

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

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 39 (1961)

Heft: 12

Artikel: Temperaturverhalten und Anwendungsbeispiele von elektronischen Schaltern mit komplementären Transistoren

Autor: Bachmann, A. E.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875265>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 29.03.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

TECHNISCHE MITTEILUNGEN
BULLETIN TECHNIQUE

PTT

BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von den Schweizerischen Post-, Telephon- und Telegraphen-Betrieben - Publié par l'entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses - Pubblicato dall'Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

A. E. Bachmann, Bern

621.318.57:621.395.345

Temperaturverhalten und Anwendungsbeispiele von elektronischen Schaltern mit komplementären Transistoren

Zusammenfassung. In einem I. Teil werden auf Grund der Gleichungen des idealen Transistors die Eigenschaften von elektronischen Schaltern mit komplementären Transistoren abgeleitet. Dabei richtet sich die Aufmerksamkeit besonders auf das Verhalten der Schaltcharakteristik bei veränderlicher Temperatur. Die abgeleiteten Beziehungen werden an Hand von Messungen überprüft und diskutiert. Je nachdem ob der Schalter 2, 3 oder 4 Hauptanschlüsse besitzt, wird er Zwei-, Drei-, oder Vierpol-schalter genannt.

Der II. Teil bringt einige Anwendungsbeispiele, wie sie in der heutigen Vermittlungstechnik vorkommen können: Zeitschalter, Taktgeber, Sägezahn-generator, Amplitudenvergleichsschaltung, Temperaturschalter, Ringzähler und Untersetzer.

Am Schluss werden Sperrschaltungen besprochen, bei welchen von n parallel liegenden Schaltern nur ein einziger leiten darf, während die restlichen gesperrt bleiben.

Einführung

Die heute üblichen Telephonzentralen machen Gebrauch von einer sehr grossen Zahl von Relais und Wählern, die mit Hilfe von mechanisch bewegten metallischen Kontakten Verbindungen herstellen und unterbrechen. Vermittlungssysteme der Zukunft müssen sehr grosse Verkehrsvolumen in sehr kurzer Zeit bewältigen und gleichzeitig das bestehende Übertragungsnetz wirtschaftlicher ausnutzen. Man ist deshalb bestrebt, den langsam bewegten Metallkontakt entweder durch einen schnelleren, wie im Falle des Zungenrelais¹ und des Ferreed², oder aber durch einen sehr schnellen elektronischen Schalter mit sonst ähnlichen Eigenschaften zu ersetzen. Mehrere erfolgversprechende Elemente sind schon entwickelt und zum Teil bei Versuchen auch angewendet worden, wie etwa der Salow-Schalttransistor, die Kaltkathodendiode, der Deplistor, Thyristor, Spitzentransistor,

Résumé. Dans la première partie, les caractéristiques des commutateurs électroniques à deux transistors complémentaires sont dérivées des équations du transistor idéal. Le but est de montrer l'influence d'un changement de température sur ces caractéristiques. Les résultats des calculations sont comparés avec ceux qui ont été mesurés avec des commutateurs types. Selon le nombre des connexions externes, les commutateurs sont appelés commutateurs à transistors complémentaires type diode, triode ou tétrade.

La deuxième partie montre des applications dans le domaine téléphonique: commutateur à temps, générateur de mesure, discriminateur d'amplitude, commutateur à température, compteur en anneau et diviseur binaire.

Finalement des circuits de blocage sont discutés, dans lesquels, sur n commutateurs mis en parallèle, un seul doit être conducteur.

die Doppelbasisdiode und vor allem die aus vier Halbleiterschichten bestehende pnpn-Diode und pnpn-Triode^{3 bis 11}. Alle diese Elemente besitzen eine Impedanzcharakteristik mit einem hohen Widerstand im gesperrten und einem niedrigen Widerstand im leitenden Zustand. Dazwischen befindet sich ein Übergangsbereich mit negativem Widerstand. Es sind demzufolge bistabile Schalter mit Gedächtnisfunktion, ähnlich einem Haltekontakt, die mit Hilfe von kurzzeitig angelegten Steuersignalen hin und her geschaltet werden können. Ihre Verwendung ist heute noch stark dadurch behindert, dass ihr Preis bei zum Teil weniger guten Eigenschaften höher ist als derjenige eines Relaiskontaktes.

Es ist nun durchaus möglich, mit Hilfe von Transistorschaltungen ebenfalls solche bistabile Schalter mit negativen Impedanzcharakteristiken zu konstruieren, die als Ersatzschaltungen der oben erwähnten

Elemente angesehen werden können. Als Vorteil erweist sich dabei, dass man Eingriffe in die Schaltung machen kann, um die Charakteristik derselben zu ändern und zu verbessern.

Solche Schalter eignen sich deshalb sehr gut für Untersuchungen über das Verhalten, die Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten der erwähnten Elemente ganz allgemein.

Die Transistorschaltungen benutzen einen pnp-Transistor und einen npn-Transistor sowie eine Referenzspannungsquelle. Die beiden komplementären Transistoren sind in einer stark rückgekoppelten Art zusammengeschaltet. Die Rückkopplung wird aber erst positiv, nachdem eine mit der Referenzspannung eng verknüpfte Potentialdifferenz überschritten wird und der Schalter vom gesperrten in den leitenden Zustand kippen kann. Je nachdem ob der Schalter zwei, drei oder vier Hauptanschlüsse besitzt, wird er Zweipol-, Dreipol- oder Vierpolschalter genannt.

A. Harel hat in seiner Promotionsarbeit¹² besonders die Eigenschaften von Zweipol- aber auch von Dreipol-Schaltern bei konstanter Temperatur untersucht. Für praktische Anwendungen ist das Verhalten bei veränderlicher Temperatur von ausschlaggebender Bedeutung. So ist denn der I. Teil der nachfolgenden Untersuchungen vornehmlich der Abklärung dieser Frage gewidmet. Darauf aufbauend werden im II. Teil einige typische Anwendungen besprochen.

Dieselbe Schaltung mit komplementären Transistoren kann nicht nur, wie hier, zur Erzeugung einer leerlaufstabilen, sondern auch einer kurzschlußstabilen Schaltcharakteristik verwendet werden³⁰. Sie ist in diesem letzteren Fall als Ersatzschaltung beispielsweise für Tunneldioden verwendbar, was aber im Folgenden nicht untersucht werden soll.

I. TEIL

Temperaturverhalten von elektronischen Schaltern mit komplementären Transistoren

1. Grundsätzliche Transistor-Beziehungen

Die Untersuchung der Schaltcharakteristik von elektronischen Schaltern mit komplementären Transistoren könnte grundsätzlich mit Hilfe des Ersatzschemas von Spitzentransistoren durchgeführt werden. Da dies aber die Schaltung mit vielen Elementen in die Ersatzschaltung eines kompakten Elementes überführt, wird diese Methode hier nicht angewendet. Vielmehr basieren die Berechnungen auf den bekannten Grundgleichungen von Flächentransistoren mit homogener Basisschicht. Die wichtigsten Zusammenhänge wie sie für einen pnp-Transistor mit den in *Figur 1* angegebenen positiven Strom- und Spannungsrichtungen gelten, seien des besseren Verständnisses wegen kurz zusammengestellt¹³. Diejenigen für npn-Transistoren folgen unmittelbar daraus, indem das Vorzeichen jedes Transistorstromes und jeder

Transistorspannung umgekehrt wird. Die Gleichungen für npn-Transistoren werden mit einem ' bezeichnet und anstelle des Indexes p wird ein n gesetzt.

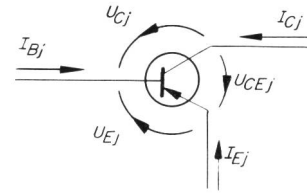


Fig. 1. Positive Strom- und Spannungsrichtungen

$$I_{Ep} = I_{SEp} \left[\exp \left(\frac{U_{Ep}}{U_B} \right) - 1 \right] - \alpha_{Ip} I_{Scp} \left[\exp \left(\frac{U_{Cp}}{U_B} \right) - 1 \right] \quad (1.1)$$

$$I_{Cp} = -\alpha_p I_{SEp} \left[\exp \left(\frac{U_{Ep}}{U_B} \right) - 1 \right] + I_{Scp} \left[\exp \left(\frac{U_{Cp}}{U_B} \right) - 1 \right] \quad (1.2)$$

Die Bedeutung der einzelnen Größen ist im Verzeichnis der Symbole (am Schluss dieser Abhandlung) angegeben. Unter Berücksichtigung des *Early*-Effektes¹⁴ folgt daraus im Normalbetriebsfall mit $-U_{Cp} \gg U_B$ und $-U_{CEn} \gg U_B$:

$$I_{Cp} = -\alpha_p I_{Ep} + I_{CBOp} + \frac{U_{Cp}}{r_{Cp}} \quad (1.3)$$

$$I_{Cp} = \alpha_{Ep} I_{Bp} + I_{CEO p} + \frac{U_{CEp}}{(1 - \alpha_p) r_{Cp}} \quad (1.4)$$

$$U_{Ep} = U_B \ln \left[(1 - \alpha_p) + \frac{I_{Ep}}{I_{SEp}} \right] \quad (1.5)$$

dabei gilt: $\alpha_{Ep} = \frac{\alpha_p}{1 - \alpha_p} \quad (1.6)$

$$I_{CEO p} = (\alpha_{Ep} + 1) I_{CBOp} \quad (1.7)$$

$$I_{SEp} = \frac{\alpha_{Ip}}{\alpha_p} \cdot \frac{-I_{CBOp}}{1 - \alpha_{Ip} \alpha_p} \quad (1.8)$$

$$\alpha_{Ip} I_{Scp} = \alpha_p I_{SEp} \quad (1.9)$$

Wenn Emitter und Kollektor gegenüber der Basis stark negativ vorgespannt sind ($-U_{Ep} \gg U_B$ und $-U_{Cp} \gg U_B$), so folgt aus Gl. (1.1) und (1.2) mit $\alpha_p \approx 1$:

$$I_{Ep} = -(1 - \alpha_p) I_{SEp} \approx \frac{\alpha_{IEp}}{\alpha_{Ep}} I_{CBOp} \quad (1.10)$$

$$I_{Cp} = \frac{1 - \alpha_{Ip}}{1 - \alpha_{Ip} \alpha_p} I_{CBOp} \approx I_{CBOp} \approx -I_{Bp} \quad (1.11)$$

Wenn der Emitterstrom $I_{Ep} = 0$ ist, so folgt aus Gl. (1.5):

$$U_{Eop} = U_B \ln(1 - \alpha_p) = -U_B \ln(\alpha_{Ep} + 1) \quad (1.12)$$

Bei kurzgeschlossener Emitter-Basis-Diode ($U_{Ep} = 0$) folgt aus Gl. (1.2) im Normalbetriebsfall:

$$I_{Cp} = -I_{Scp} = \frac{+I_{CBOp}}{1 - \alpha_{Ip} \alpha_p} \quad (1.13)$$

Für $U_{Cp} = 0$ folgt I_{Ep} aus Gl. (1.1) zu:

$$I_{Ep} = I_{SEp} \left[\exp \left(\frac{U_{Ep}}{U_B} \right) - 1 \right] \quad (1.14)$$

Die Emitter-Basis-Spannung U_{Ep} sowie der Kollektorsperrstrom I_{CBOp} sind die beiden Grössen, die sich mit der Temperatur am stärksten verändern. Ihnen gegenüber können bei vielen Transistortypen die weitem Änderungen (z. B. in α_p, r_{Cp}, \dots) vernachlässigt werden. Es gilt¹⁵:

$$I_{CBOp} = I_{00} \exp [c_1 (T - T_0)] \quad (1.15)$$

$$U_{Ej} = U_{00} \left(\frac{+}{-} \right) c_2 (T - T_0) \quad (1.16)$$

I_{00} und U_{00} sind die Ausgangswerte bei $T = T_0$ und die beiden Konstanten c_1 und c_2 sind wie folgt gegeben:

$$c_1 \approx 0.08 / ^\circ\text{C} \text{ für Ge und } 0.04 / ^\circ\text{C} \text{ für Si} \quad (1.17)$$

$$c_2 \approx -U_B c_{1Ge} \approx -2 \text{ mV}/^\circ\text{C} \text{ für Ge und Si} \quad (1.18)$$

Diese beiden Grössen c_1 und c_2 sind im betrachteten Bereich von $0 \dots 50^\circ\text{C}$ praktisch unabhängig von der Temperatur.

Das Minuszeichen in der Klammer von Gl. (1.16) gilt für den npn-Transistor. Die betreffenden Änderungen je Temperatureinheit betragen somit:

$$\frac{\partial I_{CBOp}}{\partial T} = c_1 I_{CBOp} \quad (1.19)$$

$$\frac{\partial U_{Ep}}{\partial T} = c_2 \quad (1.20)$$

$$\frac{\partial U_B}{\partial T} = \frac{U_B}{T} \quad (1.21)$$

Die sogenannte freie Spannung U_{EFj} tritt dann auf, wenn der Basisstrom $I_{Bj} = 0$ ist. Sie ist wie folgt gegeben:

$$U_{EFj} \approx \left(\frac{+}{-} \right) U_B \ln \left(\frac{\alpha_{Ej}}{\alpha_{IEj}} + 1 \right) \quad (1.22)$$

Das Pluszeichen gilt für pnp-, das Minuszeichen für npn-Transistoren.

2. Dreipolshalter mit komplementären Transistoren

In der *Figur 2* ist die Schaltung und in der *Figur 3* eine typische Schaltcharakteristik des Dreipolshalters aufgezeichnet. Die Umschaltspannung U_S wird im wesentlichen durch eine von aussen angelegte Referenzspannung U_v festgelegt und kann in sehr weiten Grenzen bis zur Erreichung der maximal zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CEn \text{ max.}}$ des npn-Transistors T_2 beliebig eingestellt werden. Ebenso lässt sich der Betrag des negativen Widerstandes r_N mit Hilfe des Quellenwiderstandes R_v festlegen.

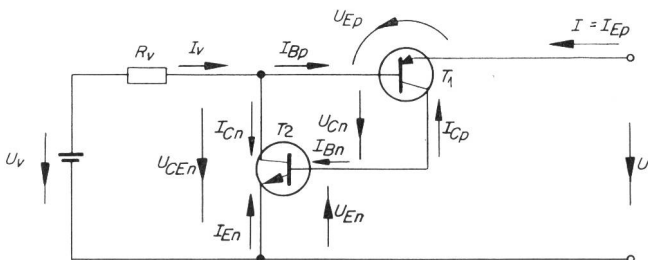


Fig. 2. Dreipolshalter mit komplementären Transistoren

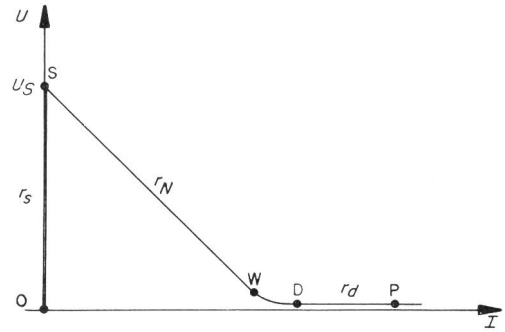


Fig. 3. Schaltcharakteristik des Dreipolshalters

In den nachfolgenden Untersuchungen wird stets angenommen, dass – wie in *Figur 2* angegeben – T_1 ein pnp- und T_2 ein npn-Transistor sei. Im umgekehrten Fall entsteht eine analoge Charakteristik zu *Figur 3* mit umgekehrten Vorzeichen. Sämtliche Formeln gelten sinngemäss mit vertauschten Indizes p und n .

2.1. Funktionsweise

U_v ist die über den Widerstand R_v angelegte Referenzspannung. Solange die angelegte Klemmen-Spannung U wesentlich kleiner als U_v ist, sperrt der Transistor T_1 und es fliesst ein sehr kleiner negativer Sperrstrom I aus seinem Emitter heraus. Transistor T_2 ist nicht gesperrt, aber der kleine fließende Kollektorstrom des pnp-Transistors von der Grössenordnung des Kollektorsperrstromes I_{CBOp} genügt (bei nicht zu hohen Temperaturen) normalerweise nicht, um T_2 richtig zu öffnen. Unmittelbar vor dem Umschaltspunkt S erreicht der pnp-Transistor gerade soviel negative Vorspannung, dass sein Emitterstrom $I = 0$ wird. Damit wird sein Kollektor- und Basisstrom – bis auf das Vorzeichen – gleich gross und gleich dem Kollektorsperrstrom I_{CBOp} .

Im nächsten Moment wird der Basisstrom $I_{Bp} = 0$, T_1 beginnt zu leiten, ebenso T_2 . Der Emitterstrom I steigt an, I_v gleichfalls, wodurch U_{CEn} und damit auch U sinkt. Die beiden Transistoren bringen sich gegenseitig durch positive Rückkopplung stark zum Leiten und zwar solange, bis der Strom I_v auf seinen maximalen Wert von ungefähr U_v/R_v angestiegen und U auf einen sehr kleinen Wert abgesunken ist. Zuerst wird der Endpunkt W erreicht, bei dem die beiden Transistoren gemeinsame, Kollektor-Basis-Spannung $U_{Cn} = 0$ geworden ist. Im Tiefpunkt D sind die Transistoren schon leicht gesättigt und im positiven Bereich sind sie es vermehrt.

2.2. Berechnung der Schaltcharakteristik

Aus der *Figur 2* entnimmt man die folgenden Zusammenhänge:

$$U = U_v - R_v I_v + U_{Ep} \quad (2.1)$$

$$I_v = I_{Cn} + I_{Bp} \quad (2.2)$$

$$I + I_{Bp} + I_{Cp} = 0 \quad (2.3)$$

$$I_{Bn} = -I_{Cp} \quad (2.4)$$

Mit Hilfe von Gl.(1.3) und der für npn-Transistoren gültigen Gl. (1.4)' folgt aus den obigen Zusammenhängen:

$$U = U_v + U_{Ep} - R_v (\alpha_{En} + 1) \cdot \left[I (\alpha_p + \alpha_n - 1) + I_{CBOn} - I_{CBOp} + \frac{U_{CEn}}{r_{Cn}} - \frac{U_{Cp}}{r_{Cp}} \right] \quad (2.5)$$

Diese Gl. (2.5) liefert die Schaltcharakteristik $U = f(I)$ für den ganzen Bereich von 0 bis unmittelbar vor W. Sie hat die Form $U = U_S + I \cdot r_N$. Es folgt aus ihr und mit Gl. (1.5) der differentielle Widerstand r zu:

$$r = \frac{\partial U}{\partial I} = \frac{U_B}{I_{SEp}(1 - \alpha_p) + I} - (\alpha_{En} + 1)(\alpha_p + \alpha_n - 1) R_v \quad (2.6)$$

Normalerweise ist $\alpha_p \approx 1$, womit $\alpha_p - 1 \ll \alpha_n$ wird und Gl. (2.6) übergeht in:

$$r \approx \frac{U_B}{-I_O + I} - \alpha_{En} R_v = r_s - r_N \quad (2.7)$$

Darin ist $-I_O$ ein kleiner positiver Strom von weniger als 1 μA Grösse [Gl. (2.8)].

a) Gesperrter Zustand O ($U = 0$)

Der Strom im Sperrpunkt O folgt aus Gl. (2.5), wenn $U = 0$ gesetzt wird. Er ist aber auch durch die Gl. (1.10) direkt gegeben:

$$I_O = -(1 - \alpha_p) I_{SEp} \approx \frac{\alpha_{IEp}}{\alpha_{Ep}} I_{CBOp} \quad (2.8)$$

Der Betrag dieses Sperrstromes I_O ist für nicht symmetrische Transistoren viel kleiner als derjenige von I_{CBOp} . Seine Temperaturabhängigkeit ist praktisch gleich gegeben wie jene des Kollektorsperrstromes I_{CBOp} , wenn man von der weniger ins Gewicht fallenden Änderung der Stromverstärkungen absieht:

$$\frac{\partial I_O}{\partial T} \approx c_1 I_O \quad (2.9)$$

Im Sperrbereich von O bis S ist $+I_O \leq I < 0$ und somit $r_s \gg |r_N|$ in Gl. (2.7). Der Sperrwiderstand r_s ist also gegeben durch:

$$r_s \approx \frac{U_B}{-I_O + I} \quad (2.10)$$

Auf Grund dieser Gleichung müsste im Sperrpunkt O der Sperrwiderstand r_s im Idealfall unendlich gross sein und dann gegen S hin allmählich abnehmen.

Aus der Gl. (2.5) kann der Wert von I_v im Sperrpunkt O für $\alpha_p \approx 1$ und $\alpha_n \approx 1$ entnommen werden zu:

$$I_{vO} \approx (\alpha_{En} + 1) \left(I_{CBOn} - I_{CBOp} + \frac{U_{CEn}}{r_{Cn}} - \frac{U_{Cp}}{r_{Cp}} \right) \quad (2.11)$$

Die Multiplikation mit der Stromverstärkung α_{En} hat zur Folge, dass I_{vO} recht gross werden kann.

b) Schaltpunkt S ($r = \frac{\partial U}{\partial I} = 0$)

Die Bedingung $r = 0$ führt auf Grund von Gl. (2.7) zu folgender Beziehung für den Schaltstrom I_S :

$$I_S \approx \frac{U_B}{\alpha_{En} R_v} + I_O \quad (2.12)$$

Für $R_v > 1$ kOhm und $\alpha_{En} > 10$ wird dieser Schaltstrom $I_S < 2,5 \mu A$. Ein Vergleich mit Gl. (2.25) zeigt, dass I_S immer mindestens um den Faktor U_v/U_B kleiner ist als I_W . In den meisten gebräuchlichen Fällen mit $\alpha_{En} \cdot R_v > 10 \cdot 100 \Omega$ kann deshalb $I_S \approx 0$ angenommen werden. Mit der Näherung $\alpha_p \approx 1$ und Gl. (2.6) folgt die Schaltspannung U_S aus Gl. (2.5) zu:

$$U_S \approx U_v + U_{EpS} - U_B - R_v (\alpha_{En} + 1) \cdot \left[I_{CBOn} - I_{CBOp} + \frac{U_{CEn}}{r_{Cn}} - \frac{U_{Cp}}{r_{Cp}} \right] \quad (2.13)$$

Oder mit Hilfe von Gl. (2.11) gilt angenähert:

$$U_S \approx U_v + U_{EpS} - U_B - R_v I_{vO} \quad (2.14)$$

Aus dieser Bestimmungsgleichung für U_S ist ersichtlich, dass mit Hilfe von Schaltungsmassnahmen nur der letzte Anteil

$$\psi_3 = R_v I_{vO} \quad (2.15)$$

klein gemacht werden kann. Die beiden anderen Grössen U_{EpS} und U_B sind physikalisch bedingt.

U_{EpS} ist eine kleine negative Spannung, gegeben durch:

$$U_{EpS} \approx U_B \ln \left(\frac{U_B}{-I_{CBOp} \alpha_{En} \alpha_{IEp} R_v} \right) \quad (2.16)$$

die mit steigender Temperatur ebenfalls um etwa $c_2 \approx -2$ mV/°C abnimmt (siehe Figur 5b).

Bei Annahme konstanter α_{En} und r_{Cj} ist die Temperaturabhängigkeit der Schaltspannung U_S gegeben durch:

$$\frac{\partial U_S}{\partial T} \approx +c_2 - R_v (\alpha_{En} + 1) c_1 (I_{CBOn} - I_{CBOp}) \approx +c_2 - c_1 \psi_3$$

Daraus ist ersichtlich, dass R_v , α_{En} und I_{CBOp} klein sein müssen, damit die Temperaturabhängigkeit der Schaltspannung U_S klein wird. Dies wird zum Beispiel durch Verwendung von Silizium-Transistoren mit kleinen α_{En} und I_{CBOp} erreicht.

c) Bereich des negativen Widerstandes (S bis W)

Im Bereich des negativen Widerstandes steigt der Strom I kontinuierlich an und für $I \gg |I_O|$ folgt aus Gl. (2.7) zunächst $r_s \ll |r_N|$ und damit die Grösse des negativen Widerstandes:

$$r_N \approx -\alpha_{En} R_v \quad (2.18)$$

Bei gegebenem α_{En} lässt sich demnach der Betrag des negativen Widerstandes mit Hilfe von R_v sehr leicht und in weiten Grenzen variieren. Die Änderung von r_N bei Variation der Temperatur ist gleich derjenigen der Stromverstärkung α_{En} des npn-Transistors T_2 , die in den meisten Fällen gering ist.

Durch Vergleichen von Gl. (2.1) und Gl. (2.5) findet man den Quellenstrom I_v für $I \gg |I_{CBOp}|$ zu:

$$I_v \approx \alpha_{En} I \quad (2.19)$$

Diese Gleichung sagt aus, dass der Quellenstrom I_v im negativen Bereich der Charakteristik stets um den Faktor α_{En} grösser ist als der Schalterstrom I . Dies ergibt auch einen grossen Kollektorstrom I_{Cn} des npn-Transistors T_2 , was zur Folge hat, dass α_{En} schon sofort nach dem Schaltungspunkt S auf einen annähernd konstanten Wert ansteigt und die Widerstandsänderung in der Umgebung von S somit sehr gross wird.

d) Endpunkt W ($U_{Cj} = 0$)

Der Endpunkt W des negativen Widerstandsgebietes ist dann erreicht, wenn die – beiden Transistoren gemeinsame – Kollektorspannung $U_{Cn} = 0$ wird. Es gelten nicht mehr die Gl. (1.3) und (1.4), sondern Gl. (1.14). Aus ihr folgt für $I \gg I_{SEp}$:

$$U_{Ep} \approx U_B \ln \left(\frac{I}{I_{SEp}} \right) \quad (2.20)$$

und U_{En} genau analog dazu.

Aus der Figur 2 entnimmt man für $U_{Cn} = 0$:

$$U_W = U_{Ep} - U_{En} \quad (2.21)$$

$$I_{En} = -(I_v + I) \quad (2.22)$$

Mit der auch hier noch immer für I_v annähernd gültigen Gl. (2.19) folgt aus Gl. (2.22):

$$I_{En} \approx -I(\alpha_{En} + 1) \quad (2.23)$$

Womit Gl. (2.21) übergeht in:

$$U_W \approx U_B \ln \left| \frac{I^2 (\alpha_{En} + 1)}{I_{SEp} I_{SEn}} \right| \quad (2.24)$$

Der Schalterstrom I im Punkte W ist angenähert gegeben durch:

$$I_W \approx \frac{U_v + U_{En}}{\alpha_{En} R_v} \quad (2.25)$$

In praktischen Fällen ist $U_{En} \ll U_v$ und somit die Spannung im Punkte W gegeben durch:

$$U_W \approx U_B \left[\ln \left| \frac{(U_v/R_v)^2}{I_{SEp} I_{SEn}} \right| - \ln \left(\frac{\alpha_{En}^2}{\alpha_{En} + 1} \right) \right] \quad (2.26)$$

Für grosse $\alpha_{En} \gg 1$ geht der letzte Ausdruck in Gl. (2.26) über in $\ln(\alpha_{En})$.

Mit der Annahme, dass die Stromverstärkungen α_{Ej} temperaturunabhängig sind, erhält man aus Gl. (2.26) durch Differentiation:

$$\frac{\partial U_W}{\partial T} \approx \frac{U_W}{T} + 2 U_B c_1 \approx -3 \text{ mV/}^\circ\text{C} \quad (2.27)$$

Die Temperaturabhängigkeit von U_W ist grösser als jene der einzelnen Emitterbasisspannung. Sie ist aber nicht doppelt so gross, weil der erste Summand in Gl. (2.27), welcher der Zunahme von U_B entspricht, reduzierend wirkt.

e) Tiefpunkt D ($r_D = \frac{\partial U}{\partial I} = 0$; $U_{Cn} < 0$)

Im Tiefpunkt D sind die Transistoren gesättigt und ihre gemeinsame Kollektor-Basis-Spannung hat das Vorzeichen gewechselt. Der Strom I_v aus der Refe-

renzspannungsquelle bleibt auf einem konstanten Wert:

$$I_{vD} = \frac{U_v - U_{CEn}}{R_v} \quad (2.28)$$

bei dem vielfach $|U_{CEn}| \ll U_v$ ist. U_{CEn} ist eine kleine positive Spannung, die sog. Sättigungsspannung $U_{sat.n}$ des Transistors T_2 . Sie ist gegeben durch¹³:

$$U_{CEn} = U_{sat.n} = I_{Cn} r_{sat.n} \quad (2.29)$$

wobei der Sättigungswiderstand $r_{sat.n}$ wie folgt gegeben ist:

$$r_{sat.n} = \frac{U_B}{I_{Bn}} \left(\frac{1}{\alpha_{En} - \frac{I_{Cn}}{I_{Bn}}} + \frac{1}{1 + \alpha_{IEn} + \frac{I_{Cn}}{I_{Bn}}} \right) (> 0) \quad (2.30)$$

In diesen Gleichungen ist der Kollektorstrom I_{Cn} annähernd konstant und gleich I_v . Aus Gl. (2.30) folgt demnach, dass der Sättigungswiderstand $r_{sat.n}$ umso kleiner ist, je grösser der Basisstrom I_{Bn} sowie die Stromverstärkungen in Vor- und Rückwärtsrichtung sind. Typische Werte für $r_{sat.n}$ sind + 1...10 Ohm.

Die Spannung U_D im Tiefpunkt D ist gegeben durch die folgende Summe zweier kleiner Spannungen:

$$U_D = U_{sat.n} + U_{Ep} \quad (2.31)$$

Der Strom I_D folgt aus der Bedingung $r_D = \frac{\partial U}{\partial I} = 0$.

Da die Zusammenhänge kompliziert sind, andererseits I_D keinen sehr wichtigen Wert darstellt, sei auf seine Bestimmung verzichtet.

In der Gl. (2.31) liefert U_{Ep} den grösseren Beitrag an U_D . Da die Temperaturabhängigkeit der Sättigungsspannung $U_{sat.n}$ klein ist, ändert sich demzufolge U_D ungefähr wie U_{Ep} , das heisst mit $-2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$.

f) Positiver Bereich

Im positiven Bereich sind beide Transistoren stark gesättigt. Die Ströme I_v , I_{Cn} und I_{En} sind annähernd konstant. Für U gilt auch in diesem Bereich wieder die Gl. (2.31), und es existiert ungefähr dieselbe Temperaturabhängigkeit wie im Punkte D.

Die Emitter-Basis-Spannung U_{Ep} kann in erster Näherung wie folgt angesetzt werden (siehe Figur 5b):

$$U_{Ep} \approx r_{op} I + U_{Eop} + c_2 (T - T_0) \quad (2.32)$$

Mit z. B.: $r_{op} = 220 \text{ Ohm}$; $U_{Eop} = 25 \text{ mV}$

$$T_0 = 22 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$c_2 = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

Ebenso ist der Sättigungswiderstand $r_{sat.n}$ in erster Approximation gegeben durch:

$$r_{sat.n} \approx \frac{c_u}{I} + r_\infty \quad (2.33)$$

Typische Werte sind: $c_u = 2 \text{ mV}$
 $r_\infty = 0.4 \text{ } \Omega$

Nach Gl. (2.30) darf geschlossen werden, dass die Temperaturabhängigkeit von $r_{sat.n}$ ungefähr proportional zu jener von U_B und demzufolge nur gering ist.

Alles analog zu Gl. (2.31) eingesetzt ergibt:

$$U_p = U_{Ep} + U_{sat.n} = r_{op} I + U_{Eop} + c_2(T - T_0) + \left(\frac{c_u}{I} + r_\infty \right) I C_n \quad (2.34)$$

Daraus folgt durch Differentiation der Widerstand im positiven Bereich:

$$r_d = \frac{\partial U_p}{\partial I} \approx r_{op} - \frac{c_u}{I^2} I C_n \quad (2.35)$$

Für grosse Ströme wird $r_{op} \gg |c_u/I|$, womit dann der Widerstand r_d im positiven Bereich angenähert gleich $r_d \approx r_{op} = \frac{\partial U_{Ep}}{\partial I}$ ist.

Damit ist auch die Temperaturabhängigkeit von U_p gleich derjenigen von U_{Ep} , also $c_2 \approx -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

2.3. Messungen an Dreipolhaltern

Die interessierenden Charakteristiken der Schalter werden auf einem xy-Kathodenstrahloszillographen

dargestellt, indem der Strom I als unabhängige Veränderliche von einer, durch eine sägezahnförmige Spannung von zirka 10 ... 20 Hz ausgesteuerten, Pentode erzeugt wird.

Die *Figur 4* zeigt Aufnahmen der Schaltcharakteristik von drei typischen Dreipolhaltern sowie einer Ge-pnpn-Triode bei Raumtemperatur. Der Nullpunkt der Skalen befindet sich in der Ecke unten links. U ist positiv nach oben und I positiv nach rechts aufgetragen. Die Einheiten je Skalenteil (Skt.) sind angegeben. Aus diesen Messungen kann mit Hilfe des Quellenwiderstandes R_v und der Stromverstärkung α_{En} die Gl. (2.18) für die Grösse des negativen Widerstandes r_N kontrolliert werden. Dies geschieht in der *Tabelle 1*. Es ist daraus ersichtlich, dass die beiden letzten Kolonnen gut übereinstimmen.

Tabelle 1: Kontrolle der Gl. (2.18): $r_N \approx -\alpha_{En} R_v$

Schalter Nr.	R_v	α_{En}	r_N nach Gl. (2.18)	r_N gemessen
1	0,39 k Ω	86	34 k Ω	36 k Ω
2	1 k Ω	55	55 k Ω	ca. 60 k Ω
3	3,9 k Ω	12,5	49 k Ω	50 k Ω

Aus der Messung Nr. 4 kann entnommen werden, dass die pnpn-Triode ATZ 10 einen negativen Widerstand von $r_N \approx -40 \text{ k}\Omega$ besitzt, wenn $R_v = 10 \text{ k}\Omega$ beträgt. Demzufolge hätte der npn-Transistor T_2 im Ersatzschaltbild eine mittlere Stromverstärkung von $\alpha_{En} \approx 4$. Die Konstanz des Betrages von r_N über den ganzen Strombereich von S ... W ist ein Mass für die Konstanz der Stromverstärkung α_{En} des npn-Transistors T_2 . Während sie sich bei den beiden Schaltern Nr. 1 und Nr. 3 über den gesamten Bereich praktisch nicht verändert, sinkt sie beim Schalter Nr. 2 für grössere Ströme I und steigt bei der pnpn-Triode ATZ 10.

Die Durchlaßspannung U_p des Siliziumschalters Nr. 3 ist wesentlich grösser als zum Beispiel jene des Germaniumschalters Nr. 1. Dies ergibt sich nach Gl. (2.34) deshalb, weil sowohl die Sättigungsspannung $U_{sat.n}$ als auch die Emitter-Basis-Spannung U_{Ep} bei Siliziumtransistoren rund doppelt so gross sind wie jene von Germaniumtransistoren.

2.3.1. Temperaturverhalten

Als typischen Fall zeigt die *Figur 5* das Temperaturverhalten der Schaltcharakteristik des Germaniumschalters Nr. 1. Ebenfalls aufgetragen sind die beiden Emitter-Basis-Spannungen U_{Ej} als Funktion des Schalterstromes I . Man sieht deutlich deren Abnahme um etwa $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ bei steigender Temperatur.

Bei einem Temperaturanstieg von 0°C auf $+41^\circ\text{C}$ sinkt die Umschaltspannung U_S um rund $0,5 \text{ V}$ ab. Der Betrag des negativen Widerstandes r_N steigt ein wenig an, was auf eine Zunahme von α_{En} hindeutet. Der Widerstand r_s im gesperrten und r_d im leitenden Zustand verändert sich dagegen nicht messbar.

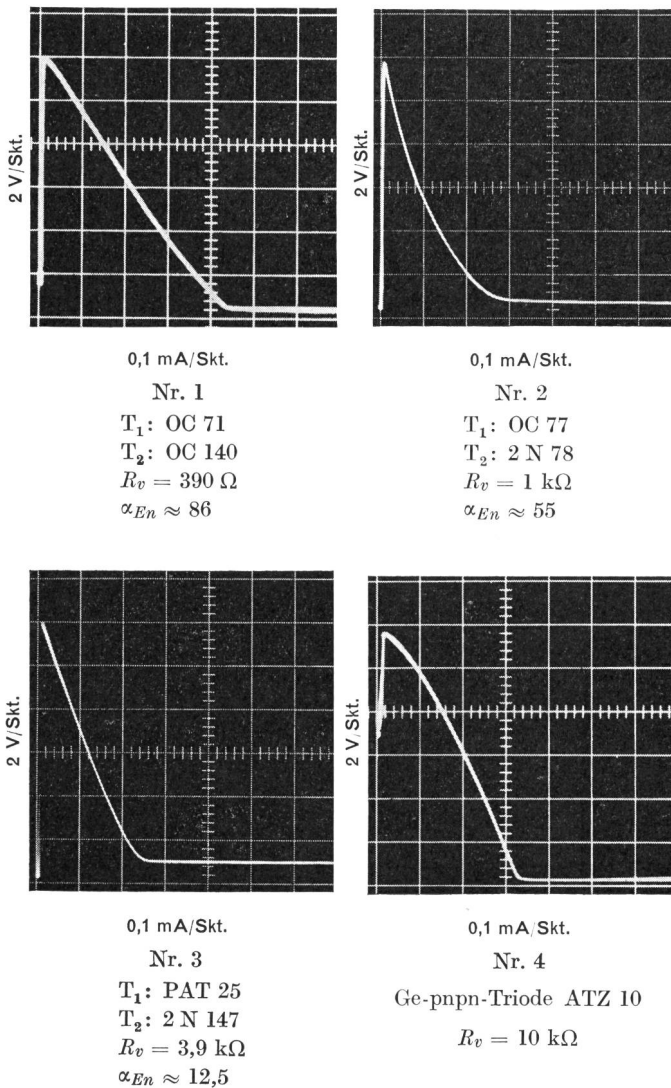


Fig. 4: Schaltcharakteristiken $U = f(I)$ von Dreipolhaltern $U_v = 12 \text{ V}$, $t = 22^\circ\text{C}$

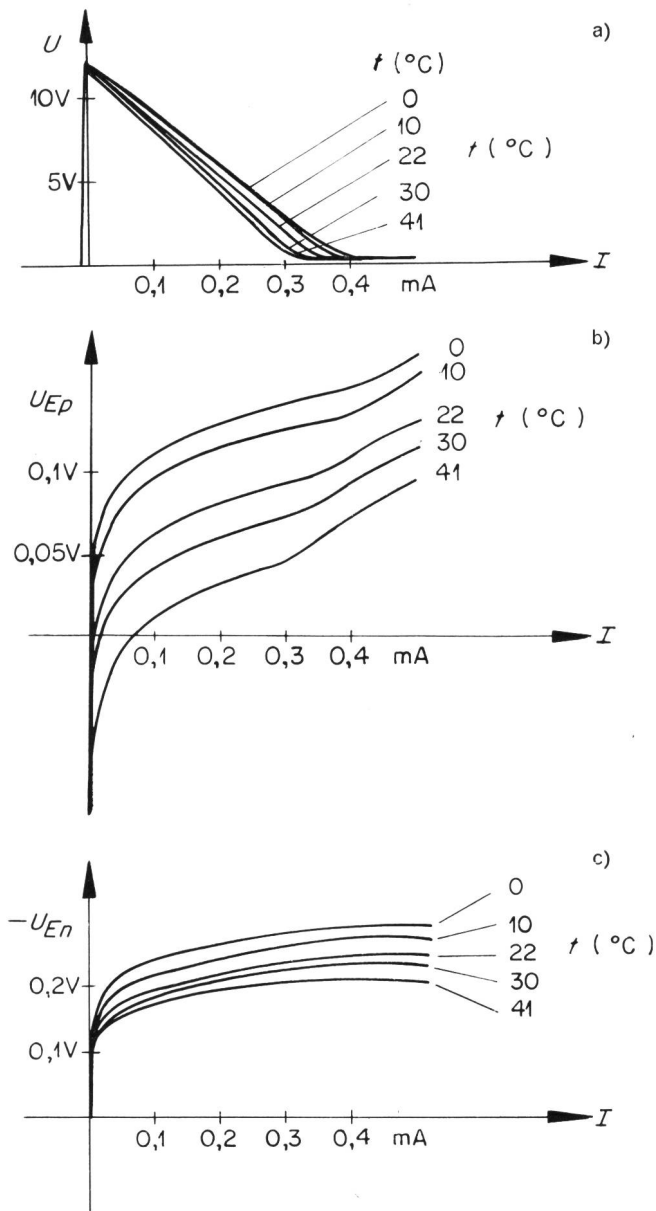


Fig. 5. Dreipolsschalter Nr. 1 mit $U_v = 12,4 \text{ V}$ und $R_r = 390 \Omega$
 a) Schaltcharakteristik
 b) Emitter-Basis-Spannung OC 71
 c) Emitter-Basis-Spannung OC 140

Mit den Kollektorsperrströmen der beiden Transistoren bei Raumtemperatur ($I_{CBO_n} = +0,9 \mu\text{A}$, $I_{CBO_p} = -4,1 \mu\text{A}$), sowie den übrigen bekannten Werten findet man aus der Gl. (2.17) die Abnahme der Umschaltspannung je $^\circ\text{C}$ Temperaturanstieg:

$$\frac{\partial U_S}{\partial T} = -11,6 \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (2.36)$$

was mit dem gemessenen Wert von $-0,5 \text{ V}/41 \text{ }^\circ\text{C} = -12,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ gut übereinstimmt.

2.3.2. Charakteristische Punkte O bis P

Um die verschiedenen im Abschnitt 2.2. berechneten Formeln überprüfen zu können, wurden bei Raumtemperatur Messungen an einem weiteren Schalter Nr. 5 mit Germanium-Transistoren vom gleichen

Typ wie jene des Schalters Nr. 1 gemacht. Die Messwerte sind in der *Tabelle 2* zusammengestellt und gelten für $U_v = +11,8 \text{ V}$, $R_r = 390 \text{ Ohm}$, $t = +21 \text{ }^\circ\text{C}$.

Tabelle 2: Messwerte an Schalter Nr. 5 bei $t = 21 \text{ }^\circ\text{C}$

Messgrösse	Einheit	O	S	W	D	P
I_v	mA	+ 0,4	+ 0,4	+29,0	+29,2	+29,2
I_{Bp}	μA	+ 5,1	+ 5,0	- 7,4	-220	-420
I	mA	-0,00041	0	+ 0,26	+0,55	+1,0
U_{En}	V	- 0,11	-0,11	-0,24	-0,245	-0,258
U_{Cn}	V	+11,5	+11,5	0	-0,144	-0,182
U_{Ep}	V	-11,6	-0,08	+0,092	+0,159	+0,198
U	V	0	+11,5	+0,335	+0,263	+0,274

Die Daten der beiden verwendeten Transistoren sind angegeben in der *Tabelle 3*.

Tabelle 3: Transistordaten des Schalters Nr. 5 bei $t = 21 \text{ }^\circ\text{C}$

Grösse	pnp-Transistor OC 71	nnp-Transistor OC 140
I_{CBOj}	- 2,86 μA	+ 0,46 μA
$\frac{U_{Cj}}{r_{Cj}}$ (bei 11,8V)	- 0,19 μA	+ 0,07 μA
I_{CEOj}	-87 μA	+11,8 μA
I_{SEj}	+ 6,3 μA	- 4,4 μA
α_j	0,977	0,992
α_{Ej}	42	124
α_{Ij}	0,68	0,91
α_{IEj}	2,1	10,1

Tabelle 4: Vergleich von berechneten mit gemessenen Werten bei $t = 21 \text{ }^\circ\text{C}$

Charakteristischer Punkt	Grösse	Gleichung	Berechneter Wert	Gemessener Wert
O	I_O	(2.8)	- 0,14 μA	- 0,41 μA
	I_{vO}	(2.11)	+0,447 mA	+ 0,4 mA
S	I_S	(2.12)	+ 0,4 μA	0 μA
	U_S	(2.14)	+11,52 V	+11,5 V
Negativer Widerstand	r_N	(2.18)	-48 k Ω	-43 k Ω
W	I_W	(2.25)	+ 0,24 mA	+ 0,26 mA
	I_{vW}	(2.19)	+29,8 mA	+29,0 mA
	U_W	(2.26)	+ 0,313 V	+ 0,335 V
D	I_{vD}	(2.28)	+30,0 mA	+29,2 mA
	U_D	(2.31)	+ 0,26 V	+ 0,263 V
P	U_P	(2.34)	+ 0,266 V	+ 0,274 V

Der in der *Tabelle 4* zusammengestellte Vergleich von berechneten und gemessenen Werten zeigt – mit Ausnahme des Sperrstromes I_O – gute Übereinstimmung. Damit ist die Zweckmässigkeit der gemachten Vernachlässigungen in der Herleitung der Gleichungen im Abschnitt 2.2 nachgewiesen.

$$\psi_4 \approx R_v I_{v0} = \frac{\psi_3}{\alpha_{En} + 1} \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial U_G}{\partial T} = \frac{U_{Eop}}{T} - c_1 \psi_4 \quad (3.9)$$

Schaltpunkt S ($U_S \approx U_v$)

Der Schaltpunkt ist dann erreicht, wenn sowohl die Emitter-Basis-Diode von T_1 als auch jene von T_2 genügend in Vorwärtsrichtung vorgespannt ist, das heisst $U_{Ep} \approx -U_{En} \approx +0.1 \dots +0.15$ V (siehe Figur 11).

Die für den Vierpolschalter im Bereich O ... W allgemein gültige Beziehung lautet analog zu Gl. (2.5):

$$U = U_v + U_{Ep} - R_v (\alpha_{En} + 1) \cdot \left[I (\alpha_p + \alpha_n - 1) + I_{v0} + \alpha_p \frac{U_{En} - U_2}{R_2} \right] \quad (3.10)$$

Hierin ist der letzte Summand in der eckigen Klammer gegenüber dem Dreipolschalter neu dazugekommen. Wird wieder $\alpha_p \approx 1$ gesetzt, so geht die Gl. (3.10) über in:

$$U \approx U_v + U_{Ep} - R_v (\alpha_{En} + 1) \left(\alpha_n I + I_{v0} + \frac{U_{En} - U_2}{R_2} \right) \quad (3.11)$$

Im Schaltpunkt S ist $U_S \approx U_v$, womit aus Gl. (3.11) folgt:

$$I_S \approx \frac{U_{EpS}}{\alpha_{En} R_v} - \frac{1}{\alpha_n} \left(\frac{U_{EnS} - U_2}{R_2} + I_{v0} \right) \quad (3.12)$$

In sehr vielen Fällen ist R_v und R_2 von derselben Grössenordnung und für $\alpha_n \approx 1$ gilt dann:

$$I_S \approx \frac{U_2 - U_{EnS}}{R_2} \quad (3.13)$$

Ebenso folgt aus Gl. (3.12) die Temperaturabhängigkeit von I_S zu:

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} \approx + \frac{c_2}{R_2} + c_1 (I_{CBop} - I_{CBon}) \quad (3.14)$$

Bereich des negativen Widerstandes (S bis W)

Durch Differenzierung folgt aus Gl. (3.11):

$$r = \frac{\partial U}{\partial I} = r_{op} - \alpha_{En} R_v - \alpha_{En} \frac{R_v}{R_2} r_{on} \quad (3.15)$$

Figur 11 zeigt, dass für positive Ströme I von einigen μA der erste Summand vernachlässigt werden darf. Dagegen kann der dritte Summand bei kleinerem R_2 eine Verminderung des Betrages des negativen Widerstandes verursachen. Die zu Gl. (2.18) analoge Gleichung lautet nun:

$$r_N \approx -\alpha_{En} \left(R_v + \frac{R_v}{R_2} r_{on} \right) \quad (3.16)$$

Figur 11 zeigt, dass $|r_{on}|$ noch im Schaltpunkt S einen recht grossen Betrag (zum Beispiel 0,7 k Ω) aufweisen kann.

I_{Cn} ist gegeben durch Gl. (1.4)' und geht für grosse Ströme über in:

$$I_{Cn} \approx \alpha_{En} I_{Bn} \quad (3.17)$$

Weil andererseits $|I_{Bp}| \ll I_v$ ist, wird $I_{Cn} \approx I_v$. Somit gilt analog zu Gl. (2.19):

$$I_v \approx \alpha_{En} I_{Bn} \quad (3.18)$$

Endpunkt W ($U_{Cn} = 0$)

Für U_W gilt dieselbe Gl. (2.21) wie beim Dreipolschalter. Dagegen ist der Strom I_W gegeben durch:

$$I_W \approx I_S - \frac{U_S}{r_N} \quad (3.19)$$

wobei die Werte durch die vorangehenden Gleichungen bestimmt sind.

Tiefpunkt D und positiver Bereich P

Es gelten hier die gleichen Überlegungen wie beim Dreipolschalter.

3.2.2. Abgewandelte Vierpolschalter

a) Sperrspannung U_2 durch Spannungsteiler erzeugt

Die Sperrspannung U_2 muss nicht unbedingt durch eine zusätzliche Batterie erzeugt werden. Man erhält sie auf einfache Weise mit Hilfe eines Spannungsteilers R_a, R_b wie in Figur 8 angegeben. Dabei kann R_b auch durch eine Referenzspannungsdiode ersetzt werden.

Für $R_b < R_2$ verhält sich diese Schaltung praktisch genau gleich wie jene mit separater Sperrbatterie U_2 .

Für $R_b > R_2$ nähert sich das Verhalten des Schalters demjenigen mit $U_2 = 0$, wie es nachfolgend unter b) beschrieben wird.

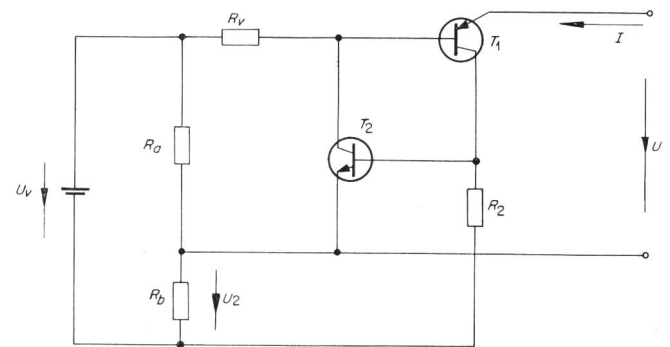


Fig. 8. Vierpolschalter mit Spannungsteiler R_a, R_b , zur Erzeugung der Sperrspannung U_2

b) Sperrspannung $U_2 = 0$

Für grosse R_2 (zirka 100 k Ω) verhält sich der Vierpolschalter mit $U_2 = 0$ praktisch wie ein Dreipolschalter (siehe Fig. 6). Der Transistor T_2 ist im Sperrbereich O ... S des Schalters nicht gesperrt. Wird nun R_2 verkleinert, so tritt bei $R_2 = 0$ der Fall ein, wo $U_{En} = 0$ und somit $I_{Cn} = -I_{SCn}$ wird. Man kann ihn als halbwegs gesperrten Zustand bezeichnen, da er zwischen demjenigen des gewöhnlichen Vierpolschalters mit $U_{En} > 0$ und jenem des Dreipolschalters mit $U_{En} < 0$ liegt.

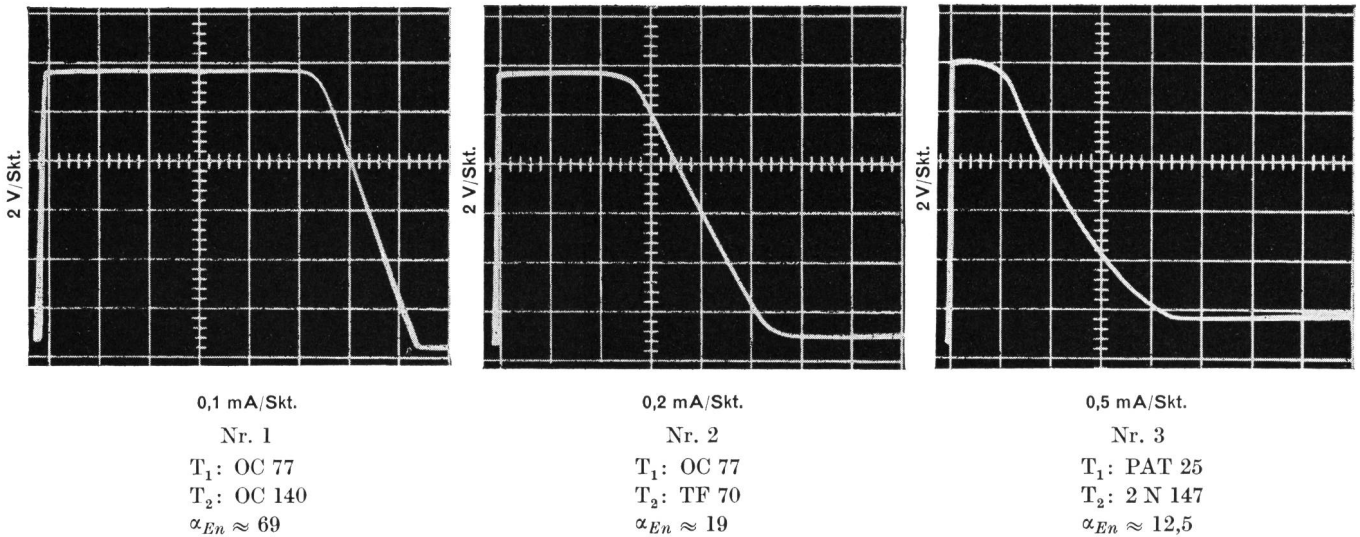


Fig. 9. Schaltcharakteristiken $U = f(I)$ von Vierpolschaltern mit $U_2 = 1,55$ V, $U_v = 12$ V, $R_v = 1$ kΩ, $R_2 = 3,2$ kΩ, $t = 22^\circ$ C

Im Falle von $U_{En} \approx 0$ ist Gl. (1.11)' nicht gültig, da der Transistor T_2 nicht rückwärts vorgespannt ist. T_2 leitet im Sperrbereich O ... S etwas mehr, als wenn $U_2 \neq 0$ wäre, jedoch weniger als beim Dreipol-schalter. Für $R_2 < 1$ kΩ wird

$$I_{Cn} \approx -I_{SCn} = \frac{I_{CBO_n}}{1 - \alpha_{In} \alpha_n} \quad (3.20)$$

Es gelten demzufolge dieselben Beziehungen wie beim Vierpolschalter mit $U_2 \neq 0$, nur muss I_{CBO_n} durch $-I_{SCn}$ und U_2 durch 0 ersetzt werden:

$$I_{v0} \approx -I_{SCn} - I_{CBO_p} + \frac{U_{CE_n}}{r_{Cn}} - \frac{U_{CP}}{r_{CP}} \quad (3.21)$$

$$U_G \approx U_v + U_{Eop} - R_v I_{v0} \quad (3.22)$$

$$I_G \approx 0 \quad (3.23)$$

$$U_S \approx U_v \quad (3.24)$$

$$I_S \approx \frac{-U_{EnS}}{R_2} \quad (3.25)$$

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} \approx + \frac{c_2}{R_2} + c_1 (I_{SCn} + I_{CBO_p}) \quad (3.26)$$

$$r_N \approx -\alpha_{En} \left(R_v + \frac{R_v}{R_2} r_{on} \right) \quad (3.27)$$

$$I_v \approx \alpha_{En} I_{Bn} \text{ (von S...W)} \quad (3.28)$$

$$I_W \approx \frac{U_v - U_{CE_n}}{\alpha_{En} R_v} - \frac{U_{En}}{R_2} \quad (3.29)$$

Mit solchen abgewandelten Vierpolschaltern können sehr wirkungsvolle Sperrschaltungen («lock out»-Schaltungen) konstruiert werden, wie in Abschnitt 5 des II. Teils gezeigt werden wird.

3.3. Messungen an Vierpolschaltern

Figur 9 und Figur 10 zeigen Aufnahmen der Schaltcharakteristik von typischen Vierpolschaltern bei Raumtemperatur mit einer Referenzspannungsquelle $U_v = 12$ V und $R_v = 1$ kΩ. Bei den Messungen von Figur 9 beträgt die Sperrspannung $U_2 = 1,55$ V und der Sperrwiderstand $R_2 = 3,2$ kΩ, während im Falle von Figur 10 $U_2 = 0$ und $R_2 = 0,38$ kΩ beträgt. Die Transistorpaare der einzelnen Schalter sind in beiden Figuren dieselben.

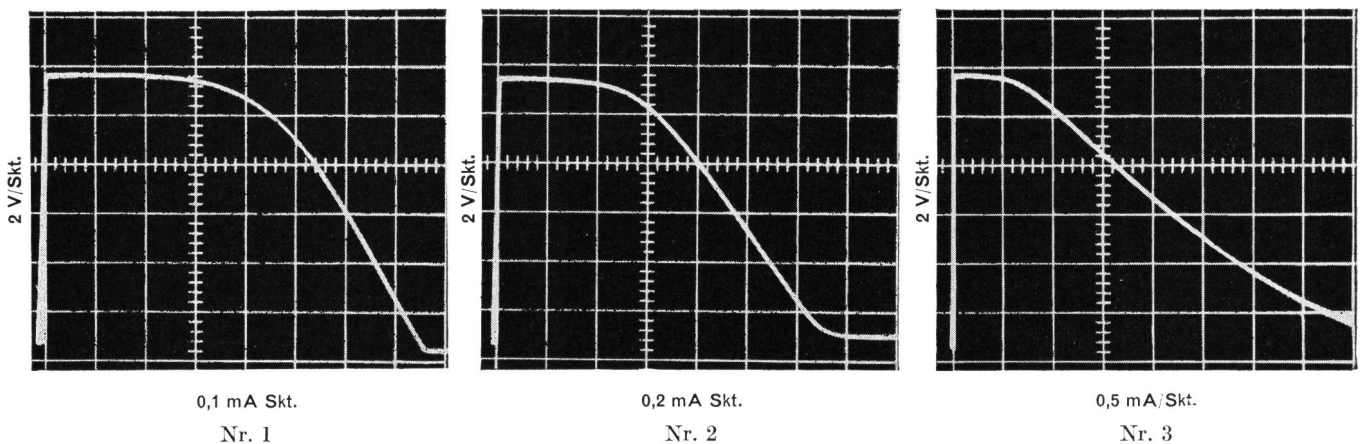


Fig. 10. Schaltcharakteristiken $U = f(I)$ von Vierpolschaltern mit $U_2 = 0$, $R_2 = 0,38$ kΩ, die übrigen Daten wie in Fig. 9

Tabelle 5: Kontrolle der Gleichungen für I_S und r_N

Schalter Nr.	$U_2 = 1,55 \text{ V}$ (Fig. 9)				$U_2 = 0$ (Fig. 10)			
	I_S		r_N		I_S		r_N	
	Gl. (3.13)	Messwert	Gl. (3.16)	Messwert	Gl. (3.25)	Messwert	Gl. (3.27)	Messwert
1	0,53 mA	0,53 mA	55 k Ω	59 k Ω	0,4 mA	0,4 mA	38 k Ω	36 k Ω
2	0,53 mA	0,5 mA	18 k Ω	18 k Ω	0,5 mA	0,5 mA	14 k Ω	14 k Ω
3	0,55 mA	0,6 mA	9,8 k Ω	10 k Ω	0,7 mA	0,8 mA	4,4 k Ω	4 k Ω

Aus ähnlichen Messungen, wie sie in den Figuren 11 und 12 aufgetragen sind, kann man die Werte für U_{En} und r_{on} im Schaltpunkt S entnehmen. Damit und mit α_{En} lassen sich die für I_S beziehungsweise r_N hergeleiteten Gl. (3.13), (3.16), (3.25) und (3.27) kontrollieren. Die Resultate dieser Kontrolle zeigt die *Tabelle 5*.

Der Vergleich zwischen berechneten und gemessenen Grössen zeigt gute Übereinstimmung. Auffallend ist die Abnahme des Betrages von r_N , wenn $U_2 = 0$ ist an Stelle von $U_2 = 1,55 \text{ V}$. Das rührt davon her, dass R_2 im ersten Falle nur 0,38 k Ω beträgt und somit der Einfluss des zweiten Summanden, der von r_{on} herrührt, in der Gl. (3.27) grösser ist als im zweiten Fall von Gl. (3.16) mit $R_2 = 3,2 \text{ k}\Omega$ bei gleichen R_v und α_{En} .

Die Stromverstärkung α_{En} ist bei den ersten beiden Schaltern Nr. 1 und Nr. 2 über den ganzen Bereich des negativen Widerstandes besser konstant als bei Schalter Nr. 3.

3.3.1. Temperaturverhalten

Die *Figuren 11* und *12* zeigen Messungen am Schalter Nr. 1 bei drei verschiedenen Temperaturen. Sie dienen zur Kontrolle der Gl. (3.14) und (3.26). In beiden Fällen sinkt $|U_{EnS}|$ um etwa $c_2 = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Mit c_1 nach Gl. (1.17) und $I_{CBOp} - I_{CBOn} \approx -2,7 \mu\text{A}$ folgt aus Gl. (3.14):

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} = + \frac{c_2}{R_2} + c_1 (I_{CBOp} - I_{CBOn}) = -0,84 \mu\text{A}/^\circ\text{C} \quad (3.30)$$

Aus der *Figur 11* entnimmt man für $\Delta T = +40^\circ\text{C}$ ein $\Delta I_S \approx -35 \mu\text{A}$, somit $\Delta I_S / \Delta T = -0,87 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$, was sich gut mit dem Resultat von Gl. (3.30) deckt.

Im Falle von $U_2 = 0$ folgt aus *Figur 12* und Gl. (3.26) mit $I_{SCn} = -3,2 \mu\text{A}$ und $I_{CBOp} = -1,45 \mu\text{A}$:

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} = + \frac{c_2}{R_2} + c_1 (I_{SCn} + I_{CBOp}) = -5,6 \mu\text{A}/^\circ\text{C} \quad (3.31)$$

Gemessen wurde in *Figur 12*: $\Delta I_S / \Delta T \approx -6 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$, was ebenfalls ungefähr dem berechneten Resultat entspricht.

Die beiden *Figuren* zeigen deutlich, bei welchen Emitter-Basis-Spannungen die Transistoren zu leiten beginnen und die positive Rückkopplung einsetzt.

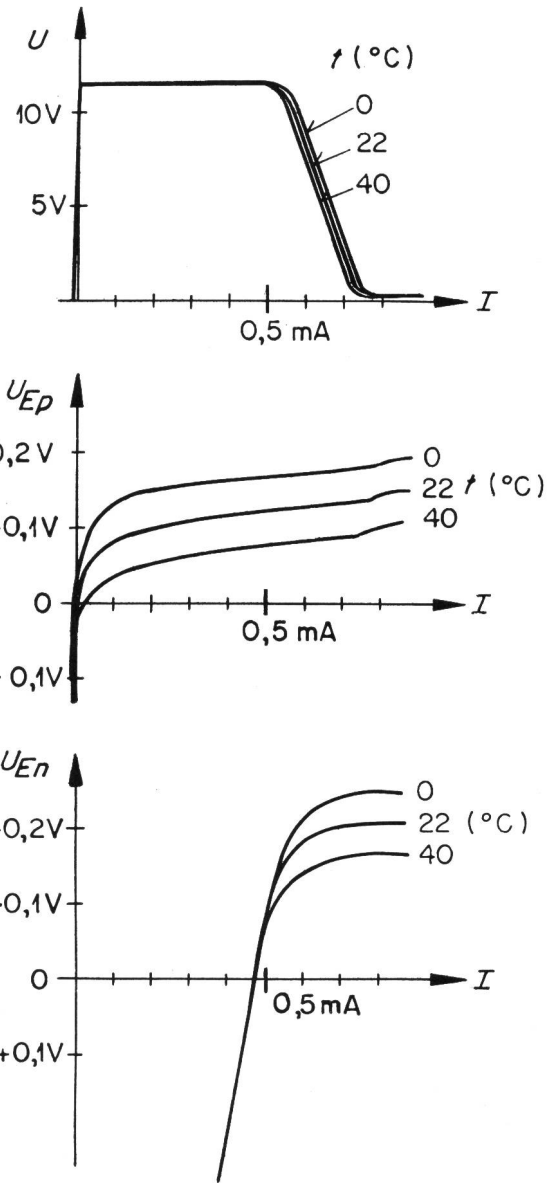


Fig. 11. Vierpolschalter Nr. 1
 T_1 : OC 77, T_2 : OC 140
 $U_v = 12 \text{ V}$, $R_v = 1 \text{ k}\Omega$
 $U_2 = 1,55 \text{ V}$, $R_2 = 3,2 \text{ k}\Omega$

3.3.2. Charakteristische Werte

Analog wie beim Dreipolschalter lassen sich auch hier mit Hilfe der abgeleiteten Gleichungen und den Transistorgrundgrössen die charakteristischen Werte

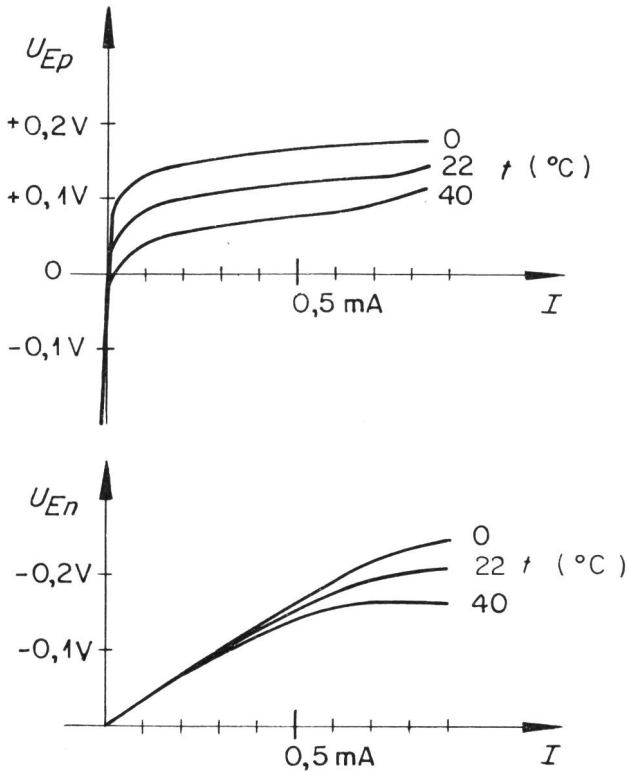
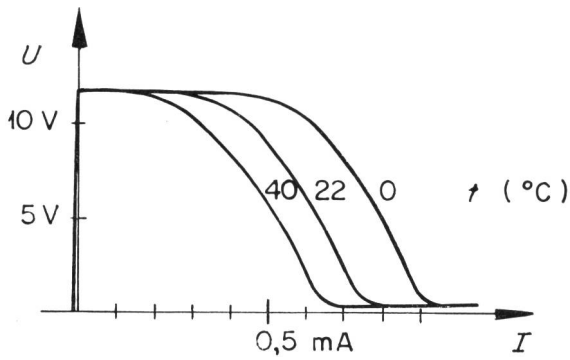


Fig. 12. Vierpolschalter Nr. 1
 T_1 : OC 77, T_2 : OC 140
 $U_v = 12$ V, $R_v = 1$ k Ω
 $U_2 = 0$, $R_2 = 0,38$ k Ω

in den Punkten O ... P berechnen. Der Vergleich mit den gemessenen Werten sei hier weggelassen. Er zeigt wieder gute Übereinstimmung.

Für den Schalter Nr. 1 ist in den beiden Figuren 13 und 14 noch der Einfluss des Sperrwiderstandes R_2 auf den Schaltstrom I_S sowie den negativen Widerstand r_N bestimmt worden. Die Figur 13 zeigt deutlich, wie für grosse R_2 , $r_N \approx -\alpha_{En} \cdot R_v$ beträgt. Wird nun R_2 verkleinert, so steigt I_S gemäss Gl. (3.13) an und der absolute Betrag von r_N sinkt nach Gl. (3.16), weil $r_{on} < 0$ ist. So ist er zum Beispiel bei $R_2 = 3,2$ k Ω noch -55 k Ω , statt -69 k Ω wie bei $R_2 = \infty$.

Das gleiche Verhalten zeigt auch die Figur 14 für $U_2 = 0$. Bei grossen R_2 ist $r_N \approx -69$ k Ω , dagegen sinkt der Wert auf $r_N \approx -35$ k Ω bei $R_2 = 380$ Ω , weil dort $r_{on} \approx -0,2$ k Ω beträgt.

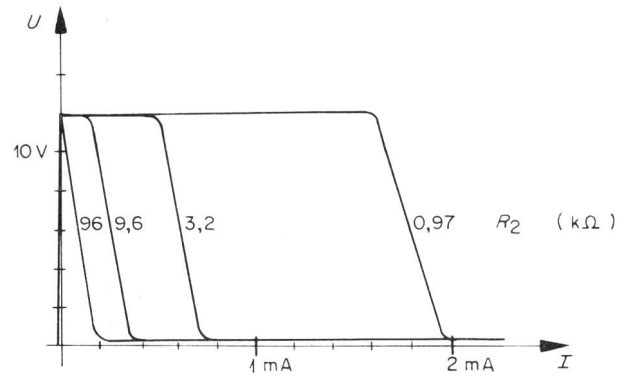


Fig. 13. Einfluss des Sperrwiderstandes R_2 auf den Vierpolschalter Nr. 1, $U_v = 12$ V, $R_v = 1$ k Ω , $U_2 = 1,55$ V, $t = 22^\circ$ C

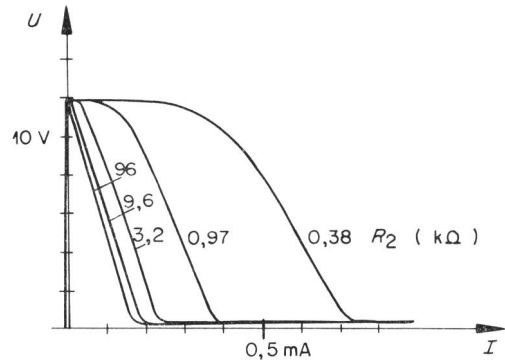


Fig. 14. Einfluss des Sperrwiderstandes R_2 auf den Vierpolschalter Nr. 1, $U_v = 12$ V, $R_v = 1$ k Ω , $U_2 = 0$, $t = 22^\circ$ C

4. Zweipolschalter mit komplementären Transistoren

Bei den Zweipolschaltern wird die Referenzspannung nicht von aussen angelegt, sondern mit Hilfe einer Referenzspannungsdiode in der Schaltung selber erzeugt. In der Figur 15 ist die von Harel¹² bei Raumtemperatur untersuchte Schaltung angegeben. Die Figur 16 zeigt eine typische Charakteristik derselben. Diese ist jener von Figur 7 sehr ähnlich, mit Ausnahme des Sperrgebietes O ... G. Im Falle des Zweipolschalters ist hier der Schalterstrom I im Sperrgebiet positiv, während er beim Drei- und Vierpolschalter negativ ist. Ebenso ist der differentielle Widerstand r_s für $U = 0$ beim Drei- und Vierpolschalter viel grösser als beim Zweipolschalter¹⁶.

Es wäre auch möglich, die Referenzspannungsdiode D_r – statt wie in Figur 15 eingezeichnet – über den Transistor T_1 direkt zu legen¹⁷. Weil uns aber in erster Linie die Ersatzschaltung der pnpn-Diode interessiert, wird im Folgenden nur die Schaltung nach Figur 15 näher untersucht. Dabei geht es vor allem darum, die temperaturabhängigen Glieder in den Herleitungen von Harel zu bestimmen.

4.1. Funktionsweise

Zum besseren Verständnis wird die Funktionsweise des Schalters kurz wiederholt. Wenn U von Null aus erhöht wird, so sind zuerst einmal beide Transistoren T_1 und T_2 und ebenso die Referenzspan-

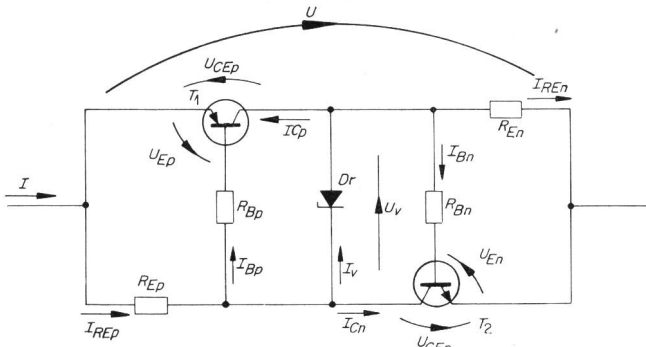


Fig. 15. Zweipolschalter mit komplementären Transistoren

nungsdiode D_r gesperrt. Beide Basisströme fließen im Vergleich zum Normalbetrieb in umgekehrter Richtung. Der durch den Schalter fließende Sperrstrom ist klein; der Widerstand des Schalters ist gross. Erreicht die Diodenspannung U_v den Referenzspannungswert $U_v = U_r$, so beginnt der Rückwärtsstrom I_v durch die Diode zu steigen. Im Anfangspunkt G der Charakteristik ist I_v auf sein Maximum angestiegen, die Basisströme werden Null, die beiden Transistoren beginnen sich zu öffnen und werden aktiv. Der Betrag der Emitterströme steigt, und im gleichen Masse nimmt der Diodenstrom ab. Im Schaltpunkt S ist letzterer so klein geworden, dass die Referenzspannung U_r zusammenbricht und sich die beiden Transistoren durch ihre positive Rückkopplung gegenseitig vollständig in den leitenden Zustand bringen. U sinkt auf einen kleinen Wert ab. Die Kollektorspannungen sinken und werden im Endpunkt W zu Null. Im Tiefpunkt D sind beide Transistoren gesättigt und bleiben es im ganzen Durchlassbereich.

4.2. Berechnung der Schaltcharakteristik

a) Schaltpunkt S

Das Verhalten des Zweipolschalters ist hauptsächlich dadurch charakterisiert, dass der Umschalt-

strom I_S bei steigender Temperatur sinkt. Bei Schaltern mit Germanium-Transistoren ist diese Stromabnahme oft so gross, dass schon eine kleine Temperaturerhöhung genügt, um die negative Widerstandscharakteristik zum Verschwinden zu bringen. Da alle andern charakteristischen Werte auf Temperaturschwankungen um Grössenordnungen weniger empfindlich als I_S sind, befassen sich die nachfolgenden Untersuchungen besonders mit dieser Frage. Die im Abschnitt 4.3. der Arbeit von Harel verwendeten Grundbeziehungen können mit Ausnahme der Ergänzung von I_{CEOj} in Gl. 4.3.-2 und 4.3.-3 direkt übernommen werden. Im Schaltpunkt S ist $U_S \approx U_r$ und der Diodenstrom $I_v = 0$. Es gilt nach Figur 15 unter Berücksichtigung der entsprechenden Vorzeichen:

$$I = -I_{Cp} + I_{Cn} \quad (4.1)$$

$$I_{Cp} = \alpha_{Ep} \left(I_{Bp} + \frac{U_{CEp}}{r_{Cp}} \right) + I_{CEO_p} \quad (4.2)$$

$$I_{Cn} = \alpha_{En} \left(I_{Bn} + \frac{U_{CEn}}{r_{Cn}} \right) + I_{CEO_n} \quad (4.3)$$

$$I_{Bp} = \frac{-U + U_{Ep} + U_{CEn}}{R_{Bp}} \quad (4.4)$$

$$I_{Bn} = \frac{U + U_{En} + U_{CEp}}{R_{Bn}} \quad (4.5)$$

$$I_{REp} = \frac{U - U_{CEn}}{R_{Ep}} \quad (4.6)$$

$$I_{REn} = \frac{U + U_{CEp}}{R_{En}} \quad (4.7)$$

$$I_{Bp} = -I_{Cn} + I_{REp} \quad (4.8)$$

$$I_{Bn} = -I_{Cp} - I_{REn} \quad (4.9)$$

Aus diesen neun Gleichungen lässt sich $I = f(U)$ wie folgt berechnen:

$$I = \frac{1}{r_N} U + I_S \quad (4.10)$$

Mit der Substitution

$$q_j = 1 + \frac{R_{Bj}}{R_{Ej}} \quad (4.11)$$

und der allgemein gültigen Näherung $R_{Bj} \ll r_{Cj}$, sowie der für das Auftreten eines Bereiches mit negativem Widerstand notwendigen Bedingung:

$$\frac{q_n q_p}{\alpha_{En} \alpha_{Ep}} < 1 \quad (4.12)$$

hat Harel die folgenden Resultate gefunden:

$$g_N = \frac{1}{r_N} \approx \frac{\frac{q_n}{r_{Cn}} \left(1 + \frac{q_p}{\alpha_{Ep}} \right) + \frac{q_p}{r_{Cp}} \left(1 + \frac{q_n}{\alpha_{En}} \right)}{1 - \frac{q_p q_n}{\alpha_{Ep} \alpha_{En}}} \quad (4.13)$$

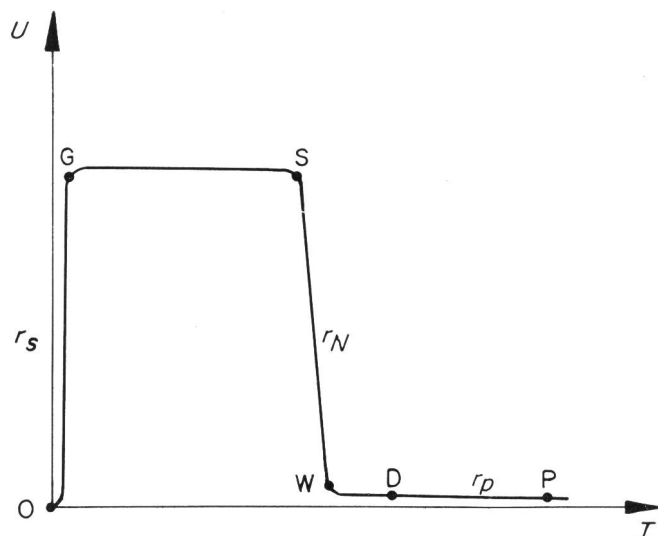


Fig. 16. Schaltcharakteristik des Zweipolschalters

$$I_S = \frac{q_n \left(1 + \frac{q_p}{\alpha_{Ep}}\right) \left(\frac{-U_{En}}{q_n R_{En}} - \frac{I_{CEOn}}{\alpha_{En}}\right)}{1 - \frac{q_p q_n}{\alpha_{Ep} \alpha_{En}}} + \frac{q_p \left(1 + \frac{q_n}{\alpha_{En}}\right) \left(\frac{U_{Ep}}{q_p R_{Ep}} - \frac{I_{CEOp}}{\alpha_{Ep}}\right)}{1 - \frac{q_p q_n}{\alpha_{Ep} \alpha_{En}}} \quad (4.14)$$

Im allgemeinen ist der Betrag des negativen Widerstandes so gross, dass $|U/r_N| \ll I_S$ wird und somit die Gl. (4.14) den gesamten Schaltstrom I_S darstellt.

Man beachte, dass in der Gl. (4.13) für den negativen Widerstand r_N die Sperrströme I_{CEOj} sowie die Emitterbasisspannungen U_{Ej} nicht vorkommen, was eine gute Temperaturkonstanz erwarten lässt.

Die Bedingung (4.12) ist gleichbedeutend mit:

$$R_{Ej} > \frac{R_{Bj}}{\alpha_{Ej}} \quad (4.15)$$

Dem Widerstand R_{Ej} ist demzufolge eine untere Grenze gesetzt. Dies trifft auch zu, wenn zum Beispiel $R_{Bj} = 0$ gemacht wird, weil dann der nicht ideale Transistor noch stets einen endlichen Basiszuleitwiderstand $r_{BB'}$ aufweist.

In vielen praktischen Fällen ist R_{Ej} nicht sehr gross (etwa 1 k Ω), so dass folgende Näherung gilt:

$$\frac{I_{CEOj}}{\alpha_{Ej}} \ll \frac{U_{Ej}}{q_j R_{Ej}} \quad (4.16)$$

Damit geht die Gl. (4.14) über in:

$$I_S \approx \frac{\left(1 + \frac{q_n}{\alpha_{En}}\right) \frac{U_{Ep}}{R_{Ep}} - \left(1 + \frac{q_p}{\alpha_{Ep}}\right) \frac{U_{En}}{R_{En}}}{1 - \frac{q_p q_n}{\alpha_{Ep} \alpha_{En}}} \quad (4.17)$$

Spezialfall: $R_{Bj} = 0$

Für den Spezialfall wo $R_{Bj} = 0$ (das heisst $q_j = 1$) ist, gehen die Gl. (4.13) und (4.17) mit der Näherung $\alpha_{Ej} \gg 1$ über in:

$$g_N = \frac{1}{r_N} \approx - \left(\frac{1}{r_{Cn}} + \frac{1}{r_{Cp}} \right) \quad (4.18)$$

$$I_S \approx \frac{U_{Ep}}{R_{Ep}} - \frac{U_{En}}{R_{En}} \quad (4.19)$$

Das Resultat von Gl. (4.19) findet man auch direkt aus der Schaltung von Figur 15 unter der Annahme, dass $I_{Bj} \approx 0$ und $I_v \approx 0$ ist. Dies stimmt für den Fall, wenn I_S nicht zu klein ist.

Gl. (4.13) zeigt, dass der Betrag von r_N steigt, wenn die Basiswiderstände R_{Bj} verkleinert werden. Er erreicht im Spezialfall von $R_{Bj} = 0$ das Maximum von Gl. (4.18). Andererseits sinkt I_S gemäss Gl. (4.14).

Aus Gl. (4.14) und (4.19) folgt, dass der Schaltstrom I_S direkt proportional zur absoluten Summe der beiden Emitter-Basis-Spannungen U_{Ej} ist (U_{En} ist negativ!). Dies hat denn auch die grosse Temperaturabhängigkeit von I_S zur Folge.

Die beiden Emitter-Basis-Spannungen U_{Ej} können in Funktion des Gesamtstromes I analog zu Gl. (2.32) wie folgt angesetzt werden:

$$\begin{aligned} U_{Ep} &\approx U_{Eop} + r_{op} I + c_2 (T - T_o) \\ U_{En} &\approx U_{Eon} + r_{on} I - c_2 (T - T_o) \end{aligned} \quad (4.20)$$

Dabei ist in beiden Fällen $c_2 \approx -2$ mV/ $^{\circ}$ C einzusetzen.

Für $R_{Ep} = R_{En} = R_E$ geht damit die Gl. (4.19) über in:

$$I_S \approx \frac{U_{Eop} - U_{Eon} + 2 c_2 (T - T_o)}{R_E - (r_{op} - r_{on})} \quad (4.21)$$

In diesen Gleichungen sind die beiden Grössen U_{Eoj} und r_{oj} annähernd konstant bei veränderlicher Temperatur. Somit folgt aus Gl. (4.21) in erster Näherung:

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} \approx \frac{2 c_2}{R_E - (r_{op} - r_{on})} \quad (4.22)$$

In dieser Gleichung drückt c_2 die Änderung der Emitter-Basis-Spannungen U_{Ej} in Funktion der Temperatur T und die r_{oj} in Funktion des Gesamtstromes I aus. Je grösser der Betrag von c_2 und r_{oj} ist, umso stärker ist I_S von der Temperatur abhängig.

b) Anfangspunkt G ($I_{Bj} \approx 0$, I_v : maximal)

Im Anfangspunkt G ist der Diodenstrom I_v auf sein Maximum angestiegen, und die beiden Basisströme I_{Bj} sind in der Umgebung von G Null. Die Spannung U ist in erster Näherung ungefähr $U_G \approx U_r$. Für $I_{Bj} = 0$ folgt aus der Figur 15:

$$I_G = I_{CEOn} - \frac{U_{EFn}}{R_{En}} \quad (4.23)$$

Mit Hilfe der Gl. (1.22) für die freie Spannung U_{EFj} folgt daraus zum Beispiel:

$$\frac{\partial I_G}{\partial T} = c_1 I_{CEOn} - \frac{U_{EFn}}{T R_{En}} \quad (4.24)$$

Die Verhältnisse in den Punkten O, W, D, P sind ganz analog wie beim Dreipolhalter.

4.3. Messungen an Zweipolhaltern

Die Figur 17 zeigt wieder Aufnahmen der Schaltcharakteristik von drei Zweipolhaltern und einer Si-pnpn-Diode bei Raumtemperatur. Bei allen drei Haltern sind die Basiswiderstände $R_{Bj} = 0$ und die beiden den Emitter-Basis-Dioden gegenüberliegenden Widerstände $R_{Ej} = 320$ Ohm gewählt worden. Die Diode D_r besteht aus zwei in Serie geschalteten Referenzspannungsdioden vom Typ Z 7, deren jede eine Referenzspannung von $U_r \approx 7$ V besitzt.

Der Betrag des negativen Widerstandes ist für den Schalter Nr. 1 am grössten. Dies deutet darauf hin, dass die Kollektorwiderstände bei den in diesem Schalter verwendeten Transistoren grösser sind als im Falle der übrigen Halter.

Der Sperrstrom des Schalters Nr. 3 mit Silizium-Transistoren und der Si-pnpn-Diode ist viel kleiner

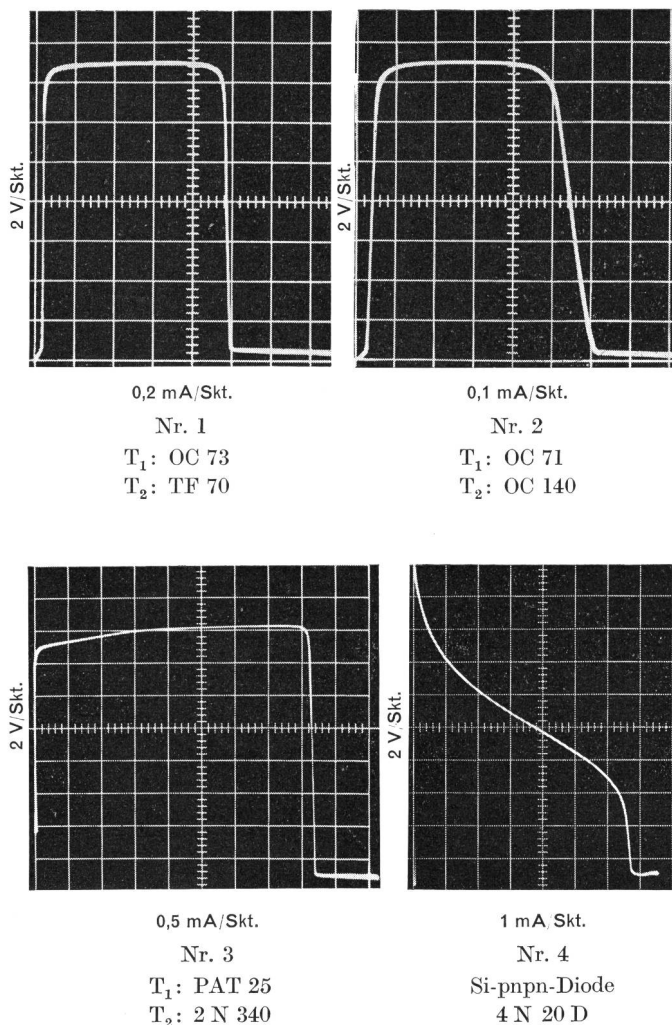


Fig. 17. Schaltcharakteristiken $U = f(I)$ von Zweipolchaltern
 $R_{Bj} = 0$, $R_{Ep} = R_{En} = 320 \Omega$, $t = 22^\circ \text{C}$, $Dr: 2 \times Z7$

als jener der beiden Germanium-Schalter, weil die Sperrströme I_{CE0j} von Si-Transistoren viel kleiner sind als jene von Ge-Transistoren.

Der Si-Schalter Nr. 3 weist einen grösseren Schaltstrom I_S auf als die beiden Schalter Nr. 1 und Nr. 2. Dies rührt davon her, dass die Emitter-Basis-Spannungen von Si-Transistoren grösser sind als jene von Ge-Transistoren.

Tabelle 6: Prüfung der Gl. (4.19): $I_S \approx \frac{U_{Ep}}{R_{Ep}} - \frac{U_{En}}{R_{En}}$

t	Schalter Nr. 1				Schalter Nr. 2			
	U_{Ep}	$-U_{En}$	I_S		U_{Ep}	$-U_{En}$	I_S	
			Gl. (4.19)	Messwert			Gl. (4.19)	Messwert
$^\circ \text{C}$	V	V	mA	mA	V	V	mA	mA
0	0,18	0,24	1,31	1,36	0,155	0,15	0,95	0,95
10	0,156	0,215	1,16	1,18	0,126	0,118	0,76	0,76
22	0,116	0,185	0,94	0,95	0,082	0,073	0,48	0,48
30	0,088	0,16	0,77	0,75	0,035	0,035	0,22	zirka 0,2
41	0,048	0,115	0,51	0,45	—	—	—	—

Ebenfalls haben die Durchlasswiderstände r_d der beiden Si-Schalter Nr. 3 und Nr. 4 einen grösseren Wert als jene der beiden Ge-Schalter, weil die Sättigungswiderstände von Si-Transistoren allgemein grösser sind als jene von Ge-Transistoren.

4.3.1. Temperaturverhalten

Die beiden Figuren 18 und 19 zeigen Messungen an zwei typischen Zweipolchaltern Nr. 1 und Nr. 2 bei verschiedenen Umgebungstemperaturen. Damit lässt sich die Gl. (4.19) für den Schaltstrom I_S verifizieren. Die Zusammenstellung der Resultate erfolgt in der Tabelle 6. Ein Vergleich der beiden letzten Kolonnen zeigt gute Übereinstimmung zwischen berechnetem und gemessenem Schaltstrom I_S .

Der Schalter Nr. 2 weist bei $t = 41^\circ \text{C}$ keine Schaltcharakteristik mehr auf, weil die Kollektorsperrströme I_{CE0j} über den Widerständen R_{Ej} schon genügend Spannungsabfall erzeugen, so dass beide Transistoren von Anfang an leiten.

Aus der Figur 19 ist ersichtlich, dass schon bei $t = 30^\circ \text{C}$ die Referenzdiode ohne Einfluss ist. Wohl tritt noch ein Bereich mit negativem Widerstand auf, aber die Transistoren werden leitend, bevor ein Diodenstrom fließen kann.

Die Kurven für die Emitter-Basis-Spannungen U_{Ej} bestätigen die Abnahme derselben um etwa $c_2 \approx -2 \text{ mV}/^\circ \text{C}$.

Aus den Messungen von Figur 18 folgt ferner für die Bestimmung der Temperaturabhängigkeit des Schaltstromes I_S nach Gl. (4.22) bei $t = 22^\circ \text{C}$:

$$r_{op} = \partial U_{Ep} / \partial I \approx 70 \Omega \quad (4.25)$$

$$r_{on} = \partial U_{En} / \partial I \approx -75 \Omega \quad (4.26)$$

Diese Werte, eingesetzt in der Gl. (4.22), ergeben mit $R_E = 320 \Omega$:

$$\partial I_S / \partial T \approx -22,8 \mu \text{A} / ^\circ \text{C} \quad (4.27)$$

Andererseits misst man in Figur 18 für eine Temperaturerhöhung von 10°C auf 30°C eine Abnahme des Schaltstromes um $\Delta I_S = -0,43 \text{ mA}$. Daraus folgt:

$$\Delta I_S / \Delta T = -21,5 \mu \text{A} / ^\circ \text{C} \quad (4.28)$$

Der Vergleich zeigt gute Übereinstimmung von gemessenem und berechnetem Wert.

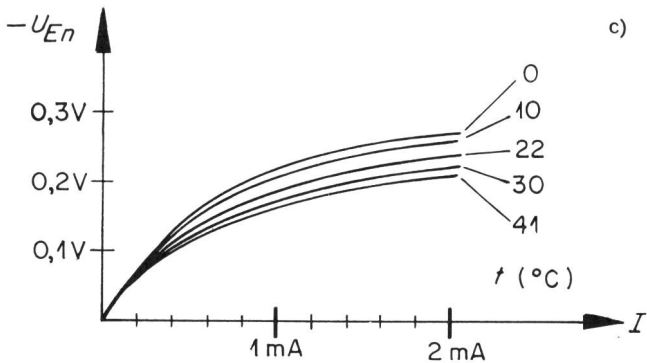
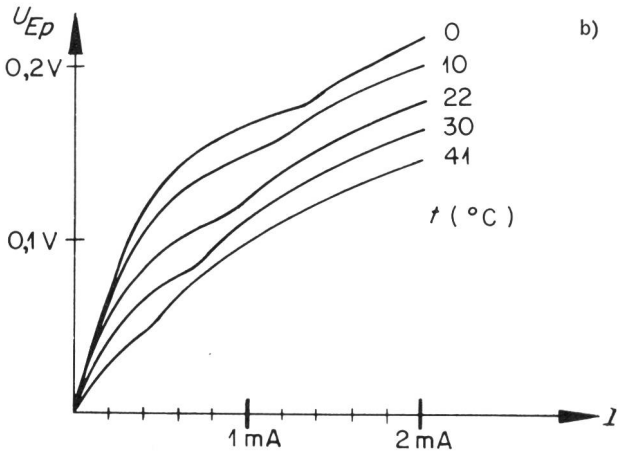
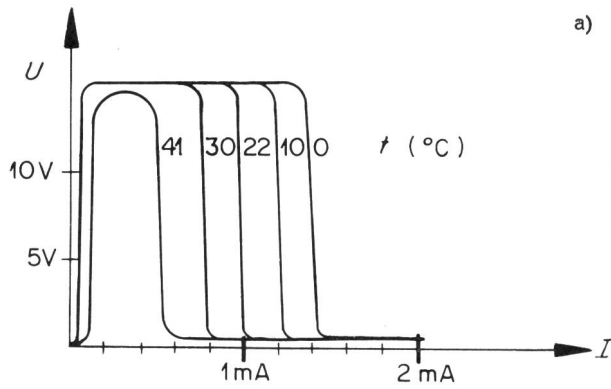


Fig. 18. Zweipolschalter Nr. 1
 $R_{Bj} = 0$, $R_{Ep} = R_{En} = 320 \Omega$, Dr: $2 \times Z7$
 a) Schaltcharakteristik
 b) Emitter-Basis-Spannung OC 73
 c) Emitter-Basis-Spannung TF 70

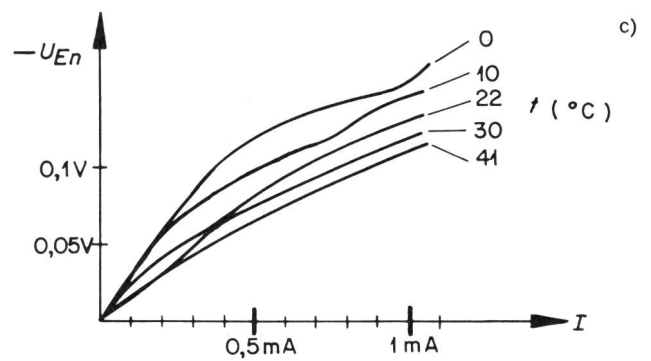
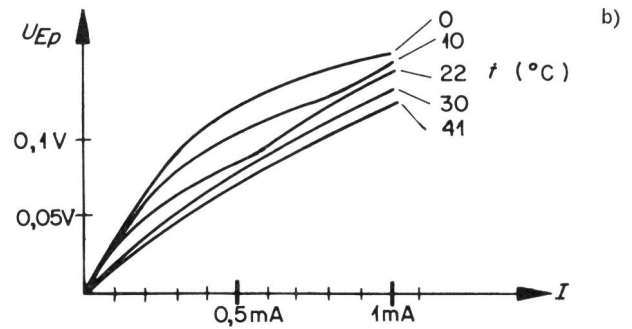
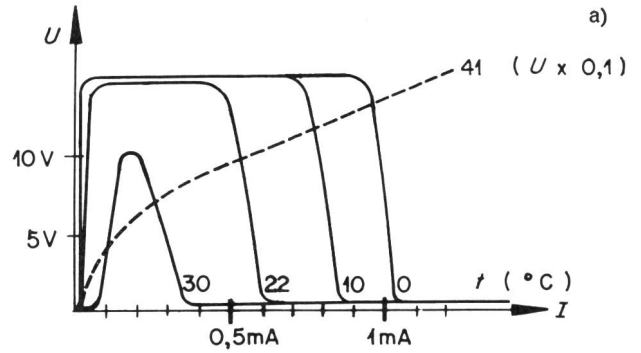


Fig. 19. Zweipolschalter Nr. 2
 $R_{Bj} = 0$, $R_{Ep} = R_{En} = 320 \Omega$, Dr: $2 \times Z7$
 a) Schaltcharakteristik
 b) Emitter-Basis-Spannung OC 71
 c) Emitter-Basis-Spannung OC 140

Tabelle 7: Schaltzeiten und Widerstandsverhältnisse

Schalter Nr.	t_1	t_2	r_d	r_s	r_s/r_d
	μs	μs	Ω	$M\Omega$	$\cdot 10^4$
1	3,5	30	30	0,73	2,4
3	3	10	130	1,35	1
4	5	4	1	3,3	330

Die Resultate sind in der *Tabelle 7* zusammengestellt. Sie zeigen, dass vor allem die pnpn-Diode Nr. 4 im Betrag des Sperrwiderstandes r_s und des Durchlasswiderstandes r_d besser ist als die Transistorschalter Nr. 1 und Nr. 3.

(Fortsetzung in der nächsten Nummer)

4.3.2. Schaltzeiten und Widerstandsverhältnisse

Um ein Bild von den Grössenordnungen der Schaltzeiten sowie der wechselstrommässigen Widerstandsverhältnisse zu erhalten, wurden einige Messungen an Zweipolschaltern vom Typ Nr. 1 (Ge), Nr. 3 (Si) und Nr. 4 (pnpn) bei Raumtemperatur ausgeführt.

Die Widerstandswerte gelten für eine Frequenz von 1 kHz.

Die Einschaltzeit t_1 und die Ausschaltzeit t_2 wurden gemessen, indem ein Stromimpuls von etwa 5 mA Amplitude, 30 μs Länge mit einer Repetitionsfrequenz von 1 kHz angelegt wurde.