe der Referenzspannungsquelle  $U_v$ ,  $R_v$  und der Stromverstärkung  $\alpha_{En}$ , sofern die zulässigen Werte der Transistoren nicht überschritten werden, praktisch beliebig ändern. Der dritte Anschluss kann als Steuerelektrode zum Ein- oder Ausschalten des Schalters verwendet werden. Dies hat den Vorteil, dass die Steuersignale nicht über die zu schaltende Leitung geführt werden müssen wie beim Zweipolschalter, sondern getrennt eingespeist werden können.

Der Vierpolschalter entspricht in seinem Temperaturverhalten einem Dreipolschalter mit mehr oder weniger in Sperrichtung vorgespanntem npn-Transistor  $T_2$ . Seine Schaltcharakteristik kann in sehr weiten Grenzen zwischen jener eines gewöhnlichen Dreipolschalters und derjenigen eines Zweipolschalters gewählt werden. Sie ist auch bei veränderlicher Temperatur sehr konstant. Von allen drei Schaltertypen lässt sich dieser wohl am besten gegebenen Verhältnissen anpassen. Auf Grund seiner besonderen Eigenschaften kann mit diesem Schalter auch eine spezielle Art von Sperrschaltung konstruiert werden.

Die Anwendungsbeispiele haben gezeigt, dass sich mit solchen Schaltern digitale Schaltungen, wie sie etwa in der Telephonie vorkommen, in einfacher Weise verwirklichen lassen. Dort wo die Stückzahl sehr gross ist, wie etwa bei den Kreuzpunkten für die Sprechleiterdurchschaltung, werden wohl nur die kompakten Elemente einmal Verwendung finden; dagegen lassen sich mit komplementären Transistor-schaltern sehr gut kleinere Einheiten aufbauen. Dies ist ganz besonders dann angezeigt, wenn deren Charakteristik verhältnismässig enge Toleranzen aufweisen oder sogar von aussen einstellbar sein soll.

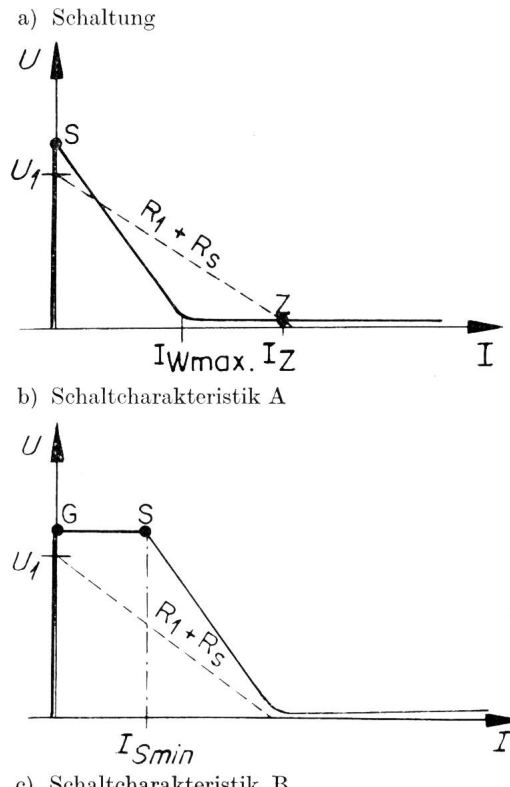
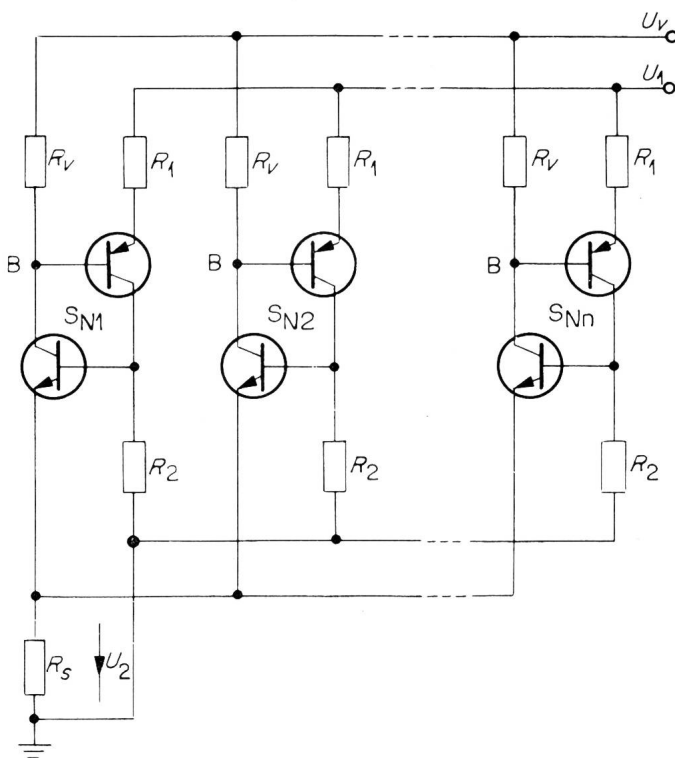


Fig. 35. Sperrschaltung mit Vierpolschaltern

Für wertvolle Ratschläge und Diskussionen im Zusammenhang mit der vorliegenden Arbeit bin ich Herrn Prof. H. Weber zu grossem Dank verpflichtet.

**Symbole und Konstanten**

- $I_{Ej}, I_{Bj}, I_{Cj}, U_{Ej}, U_{Cj}, U_{CEj}$ : Transistorgleichstromwerte (Fig. 1)
- O, L, S, N, W, D, Z, P: Punkte der Schaltcharakteristik  $U = f(I)$  erscheinen als Indizes von U und I
- j: Index p für pnp- und Index n für npn-Transistor

$c_t \approx 11,2 \text{ }^\circ\text{C}$ : Konstante in Gl. (5.4)  
 $c_u \approx 2 \text{ mV}$ : Konstante in Gl. (2.33)  
 $c_1 \approx 0,08 \text{ }^\circ\text{C}$  für Ge- und  $0,04 \text{ }^\circ\text{C}$  für Si-Transistoren  
 $c_2 \approx -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$   
 $e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Clb}$ : Ladung des Elektrons  
 $g = 1/r$ : Admittanz  
 $I_{CBOp}$ : Kollektorsperrstrom für  $I_{Ep} = 0$  und  $-U_{Cp} \gg U_B (< 0)$   
 $I_{CEOp}$ : Kollektorsperrstrom für  $I_{Bp} = 0$  und  $-U_{CEp} \gg U_B (< 0)$   
 $I_f$ : Relais-Abfallstrom  
 $I_{SCp}$ : Kollektorsperrstrom für  $U_{Ep} = 0$  und  $-U_{Cp} \gg U_B (> 0)$   
 $I_{SEp}$ : Emittersperrstrom für  $U_{Cp} = 0$  und  $-U_{Ep} \gg U_B (> 0)$   
 $I_{Smax}$ : max. Schaltstrom  $I_S$   
 $I_v$ : Strom aus der Referenzspannungsquelle  
 $I_{00}$ :  $I_{CBOj}$  bei  $T = T_0$   
 $I_{zul}$ : max. zul. Schalterstrom  
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws}/^\circ\text{K}$ : Boltzmann-Konstante  
 $q_j = 1 + (R_{Bj}/R_{Ej})$ : Rechnungsgrösse beim Zweipolschalter  
 $R_s$ : Blockierungswiderstand  
 $r_{Cj}$ : Kollektorwiderstand  
 $r_d$ : Durchlasswiderstand  
 $r_N$ : negativer Widerstand  
 $r_s$ : Sperrwiderstand  
 $r_{sat,j}$ : Sättigungswiderstand  
 $r_{oj} = \partial U_{Ej} / \partial I$ : Tangente an  $U_{Ej} = f(I)$   
 $r_\infty$ : Sättigungswiderstand für  $I \rightarrow \infty$   
 $T$ : abs. Temperatur in  $^\circ\text{K}$   
 $T_p$ : Impulsabstand  
 $t$ : Temperatur in  $^\circ\text{C}$  (ev. Zeit)  
 $t_x$ : Einschalttemperatur  
 $t_{1,2}$ : Ein- bzw. Ausschaltzeit des Zweipolschalters  
 $U_B = kT/e \approx 25 \text{ mV}$  bei  $t = 22 \text{ }^\circ\text{C}$ : Boltzmann-Spannung  
 $U_{Brenn}$ : Brennspannung einer Anzeigelampe  
 $U_{Eoj}$ :  $U_{Ej}$  für  $I_{Ej} = 0$  (Gl. 1. 12)  
 $U_{EFj}$ : Freie Spannung  $U_{Ej}$  für  $I_{Bj} = 0$  (Gl. 1. 22)  
 $U_I$ : Impulsspannung  
 $U_r$ : Referenzspannung der Referenzdiode  
 $U_{sat,j}$ : Sättigungsspannung  
 $U_v$ : Batteriespannung der Referenzspannungsquelle  
 $U_T$ : Triggerspannung  
 $U_{00}$ :  $U_{Ej}$  für  $T = T_0$   
 $U_1$ : Batteriespannung  
 $U_2$ : Sperrspannung beim Vierpolschalter  
 $\alpha_j$ : Gleichstromverstärkung, Basisschaltung Normalbetrieb  
 $\alpha_{Ij}$ : Gleichstromverstärkung, Basisschaltung invertierter Betrieb  
 $\alpha_{Ej}$ : Gleichstromverstärkung, Emitterschaltung Normalbetrieb  
 $\alpha_{IEj}$ : Gleichstromverstärkung, Emitterschaltung invertierter Betrieb  
 $\psi_3$ :  $\Delta U_S$  beim Dreipolschalter (Gl. 2. 15)  
 $\psi_4$ :  $\Delta U_G$  beim Vierpolschalter (Gl. 3. 8)  
 $\tau = RC$ : Zeitkonstante

## Literaturverzeichnis

- 1 Bannochie, J. G. und Fursey, R. A. E. Sealed Contact Reed Relays, A.T. E. Journal, **14** (1958), S. 262...273.
- 2 Feiner, A., Lovell, C. A., Lowry, T. N. und Ridinger, P. G. The Ferreed: A new Switching Device, Bell Syst. Techn. J., **39** (1960), S. 1...30.
- 3 v. Münch, W. und Salow, H. Anwendungen des speichernden Schalttransistors, NTZ, **12** (1959), S. 301...310.
- 4 Townsend, M. A. Cold-Cathode Gas Tubes for Telephone Switching Systems, Bell Syst. Techn. J., **36** (1957), S. 755...768.
- 5 de Wolf, N. The Binistor - A New Semiconductor Device, Electronic Industries, **18** (1960), No. 8, S. 84...87.

- 6 Memelink, O. W. The Deplistor, a Semiconductor Switching Device, Philips Res. Rep., **13** (1958), S. 485...488.
- 7 Mueller, C. W. und Hilibrand, J. The «Thyristor» - A New High-Speed Switching Transistor, IRE Trans. on Electron Devices, ED-5 (1958), S. 2...5.
- 8 Hunter, L. P., Handbook of Semiconductor Electronics, McGraw-Hill, New York/London, 1956.
- 9 Suran, J. J. Double Base Expands Diode Applications, Electronics, **28** (1955), S. 198...202.
- 10 Shockley, W. Unique Properties of the Four-Layer Diode, Electronic Industries, **16** (1957), No. 8, S. 58...63.
- 11 Grosser, H. K. M. Applications of Transistors in a Space-Division Electronic Telephone System, Proc. IEE, Part B, **106** (1960), Suppl. No. 18, S. 1211...1213.
- 12 Harel, A. Transistorised Private Automatic Telephone System, ETH - Prom. Nr. 2804, 1958.
- 13 Lo, A. W., Endres, R. O., Zawels, J., Waldhauer, F. D. und Cheng, C. C. Transistor Electronics, Prentice Hall, 1955.
- 14 Early, I. M. Effects of Space-Charge Layer Widening in Junction Transistors, Proc. IRE, **40** (1952), S. 1401...1406.
- 15 Guggenbühl, W. und Schneider, B. Zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes von Flächentransistoren, Arch. El. Übertr., **10** (1956), S. 361...375.
- 16 Flood, J. E. und Deller, W. B. The pnpn-Diode as a Cross-Point for Electronic Telephone Exchanges, Proc. IEE, Part B, **107** (1960), Suppl. No. 20, S. 291...302.
- 17 Endo, I., Yamagishi, K., Yoshida, S. und Goto, K. Properties of Compound Transistors for Speech-Path Switches, Rev. Electr. Commun. Lab., **8** (1960), S. 211...221.
- 18 Domburg, J. und Six, W. Eine Gasentladungsröhre mit kalter Kathode als Schaltelement in Fernsprechanlagen, Philips Techn. Rdsch., **15** (1954), S. 321...336.
- 19 Feldman, T. und Rieke, J. W. Application of Breakdown Devices to Large Multistage Switching Networks, Bell Syst. Techn. J., **37** (1958), S. 1421...1453.
- 20 Flood, J. E. und Warman, J. B. The Design of Cold-Cathode-Valve Circuits, Electronic Engineering, **28** (1956), S. 416...421.
- 21 Keister, W., Ritchie, A. E. und Washburn, S. H. The Design of Switching Circuits, van Nostrand Co., New York, 1951, Kapitel 15.
- 22 Ward, E. E. The Design of Controlled Rectifiers using Triode Transistors, Proc. IEE, Part B, **107** (1960), S. 473...480.
- 23 Leberwurst, K., Berechnung der Kippkennlinien einer pnp-npn-Kombination, Nachrichtentechnik, **9** (1959), S. 246...253.
- 24 Vallese, L. M. Properties of Hook Transistors in Switching and Amplifying Circuits, J. Brit. IRE, **18** (1958), S. 725...732.
- 25 Karp, M. A. A Transistor D-C Negative Immittance Converter, Proc. Natl. Electronics Conf. **12** (1956), S. 469...480.
- 26 McDuffie, G. E. und Chadwell, W. L. An Investigation of the Dynamic Switching Properties of 4-Layer Diodes, Commun. and Electronics, Nr. 47/1960, S. 50...53.
- 27 Ebers, J. J. Four-Terminal pnpn-Transistors, Proc. IRE, **40** (1952), S. 1361...1364.
- 28 Mackintosh, J. M. The Electrical Characteristics of Silicon pnpn-Triodes, Proc. IRE, **46** (1958), S. 1229...1235.
- 29 Matz, A. W. A Review of Semiconductor Switching Devices and Associated Design Requirements, ATE Journal, **15** (1959), S. 61...82.
- 30 Suran, J. J. Transient Analysis of Two-Terminal Negative Resistance Devices, Paper No. 116, Internatl. Symposium on Semicond. Devices, Paris, February 1961.
- 31 Bachmann, A. E. Complementary Transistor Diode and Triode as Bistable Electronic Switching Elements, Paper No. 81, Internatl. Symposium on Semicond. Devices, Paris, February 1961.