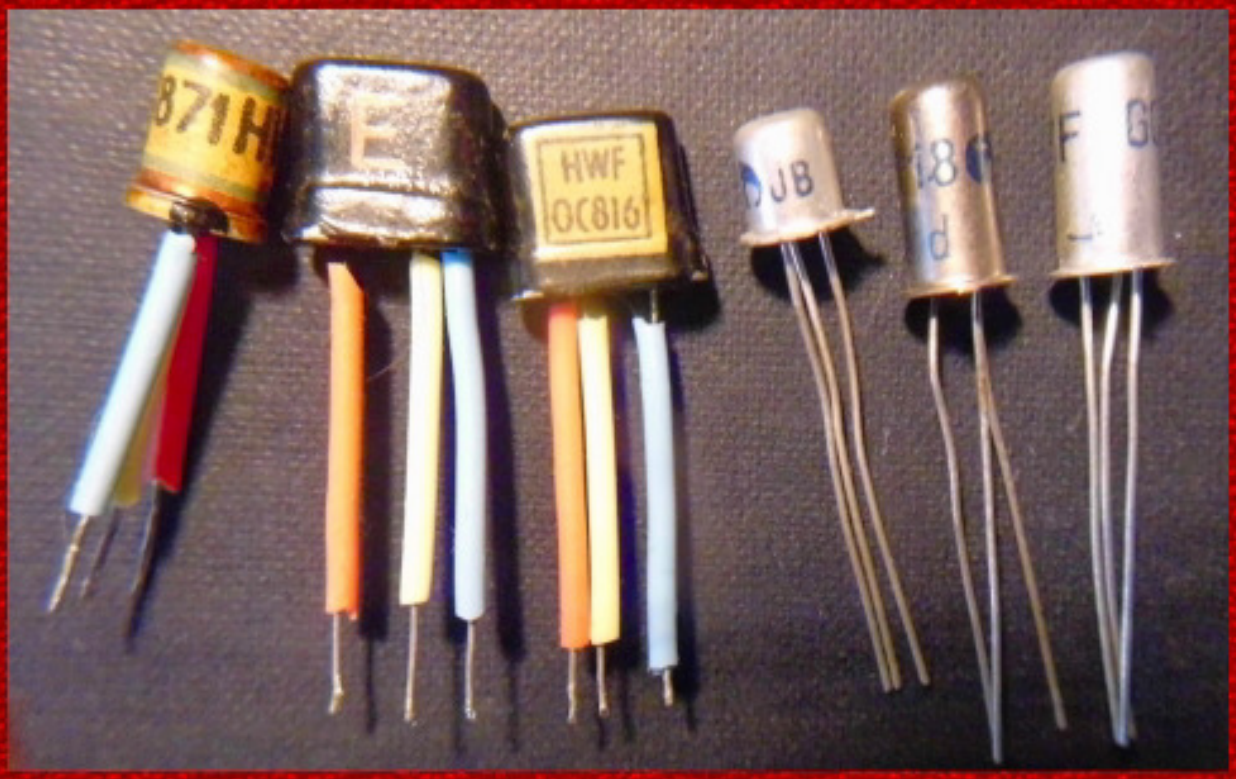
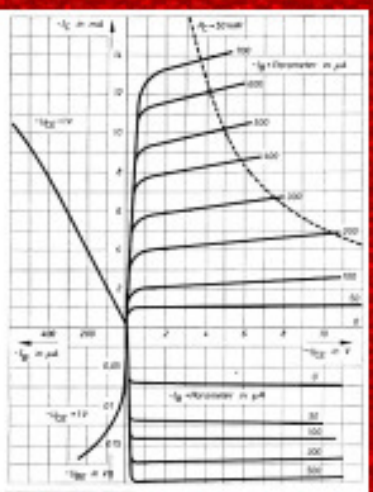


	Y_{21e} in mA/V		f_α in MHz	f_1 in MHz	r_{Bb} in Ω	C_C in pF
	$-U_{CE}$ = 6 V $-I_C$ = 0,5 mA f 2 MHz	$-U_{CE}$ = 6 V $-I_C$ = 1 mA f = 10MHz	$-U_{CE}$ = 6 V $-I_C$ = 0,5 mA	$-U_{CE}$ = 6 V $-I_C$ = 1 mA	$-U_{CE}$ = 6 V $-I_C$ = 1 mA	$-U_{CE}$ = 6 V $-I_C$ = 1 mA
OC 880	≧10		≧10			
OC 881		≧20		≧20	≦200	≦15
OC 882		≧26		≧30	≦100	≦10
OC 883		≧30		≧50	≦ 50	≦10

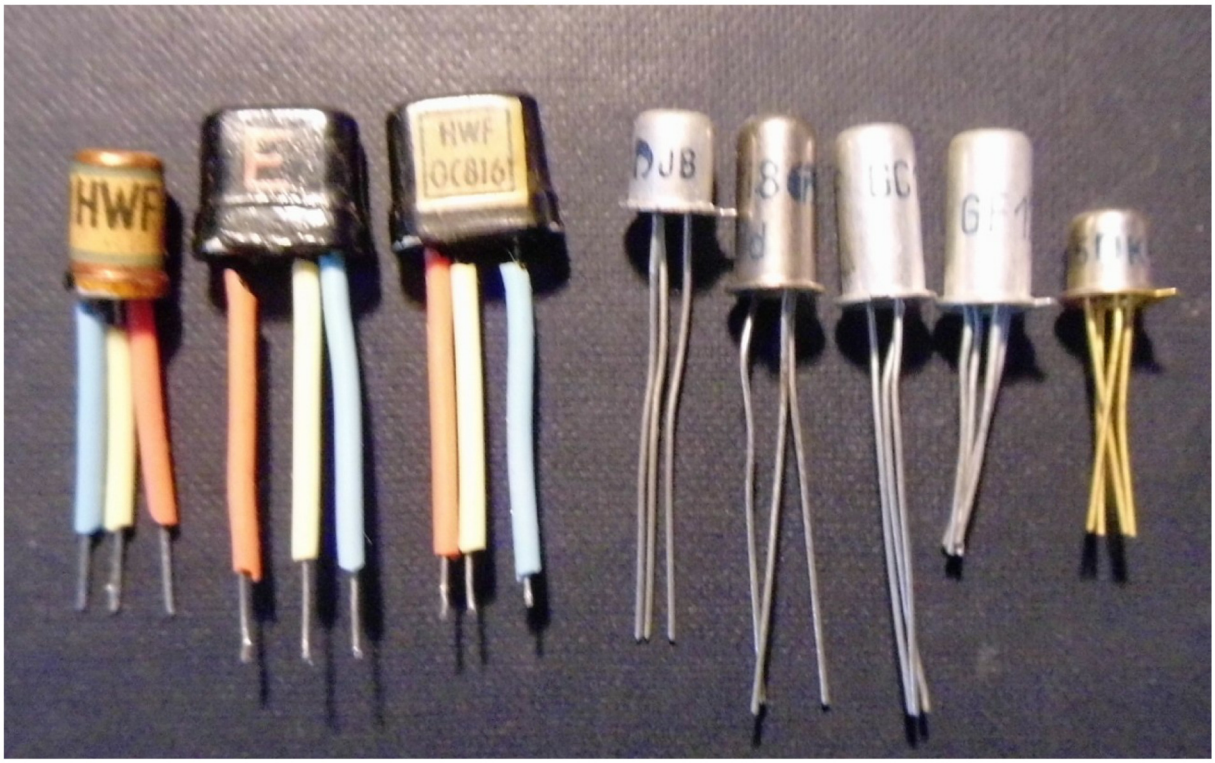


Flächentransistoren der DDR 1960-64

Beitragsserie in der "Radio- Fernsehen- Elektronik" 1960- 64

Restauriert und zusammengestellt von Edi

EDI-MV



DDR- Germanium- Flächentransistoren, die erste drei bis 1963 (OC871, OC816 die schwarze „Brikett“- Bauform, Rück- und Vorderseite), die anderen (GF100, GC118, GC301, GF122 GF145) ab etwa 1963 bis etwa Anfang der 80er Jahre.

Lieber Radiofreund,

Dies ist eine Zusammenstellung der Beitragsfolge „Halbleiter-Informationen“ der Zeitschrift „Rundfunk- Fernsehen- Elektronik“ („RFE“) der Jahre 1960 bis 1964.

Die Zusammenstellung enthält nahezu alle wichtigen Informationen von Transistoren, Flächengleichrichtern und Dioden dieser Jahre, aber vor allem die wichtigen Kennlinienfelder.

Zur Zeit der Erstellung gab es die auf dem Deckblatt abgebildeten Transistoren, abr auch schon die ersten Silizium- Transistoren in alten Bauformen und „Ocxxx“- Bezeichnungen.

Die Zusammenstellung beruht auf den Folgen der „RFE“, in der gleichen chronologischen Reihenfolge,die in den Heften vorliegt.
Es fehlen jedoch einige Informations- Ausgaben.
Die fehlenden Ausgaben 42 –51 (1963), 53 bis 55 (964), 60 und 61 (1964) enthalten nämlich keine Transistoren- Daten, sondern die Daten von Halbleiterwiderständen.

Ich habe noch einige Informationen aus den „RFE“ Heften zu Transistoren am Schluß beigefügt, die nicht in der Zusammenstellung enthalten waren.

Da ich das Glück hatte, alle alten Jahrgänge der RFE komplett zu bekommen, habe ich die vergilbten Seiten der Beitragsfolge restauriert und zusammengefasst.

Ich danke allen, die mit Rat, Tat und Unterlagen mitgeholfen haben, diese Zusammenstellung zu ermöglichen:
Andreas aus Dresden
Veröffentlichung der Einzelartikel mit freundlicher Genehmigung des Huss- Verlags http://www.rfe-eh.de



Olaf Freiberg (Edi)
Homepage Historische Rundfunktechnik:
http://edi.bplaced.net
Privat/ Band- Homepage:
http://greencaravan.bplaced.net

Mail: edi-mv@web.de

Verwendete Halbleiter- Informationen :

Radio und Fernsehen 1960-08 Info 1 Transistor Symbole
Radio und Fernsehen 1960-09 Info 2 Hanisch- Vierpoldarstellung von Transistoren H-Parameter
Radio und Fernsehen 1960-10 Info 3 OC810 und 811
Radio und Fernsehen 1960-11 Info 4 OC811 812 und 813
Radio und Fernsehen 1960-12 Info 5 OC813 und 814
Radio und Fernsehen 1960-13 Info 6 OC815 und 816
Radio und Fernsehen 1960-14 Info 7 OC816 und 820
Radio und Fernsehen 1960-15 Info 8 OC821
Radio und Fernsehen 1960-16 Info 9 OC822 und 823
Radio und Fernsehen 1960-17 Info 10 OC831 und 832
Radio und Fernsehen 1960-18 Info 11 OC833- OY100 bis 104
Radio und Fernsehen 1960-19 Info 12 OY100 bis 114
Radio und Fernsehen 1960-20 Info 13 OC824 bis 829- OY100 bs 144 neue Bauform Teil 1
Radio und Fernsehen 1960-21 Info 14 OY100 bis 114 Neue Bauform Teil 2
Radio und Fernsehen 1960-23 Info 15 OY100 bis 114 Neue Bauform Teil 3
Radio und Fernsehen 1961-01 Info 16 Flächengleichrichter
Radio und Fernsehen 1961-03 Info 17 OC810 bis 23 Streuungen
Radio und Fernsehen 1961-05 Info 18 OC830 Z-Dioden
Radio und Fernsehen 1961-07 Info 19 OY120 bis 123 ZL910-6 bis 16
Radio und Fernsehen 1961-09 Info 20 OC871 872 OY120 bis 123
Radio und Fernsehen 1961-11 Info 21 OC835 bis 838 OC871
Radio und Fernsehen 1961-13 Info 22 OA625
Radio und Fernsehen 1961-15 Info 23 OA645 bis 705
Radio und Fernsehen 1961-17 Info 24 Golddrahtdioden OA720 721 741
Radio und Fernsehen 1961-19 Info 25 OA657 und 626
Radio und Fernsehen 1961-21 Info 26 OA780
Radio und Fernsehen 1961-23 Info 27 OC824 und 825
Radio und Fernsehen 1962-01 Info 28 OC825 bis 827
Radio und Fernsehen 1962-03 Info 29 C827 bis 828
Radio und Fernsehen 1962-05 Info 30 OC829- OY911 bis 927
Radio und Fernsehen 1962-07 Info 31 OY911 bis 917
Radio und Fernsehen 1962-09 Info 32 OY911 bis 917
Radio und Fernsehen 1962-11 Info 33 OC830 bis 338
Radio und Fernsehen 1962-13 Info 34 Siliziumdioden als Schutz
Radio und Fernsehen 1963-03 Info 35 OC871 872
Radio und Fernsehen 1963-04 Info 36 OC871 872
Radio und Fernsehen 1963-05 Info 37 OC871 872
Radio und Fernsehen 1963-07 Info 38 OY120 bis 125
Radio und Fernsehen 1963-09 Info 39 OY120 bis 125- OC880 bis 883
Radio und Fernsehen 1963-11 Info 40 OC880 bis 883
Radio und Fernsehen 1963-12 Info 41 OC880 bis 883- Halbl- Widwerstaende
Radio und Fernsehen 1963-24 Info 52 OA541 bis 556 Si- Höchstfrequenzdioden
Radio und Fernsehen 1964-05 Info 56 OC920 bis 923
Radio und Fernsehen 1964-06 Info 57 OC920 bis 923
Radio und Fernsehen 1964-07 Info 58 GF 120 bis 122
Radio und Fernsehen 1964-08 Info 59 GF 129 bis 132
X Radio und Fernsehen 1963-19 OC880 in ZF
XX Radio und Fernsehen 1963-07 OC882 Kurzwellenmischstufen
XXX Radio und Fernsehen 1960-15 Bottke WBN Ge-Dioden in Empfaengern OA645 und 720
XXXXX Radio und Fernsehen 1961-18 Bottke WBN- Gleichrichter 1
XXXXXX Radio und Fernsehen 1961-19 Bottke WBN- Gleichrichter 2
XXXXXXX Radio und Fernsehen 1960-16 Transi-Lebensdauer voraussichtlich
XXXXXXXX Radio und Fernsehen 1962-09 Bottke WBN Transistorenlebensdauer

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Unter dieser Überschrift werden in einer Fortsetzungsreihe für die vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) hergestellten Halbleiterbauelemente die elektrischen Kenn- und Betriebsdaten, die Kennlinienfelder, die äußeren Abmessungen und die Meßschaltungen der wichtigsten Parameter und Schaltungshinweise veröffentlicht. Bei Veränderungen erfolgen laufend Ergänzungen. Die Form der Veröffentlichungen gestattet ein lückenloses Sammeln dieser Mitteilungen. Die im ersten Teil zusammengestellten Symbole entsprechen den auf der letzten Konferenz der Sektion 9 im Oktober vorigen Jahres in Prag getroffenen Beschlüssen und bilden die Grundlage für die folgenden Veröffentlichungen.

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH

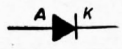
Zusammenstellung der verwendeten Symbole

I, i	Strom
U, u	Spannung
P, p	Leistung
T	Temperatur
T_j	Sperrschichttemperatur
T_p	Gehäusetemperatur
T_a	Umgebungstemperatur
R	äußerer Widerstand
r	innerer Widerstand
C	Kapazität
f	Frequenz
G	Verstärkungsfaktor
k	Wärmewiderstand

Das Vorzeichen wird stets vor das Symbol und nicht zum Zahlenwert gesetzt. Eine Kennzeichnung erfolgt nur bei negativen Größen, z. B. $-U = 10$ V.
Eingangsgrößen werden durch den Index *1*, Ausgangsgrößen durch den Index *2* gekennzeichnet. Grenzwerte erhalten den Index *max* oder *min*, Impulsgrößen den Index *imp*. Bei Doppelindizes, die sich auf Elektroden des Bauelementes beziehen, gibt der zweite Buchstabe die Bezugselektrode an.

Symbole für Spitzen- und Flächendioden

Katode K, k
Anode A, a

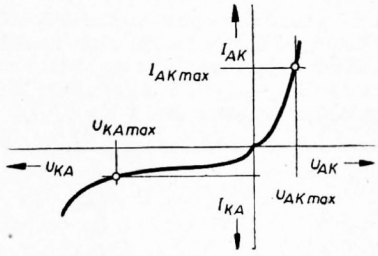


Schaltsymbol für eine Germaniumdiode

Sperrgrößen werden durch den Index *KA* oder *ka*, Durchlaßgrößen durch den Index *AK* oder *ak* gekennzeichnet. Indizes mit kleinen Buchstaben werden bei dynamischen Parametern verwendet.

U_{KA}	Gleichspannung an der Diode in Sperrichtung
$U_{KA\,max}$	maximal zulässige Gleichsperrspannung an der Diode bei Dauerbelastung
$U_{ka\,max}$	maximal zulässige Amplitude einer sinusförmigen Spannung in Sperrichtung bei angegebener minimaler Frequenz
I_{KA}	Sperrstrom
U_{AK}	Spannungsabfall über der Diode in Durchlaßrichtung
$U_{AK\,max}$	maximal zulässiger Spannungsabfall über der Diode in Durchlaßrichtung bei $I_{AK\,max}$
I_{AK}	Durchlaßstrom
$I_{AK\,max}$	maximal entnehmbarer Gleichstrom
$I_{AK\,eff}$	Effektivwert des gesamten Diodenstromes in Durchlaßrichtung
$I_{AK\,impmax}$	maximal zulässige Stromspitze in Durchlaßrichtung bei bestimmter Impulszahl, Impulsdauer und Frequenz, bei der keine bleibende Parameteränderung auftritt
$I_{ak\,max}$	maximal zulässige Amplitude der Wechselstromkomponente in Durchlaßrichtung
$I_{ak\,eff}$	Effektivwert der Wechselstromkomponente in Durchlaßrichtung
r_{ka}	dynamischer Sperrwiderstand bei bestimmter Gleichsperrspannung an der Diode
r_{ak}	dynamischer Durchlaßwiderstand bei bestimmtem Durchlaßstrom
r_o	dynamischer Nullpunktwiderstand
C_{ka}	Diodenkapazität in Sperrichtung bei bestimmter Gleichsperrspannung an der Diode
t_{ak}	Erholungszeit in Durchlaßrichtung
t_{ka}	Erholungszeit in Sperrichtung

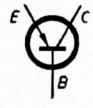
Sperr- und Durchlaßcharakteristik mit Kennzeichnung der wesentlichsten Kenngrößen einer Diode



Die maximalen Sperrspannungen sind so festgelegt, daß ein genügender Sicherheitsabstand zur Durchbruchspannung gewährleistet ist.

Symbole für Transistoren

Basis B, b
Emitter E, e
Kollektor C, c



Schaltsymbol für einen pnp-Transistor

P_{max}	Gesamtverlustleistung ($P_{max} = P_{Cmax} + P_{Emax}$)
P_{Cmax}	Kollektorverlustleistung
P_{Emax}	Emitterverlustleistung
G_p	Leistungsverstärkungsfaktor
I_{CBO}	Kollektorreststrom in Basisschaltung bei offenem Emitter
I_{EBO}	Emitterreststrom in Basisschaltung bei offenem Kollektor

I_{CEO} Kollektorreststrom in Emitterschaltung bei offener Basis

I_{COK} Kollektorreststrom in Emitterschaltung bei kurzgeschlossener Emitter-Basis-Strecke ($U_{BE} = D$)

U_{CEO} Kollektorrestspannung bei I_{Cmax} und $U_{CB} = O$ ($U_{CE} = U_{BE}$)

U_{EBmax} maximal zulässige Spannung zwischen Emitter und Basis

U_{CBmax} maximal zulässige Spannung zwischen Kollektor und Basis

U_{CEmax} maximal zulässige Spannung zwischen Kollektor und Emitter

I_C Kollektorstrom

I_{Cmax} maximal zulässiger Kollektorstrom

I_E Emitterstrom

I_{Emax} maximal zulässiger Emitterstrom

I_B Basisstrom

I_{Bmax} maximal zulässiger Basisstrom

Dynamische Kennwerte

h_{ikb} h-Parameter in Basisschaltung

h_{ike} h-Parameter in Emitterschaltung

h_{ikc} h-Parameter in Kollektorschaltung

h_{11} Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)

h_{12} Spannungsrückwirkung (Eingang offen)

h_{21} Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)

h_{22} Ausgangsleitwert (Eingang offen)

Y_{ikb} Y-Parameter in Basisschaltung

Y_{ike} Y-Parameter in Emitterschaltung

Y_{ikc} Y-Parameter in Kollektorschaltung

Y_{11} Eingangsleitwert (Ausgang kurzgeschlossen)

Y_{12} Rückwirkungsleitwert

Y_{21} Steilheit (Ausgang kurzgeschlossen)

Y_{22} Ausgangsleitwert (Eingang kurzgeschlossen)

Die Y-Parameter werden als komplexe Größen dargestellt. Es ist $Y_{ik} = G_{ik} + jb_{ik}$.

r_b Basiswiderstand

C_{cb} Kollektorkapazität (Eingang kurzgeschlossen)

F Rauschfaktor in dB

α Kleinsignal-Stromverstärkungsfaktor in Basisschaltung ($\alpha = -h_{21b}$)

β Kleinsignal-Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung ($\beta = h_{21e}$)

$\bar{\beta}$ Großsignal-Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung

$$\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B} \; (U_{CE} = \text{konst.})$$

f_α Verstärkungsgrenzfrequenz in Basisschaltung

f_β Verstärkungsgrenzfrequenz in Emitterschaltung

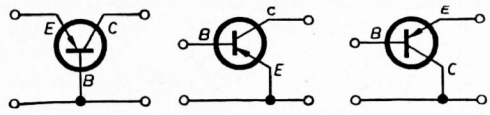
f_1 Schwingungsgrenzfrequenz in Emitterschaltung

k Gesamtwärmewiderstand ($k = k_1 + k_2$)

k_1 Innerer Wärmewiderstand

k_2 Äußerer Wärmewiderstand

$$k_1 = \frac{T_j - T_p}{P}; \quad k_2 = \frac{T_p - T_a}{P}; \quad k = k_1 + k_2 = \frac{T_j - T_a}{P}$$



Basisschaltung OB — Emitterschaltung OE — Kollektorschaltung OC

Kurzkennzeichnung der Schaltungsart von Transistoren (Eingang kurzgeschlossen)

Vierpoldarstellung von Transistoren

Aus der positiven Zählrichtung der Ströme nach Bild 1 ergibt sich

$$I_E + I_C + I_B = 0 \qquad (1)$$

Da im normalen Betriebszustand I_C und I_B entgegen dieser Zählrichtung fließen, erscheinen sie mit einem Minuszeichen. U_{CB} heißt, daß der Spannungsabfall vom Kollektor zur Basis hin positiv gezählt wird. $-U_{CB}$ bedeutet, daß der Kollektor negatives Potential gegenüber der Basis hat.

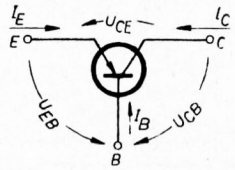


Bild 1: Positive Zählrichtung der Ströme und Spannungen

Das statische Verhalten des Transistors wird durch das Kennlinienfeld veranschaulicht.
Zur Kennzeichnung des dynamischen Verhaltens für einen bestimmten Arbeitspunkt wird der Transistor bei kleinen Aussteuerungen um den Arbeitspunkt als aktiver linearer Vierpol aufgefaßt und durch die Vierpolparameter beschrieben. In der gebräuchlichen Form des Kennlinienfeldes eines Transistors wird der Kollektorstrom I_C und die Emitterspannung U_E als Funktion der Kollektorspannung U_C und des Emitterstromes I_E dargestellt. Der Arbeitspunkt ist durch Emitter- und Kollektorspannung sowie durch Emitter- und Kollektorstrom festgelegt.
Bei kleinen Strom- und Spannungsänderungen um einen festen Arbeitspunkt erhält man folgende Gleichungen:

$$u_1 = \frac{\partial U_e}{\partial I_e} i_1 + \frac{\partial U_e}{\partial U_c} \cdot u_2; \quad i_2 = \frac{\partial I_c}{\partial I_e} i_1 + \frac{\partial I_c}{\partial U_c} \cdot u_2. \qquad (2)$$

In die partiellen Ableitungen werden die Strom- und Spannungswerte des Arbeitspunktes eingesetzt:

Mit $$\frac{\partial U_e}{\partial I_e} = h_{11}; \quad \frac{\partial U_e}{\partial U_c} = h_{12}; \quad \frac{\partial I_c}{\partial I_e} = h_{21}; \quad \frac{\partial I_c}{\partial U_c} = h_{22} \qquad (3)$$

erhält man die Definitionen der h-Parameter.
Für kleine Strom- und Spannungsänderungen ergibt sich damit das allgemeine Vierpolersatzschaltbild eines Flächentransistors nach Bild 2 mit dem Gleichungssystem

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2; \quad i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \qquad (4)$$

Aus diesen Gleichungen wird die Bedeutung der einzelnen h-Parameter abgeleitet.
Es ist

$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$ Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang ($u_2 = 0$)

$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}$ Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang ($i_1 = 0$)

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang ($u_2 = 0$)

$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$ Ausgangsleitwert bei offenem Eingang ($i_1 = 0$) (5)



Bild 2: Allgemeines Vierpolersatzschaltbild

In den drei Grundschaltungen besitzen die Vierpolparameter unterschiedliche Werte, deren Kenntnis zur Beurteilung der Einsatzmöglichkeit eines Transistors in einer bestimmten Schaltung erforderlich ist. Da in den Kenndatenblättern die Angabe der Vierpolparameter oft nur in einer Schaltungsart erfolgt, seien hier die Umrechnungsformeln zusammengestellt. *Wird fortgesetzt*

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH 2

Vierpoldarstellung von Transistoren

Fortsetzung von Heft 8 (1960)

Berechnung der h-Parameter für Emitter- und Kollektorschaltung aus den Werten der Basisschaltung.
Es ist

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{12e} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{21e} = \frac{-h_{21b} - \Delta h_b}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}} \qquad (6)$$

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{11c} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{12c} = \frac{1 + h_{21b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx 1$$

$$h_{21c} = \frac{h_{12b} - 1}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{-1}{1 + h_{21b}} \qquad (7)$$

$$h_{22c} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

mit $$\Delta h_b = h_{11b} \cdot h_{22b} - h_{12b} \cdot h_{21b}. \qquad (8)$$

Berechnung der h-Parameter für Basis- und Kollektorschaltung aus den Werten der Emitterschaltung.
Es ist

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{12b} = \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{21b} = \frac{-h_{21e} - \Delta h_e}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}} \qquad (9)$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{11c} = h_{11e}; \quad h_{12c} = 1 - h_{12e} \approx 1$$
$$h_{21c} = -(1 + h_{21e}); \quad h_{22c} = h_{22e} \qquad (10)$$

mit $$\Delta h_e = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e}. \qquad (11)$$

Berechnung der h-Parameter für Basis- und Emitterschaltung aus den Werten der Kollektorschaltung.
Es ist

$$h_{11b} = \frac{h_{11c}}{\Delta h_c}; \quad h_{12b} = \frac{h_{21c} + \Delta h_c}{\Delta h_c}$$
$$h_{21b} = \frac{h_{12c} - \Delta h_c}{\Delta h_c}; \quad h_{22b} = \frac{h_{22c}}{\Delta h_c} \qquad (12)$$

$$h_{11e} = h_{11c}; \quad h_{12e} = 1 - h_{12c}$$
$$h_{21e} = -(1 + h_{21c}); \quad h_{22e} = h_{22c} \qquad (13)$$

mit $$\Delta h_c = h_{11c} \cdot h_{22c} - h_{12c} \cdot h_{21c}. \qquad (14)$$

Die Parameter sind vom Arbeitspunkt, von der Frequenz und von der Temperatur abhängig und unterliegen einer Exemplarstreuung. Aus dem Kennlinienfeld können die h-Parameter als Neigung der Kennlinien in einem festen Arbeitspunkt entnommen werden.
Bild 3 zeigt diese Möglichkeit als Beispiel für die Emitterschaltung.
Es ist

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \triangleq \tan\psi \qquad h_{12e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \triangleq \tan\delta$$
$$h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \triangleq \tan\varphi \qquad h_{22e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \triangleq \tan\tau \qquad (15)$$

Für die Abschätzung der Einsatzmöglichkeit eines Transistors ist ferner die Kenntnis der Grenzfrequenz in der jeweiligen Schaltungsart erforderlich.
Zur Umrechnung der Grenzfrequenz von Basis- in Emitterschaltung kann folgende Näherung benutzt werden:

$$\frac{f_\alpha}{f_\beta} \approx \frac{\beta}{\alpha} = \frac{h_{21e}}{-h_{21b}} \quad \text{mit } \alpha = -h_{21b}. \qquad (16)$$

Die Grenzfrequenz in Emitterschaltung ist proportional der Grenzfrequenz in Basisschaltung und ferner eine Funktion der Stromverstärkungsfaktoren.

Mit $h_{21e} \approx \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$ nach Gleichung (6) wird

$$f_\beta \approx f_\alpha \cdot (1 + h_{21b}) = f_\alpha \cdot (1 - \alpha). \qquad (17)$$

Durch Umstellen auf Ausdrücke der Emitterschaltung erhält man

$$f_\beta \approx f_\alpha \cdot \frac{1}{1 + h_{21e}} = f_\alpha \cdot \frac{1}{1 + \beta}. \qquad (18)$$

Für Überschlagsrechnungen kann im Nenner der Gleichung (18) die 1 gegenüber β vernachlässigt werden. Man erhält dann den einfachen Ausdruck

$$f_\beta \approx \frac{f_\alpha}{\beta}. \qquad (19)$$

Aus Bild 4 geht hervor, daß bei der Auswahl der Stromverstärkungsgruppe eines Transistors die angestrebte Grenzfrequenz beachtet werden muß. So ist es möglich, daß durch die Wahl einer niedrigeren Stromverstärkungsgruppe in der Schaltung ein höherer Verstärkungsgrad erzielt werden kann als mit einem Transistor, der eine so hohe Stromverstärkung besitzt, daß die erforderliche Grenzfrequenz nicht mehr annähernd erreicht wird.

Betriebsgrößen

In der Schaltung ist der Transistorvierpol am Eingang durch eine Spannungsquelle mit u_o und R_g und am Ausgang mit einem Lastwiderstand R_L abgeschlossen. Damit ergeben sich einige für die Schaltungsberechnung wichtige Betriebsgrößen.

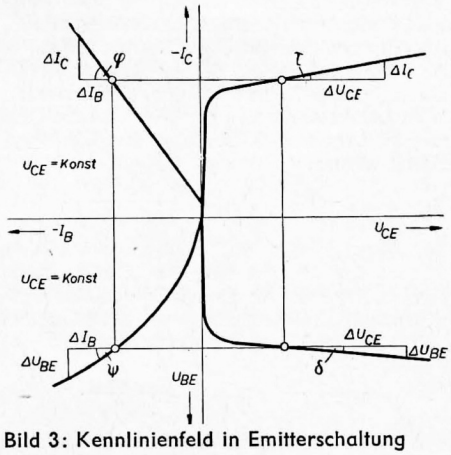


Bild 3: Kennlinienfeld in Emitterschaltung

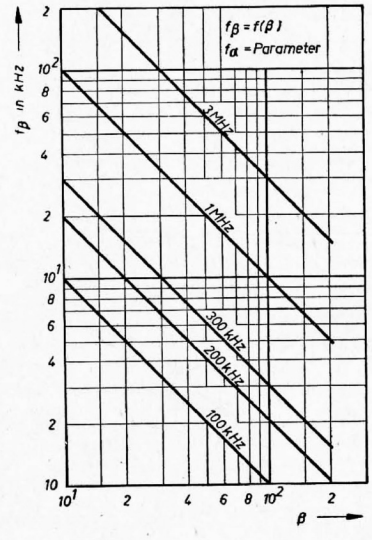


Bild 4: Grenzfrequenz als Funktion des Kleinsignalstromverstärkungsfaktors in Emitterschaltung ▶

Für den abgeschlossenen Vierpol gelten folgende Gleichungen:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2, \quad (20) \qquad i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2, \quad (21)$$

$$-u_1 = u_0 + R_g \cdot i_1, \quad (22) \qquad -u_2 = R_L \cdot i_2. \quad (23)$$

Aus diesen vier Gleichungen lassen sich die gesuchten Beziehungen ableiten.

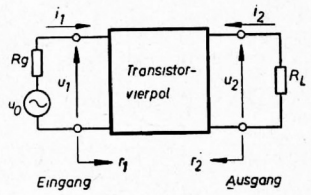


Bild 5: Transistorvierpol mit eingangsseitiger Spannungsquelle und ausgangsseitigem Lastwiderstand

Stromverstärkung G_i

Durch Einsetzen von (23) in (21) erhält man

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 - h_{22} \cdot R_L \cdot i_2$$

und damit wird

$$G_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L}. \quad (24)$$

Spannungsverstärkung G_u

Aus (23) und (24) erhält man

$$i_1 = -u_2 \frac{1 + h_{22} \cdot R_L}{h_{21} \cdot R_L}.$$

Durch Einsetzen dieser Beziehung in (20) ergibt sich

$$G_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + R_L \cdot \Delta h} \quad (25)$$

mit $\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$.

Eingangswiderstand r_1

Aus den Gleichungen (20) und (23) folgt

$$\frac{u_1}{i_1} = h_{11} - h_{12} \cdot R_L \cdot \frac{i_2}{i_1}$$

und mit Gleichung (24) für i_2/i_1 wird

$$r_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + R_L \cdot h_{22}}. \quad (26)$$

Ausgangswiderstand r_2

Die Gleichungen (20) und (22) liefern

$$i_1 = \frac{h_{12}}{h_{11} + R_g} \cdot u_2$$

und mit Gleichung (21) ergibt sich der Ausgangswiderstand zu

$$r_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + R_g \cdot h_{22}}. \quad (27)$$

Leistungsverstärkung G_p

$$G_p = G_u \cdot G_i = -\frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22} \cdot R_L)(h_{11} + R_L \cdot \Delta h)}. \quad (28)$$

Das Verhältnis aus der im Lastwiderstand verbrauchten Leistung zur maximal verfügbaren Leistung der Spannungsquelle u_0 wird als maximal erreichbare Leistungsverstärkung bei beliebigem Lastwiderstand bezeichnet.

Im Lastwiderstand wird eine Leistung

$$P = i_2^2 \cdot R_L \quad (29)$$

verbraucht, die Spannungsquelle liefert maximal

$$P_0 = \frac{u_0^2}{4 \cdot R_g}. \quad (30)$$

Damit wird

$$G_{P\,max} = \frac{P}{P_0} = \frac{i_2^2 \cdot R_L \cdot 4 R_g}{u_0^2} = 4 R_g \cdot R_L \left(\frac{i_2}{u_0}\right)^2. \quad (31)$$

Mit den Gleichungen (20) bis (23) erhält man für die maximal erreichbare Leistungsverstärkung

$$G_{P\,max} = \frac{4 \cdot R_L \cdot R_g \cdot h_{21}^2}{[h_{11} + R_L \cdot \Delta h + R_g (1 + h_{22} \cdot R_L)]^2}. \quad (32)$$

Bei angepaßtem Eingang bzw. Ausgang, d. h. bei $R_g = r_1$ bzw. $R_L = r_2$ wird mit (26) und (27)

$$G_{P_1} = \frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(1 + R_L \cdot h_{22})(h_{11} + R_L \cdot \Delta h)} \quad (33)$$

$$G_{P_2} = \frac{h_{21}^2 \cdot R_g}{(h_{11} + R_g)(\Delta h + h_{22} \cdot R_g)}. \quad (34)$$

Ist $r_1 = R_g$ und $r_2 = R_L$, spricht man von optimaler Anpassung.

$$r_1 = R_g = \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + R_L \cdot h_{22}} \quad (35) \qquad r_2 = R_L = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + R_g \cdot h_{22}}. \quad (36)$$

Durch gegenseitiges Einsetzen von (35) und (36) erhält man die optimalen Werte von R_g und R_L.

$$R_{g\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot \Delta h}{h_{22}}} \quad (37) \qquad R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot \Delta h}} \quad (38)$$

Es ist dabei

$$R_{g\,opt} \cdot R_{L\,opt} = \frac{h_{11}}{h_{22}}. \quad (39)$$

Mit den Werten für die optimale Anpassung ergibt sich die optimale Leistungsverstärkung

$$G_{P\,opt} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} \cdot h_{22}}}\right)^2. \quad (40)$$

Auf Grund ihrer praktischen Bedeutung sollen die Ergebnisse für die Betriebswerte noch diskutiert werden. Dabei ist das Verhalten dieser Größen in Abhängigkeit vom Lastwiderstand für die Schaltungstechnik von besonderer Bedeutung.

$$G_{i\,(R_L = 0)} = h_{21} \qquad G_{i\,(R_L = \infty)} = 0 \quad (41)$$

$$G_{u\,(R_L = 0)} = 0 \qquad G_{u\,(R_L = \infty)} = \frac{-h_{21}}{\Delta h}. \quad (42)$$

Die Bilder 6 und 7 lassen deutlich erkennen, daß drei Gebiete unterschieden werden müssen, Kurzschluß-, Anpassungs- und Leerlaufgebiet.

Während G_i im Kurzschlußgebiet seinen Höchstwert erreicht und dort fast unabhängig von R_L ist, gilt das gleiche für G_u im Leerlaufgebiet. Im Anpassungsgebiet sind G_i und G_u stark von R_L abhängig, und G_p erreicht hier sein Maximum. Wird in diesem Gebiet gearbeitet, so muß auf möglichst genaue Einhaltung der Werte geachtet werden.

$$r_{1\,(R_L = 0)} = h_{11} \qquad r_{1\,(R_L = \infty)} = \frac{\Delta h}{h_{22}}. \quad (43)$$

Der Eingangswiderstand zeigt einen ähnlichen Verlauf wie die Spannungsverstärkung. Auch hier ist die starke Abhängigkeit vom Abschlußwiderstand im Anpassungsgebiet zu beobachten und in der Schaltungstechnik zu beachten.

$$r_{2\,(R_g = 0)} = \frac{h_{11}}{\Delta h} \qquad r_{2\,(R_g = \infty)} = \frac{1}{h_{22}}. \quad (44)$$

Die Bilder 6 ··· 9 gestatten ein schnelles überschlägiges Abschätzen des Verhaltens von Transistoren in NF-Verstärkerschaltungen in Abhängigkeit von den Abschlußwiderständen.

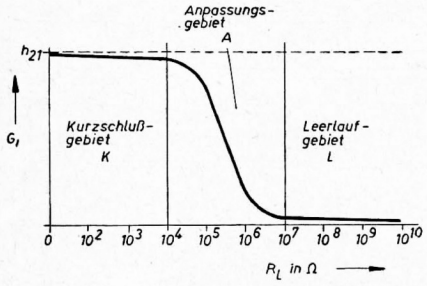


Bild 6: Stromverstärkung $G_i = f(R_L)$

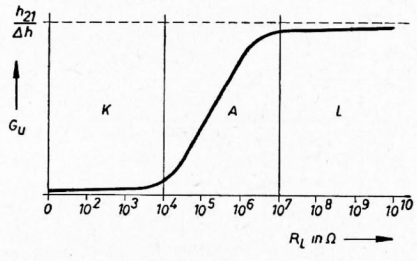


Bild 7: Spannungsverstärkung $G_u = f(R_L)$

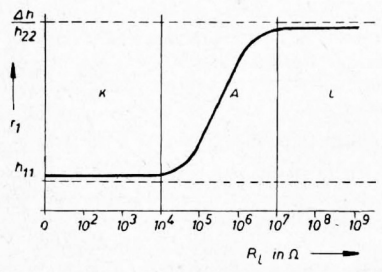


Bild 8: Eingangswiderstand $r_1 = f(R_L)$

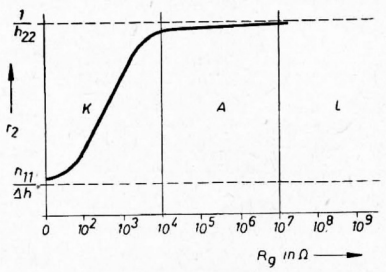


Bild 9: Ausgangswiderstand $r_2 = f(R_g)$

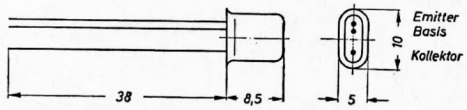
Dipl.Ing. HANS-JOACHIM HANISCH

OC 810 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.

Abmessungen



Verwendung

NF-Vorstufenverstärker und Endstufen kleiner Leistung mit mittleren Werten der Stromverstärkung, z. B. in Hörhilfegeräten, Oszillator- und Multivibratorschaltungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_A = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom ($-U_{CB} = 5$ V; $I_E = 0$)	$-I_{CBO}$	$\leqq 20$	μA
($-U_{CE} = 5$ V; $I_B = 0$)	$-I_{CEO}$	$\leqq 350$	μA

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

Basisschaltung (Arbeitspunkt: $-U_{CB} = 5$ V; $-I_C = 1$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11b}	= 38 (24 ··· 70)	Ω
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12b}	= 10,7 (3 ··· 25) · 10^{-4}	
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	$-h_{21b}$	= 0.928 (0,9 ··· 0,95)	
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22b}	= 1,57 (0,5 ··· 4)	μS
Grenzfrequenz	f_α	$\geqq 200$	kHz
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,b}$	= 26	dB
Rauschfaktor	F	$\leqq 25$	dB

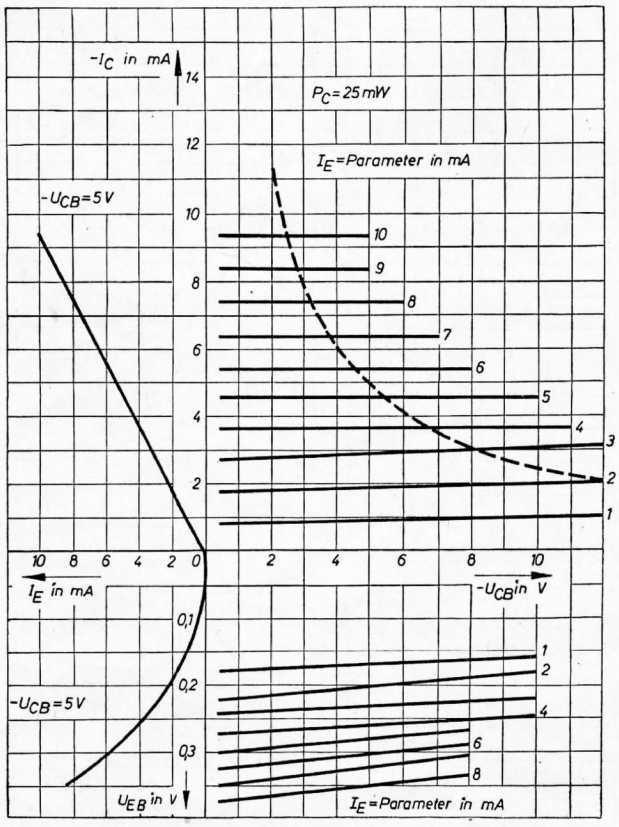
(bei $-U_{CB} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA; f = 1 kHz; Δf = 600 Hz und $R_g = 500\ \Omega$)

Emitterschaltung (Arbeitspunkt: $-U_{CE} = 5$ V; $-I_C = 1$ mA)

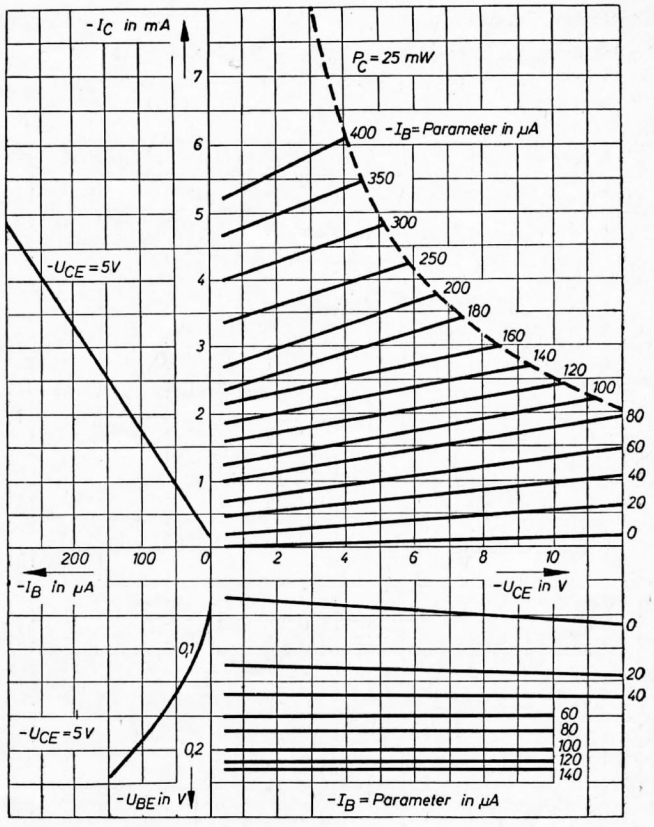
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	= 0,8 (0,5 ··· 1,5)	kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	= 6,6 (3 ··· 25) · 10^{-4}	
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	= 13 (10 ··· 20)	
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	= 22 (10 ··· 80)	μS
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,e}$	= 33 (28 ··· 35)	dB

Grenzwerte

Emitterstrom:	Effektivwert I_{Eeff}	= 10 mA
	Spitzenwert I_{Emax}	= 15 mA



Kennlinienfeld in Basisschaltung



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Kollektorstrom: Effektivwert $-I_{Ceff} = 10$ mA
Spitzenwert $-I_{Cmax} = 15$ mA

Kollektorspannung: Effektivwert $-U_{CBeff} = 15$ V
Spitzenwert $-U_{CBmax} = 25$ V
Effektivwert $-U_{CEeff} = 10$ V
Spitzenwert $-U_{CEmax} = 20$ V

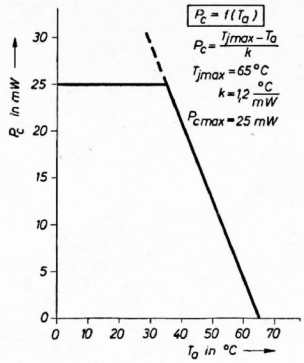
Kollektorverlustleistung $P_{Cmax} = 25$ mW

Wärmewiderstand bei ruhender Luft $k = 1{,}2 \frac{°C}{mW}$

Sperrschichttemperatur $T_{jmax.} = 65$ °C

Umgebungstemperatur $T_{amax} = 45$ °C

Bei Umgebungstemperaturen über + 35 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren.



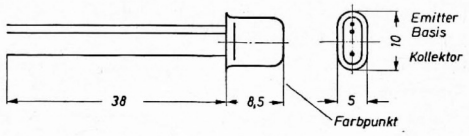
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

OC 811 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.

Abmessungen



Verwendung

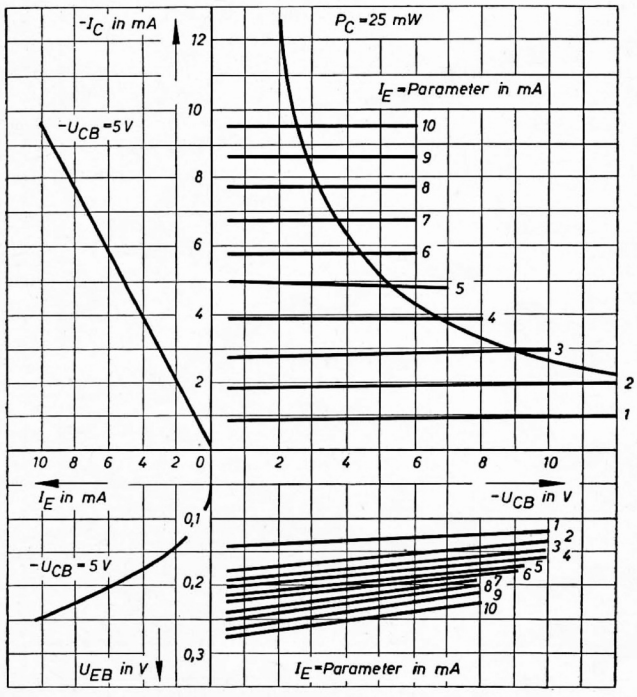
NF-Vorstufenverstärker und Endstufen kleiner Leistung mit höheren Werten der Stromverstärkung. Treibertransistor für Endstufen mittlerer Leistung. Oszillator- und Multivibratorschaltungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom $(-U_{CB} = 5$ V; $I_E = 0)$ $-I_{CBO} \leqq 20\ \mu$A
$(-U_{CE} = 5$ V; $I_B = 0)$ $-I_{CEO} \leqq 350\ \mu$A



Kennlinienfeld in Basisschaltung

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

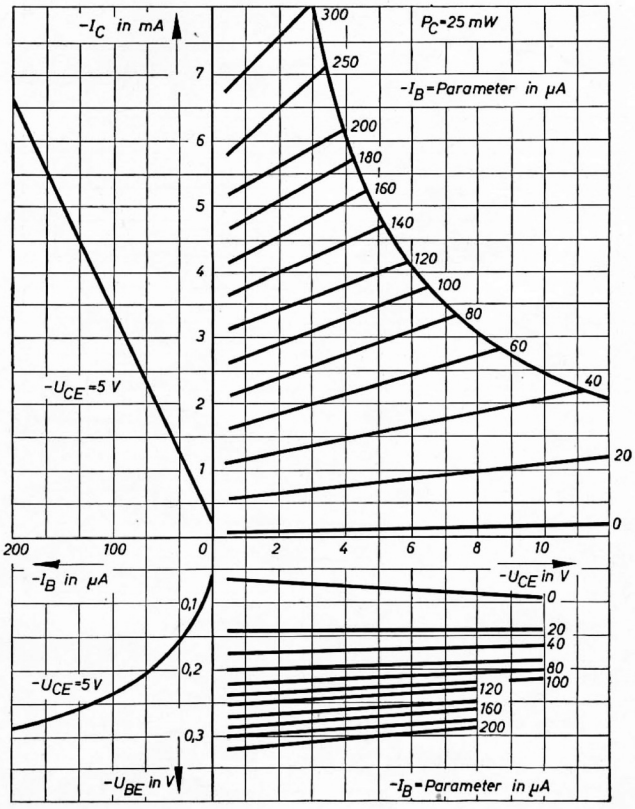
Basisschaltung (Arbeitspunkt: $-U_{CB} = 5$ V; $-I_C = 1$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11b}	$= 45\ (20 \cdots 90)\ \Omega$	
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12b}	$= 11\ (5 \cdots 30) \cdot 10^{-4}$	
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	$-h_{21b}$	$= 0{,}96\ (0{,}95 \cdots 0{,}99)$	
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22b}	$\approx 1{,}3\ (0{,}5 \cdots 4)$	μS
Grenzfrequenz	f_α	$\geqq 300$	kHz
maximale Leistungsverstärkung	G_{pmaxb}	$= 27$	dB
Rauschfaktor	F	$\leqq 25$	dB

(bei $-U_{CB} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA; f = 1 kHz; $\Delta f = 600$ Hz und $R_g = 500\ \Omega$)

Emitterschaltung (Arbeitspunkt: $-U_{CE} = 5$ V; $-I_C = 1$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	$= 1{,}3\ (0{,}8 \cdots 3)$ kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	$= 9{,}8\ (5 \cdots 30) \cdot 10^{-4}$



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Wird fortgesetzt

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH 4

OC 811 *Fortsetzung von Heft 10 (1960)*

Stromverstärkungsfaktor
(Ausgang kurzgeschlossen) h_{21e} = 28 (20 ··· 100)
Ausgangsleitwert (Eingang offen) h_{22e} = 38 (15 ··· 100) µS
maximale Leistungsverstärkung $G_{pmax\,e}$ = 36 (30 ··· 45) dB
Die Transistoren werden nach Stromverstärkungswerten h_{21e} gruppiert und mit Farbpunkten gekennzeichnet (Bild links).

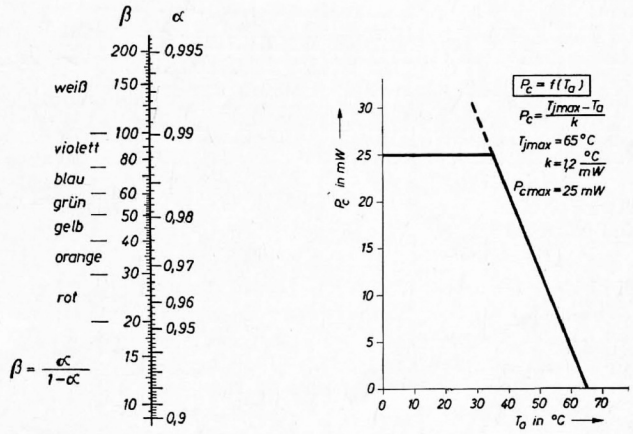
Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 10 mA
	Spitzenwert	I_{Emax}	= 15 mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 10 mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	= 15 mA
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CBeff}$	= 15 V
	Spitzenwert	$-U_{CBmax}$	= 25 V
	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	= 10 V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	= 20 V

Kollektorverlustleistung P_{Cmax} = 25 mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft $k = 1{,}2 \frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur T_{jmax} = 65 °C
Umgebungstemperatur T_{amax} = 45 °C
Bei Umgebungstemperaturen über + 35 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren (Bild rechts).

Bild links: Farbkennzeichnung und Gegenüberstellung der Stromverstärkungsfaktoren in Emitter- und Basisschaltung

Bild rechts: Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

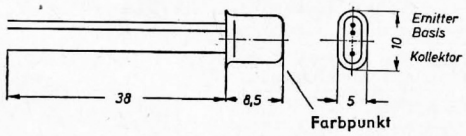


OC 812 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.

Abmessungen



Verwendung

Rauscharmer Transistor für NF-Vorstufenverstärker.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur T_a = 25 °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom $(-U_{CB} = 5\ V;\ I_E = 0)$ $-I_{CBO} \leqq 20\ \mu A$
$(-U_{CE} = 5\ V;\ I_B = 0)$ $-I_{CEO} \leqq 350\ \mu A$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 300$ kHz
Rauschfaktor $F \leqq 10$ dB
Der Rauschfaktor ist für einen Arbeitspunkt $-U_{CB} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA; f = 1 kHz, $\Delta f = 600$ Hz und $R_g = 500\ \Omega$ angegeben.

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 5$ V; $-I_C = 1$ mA)
Eingangswiderstand
(Ausgang kurzgeschlossen) $h_{11e} = 1{,}6\ (1 \cdots 3)$ kΩ
Spannungsrückwirkung
(Eingang offen) $h_{12e} = 8{,}4 (5 \cdots 30) \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor
(Ausgang kurzgeschlossen) h_{21e} = 41 (20 ··· 100)
Ausgangsleitwert
(Eingang offen) h_{22e} = 36 (15 ··· 100) µS
maximale Leistungsverstärkung G_{pmaxe} = 36 (30 ··· 45) dB
Farbpunktgruppierung wie bei OC 811 (s. oben).

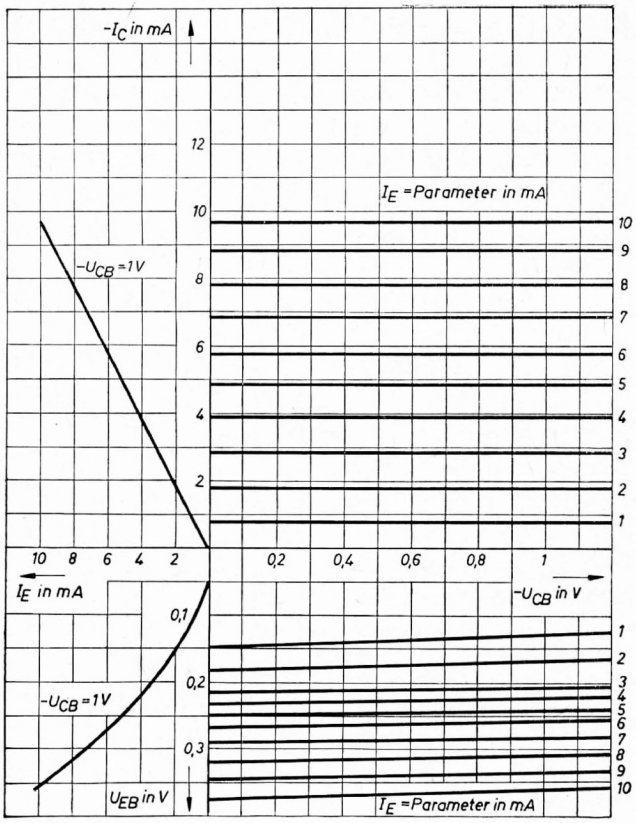
Mittelwerte der h-Parameter an dem Arbeitspunkt, für den der Rauschfaktor angegeben wird

Emitterschaltung (OE) Arbeitspunkt $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA
Basisschaltung (OB) Arbeitspunkt $-U_{CB} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA

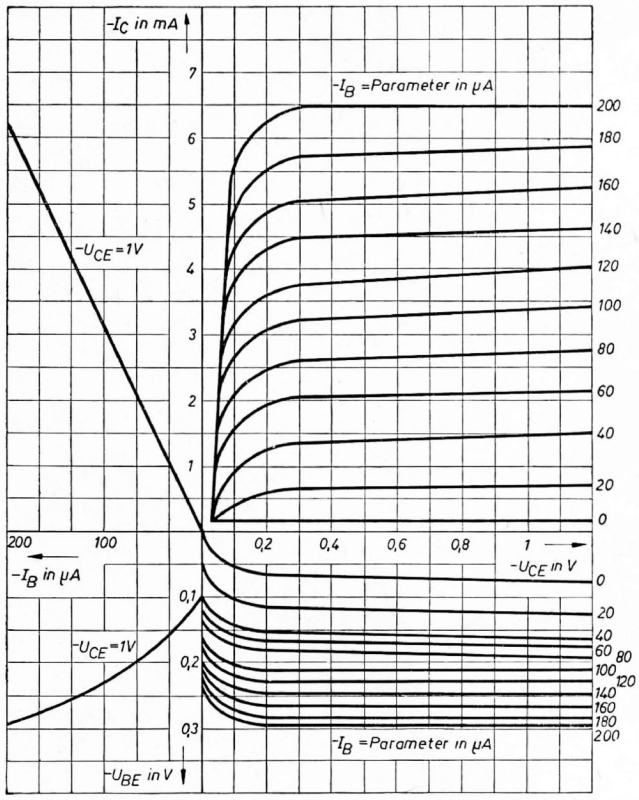
OE	OB
$h_{11e} = 4{,}9$ kΩ	$h_{11b} = 0{,}15$ kΩ
$h_{12e} = 20 \cdot 10^{-4}$	$h_{12b} = 10 \cdot 10^{-4}$
$h_{21e} = 32$	$-h_{21b} = 0{,}97$
$h_{22e} = 20\ \mu S$	$h_{22b} = 0{,}6\ \mu S$

Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 5 mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 5 mA



Kennlinienfeld in Basisschaltung

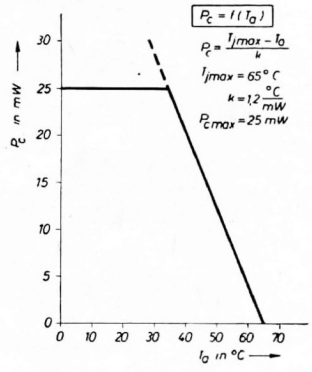


Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Kollektorspannung	Effektivwert $-U_{CBeff}$ =	6 V
	Effektivwert $-U_{CEeff}$ =	6 V
Kollektorverlustleistung	P_{Cmax} =	25 mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft	k =	$1{,}2\ \frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur	T_{jmax} =	65 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax} =	45 °C

Bei Umgebungstemperaturen über + 35 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren.

Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ▶

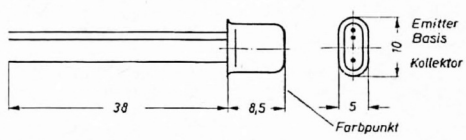


OC 813 — Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.

Abmessungen



Verwendung

NF-Vorstufenverstärker mit höheren Anforderungen an die Grenzfrequenz. Oszillator- und Multivibratorschaltungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur T_a = 25 °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom	$(-U_{CB} = 5\ V;\ I_E = 0)$	$-I_{CBO} \leqq 20\ \mu A$
	$(-U_{CE} = 5\ V;\ I_B = 0)$	$-I_{CEO} \leqq 350\ \mu A$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

Basisschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CB} = 5$ V; $-I_C = 1$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11b} =	45 (20 ··· 90) Ω
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12b} =	$11{,}2\ (5 \cdots 30) \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	$-h_{21b}$ =	0,96 (0,95 ··· 0,99)
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22b} =	1,3 (0,5 ··· 4) µS
Grenzfrequenz	f_α ≧	1 MHz
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,b}$ =	27 dB
Rauschfaktor	F ≦	25 dB

Der Rauschfaktor ist für einen Arbeitspunkt $-U_{CB} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA; f = 1 kHz; $\Delta f = 600$ Hz und $R_g = 500\ \Omega$ angegeben.

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 5$ V; $-I_C = 1$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e} =	1,3 (0,8 ··· 3) kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e} =	$9{,}8\ (5 \cdots 30) \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e} =	28 (20 ··· 100)
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e} =	38 (15 ··· 100) µS
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,e}$ =	36 (30 ··· 45) dB

Farbgruppierung wie bei OC 811 Seite 339. *Wird fortgesetzt*

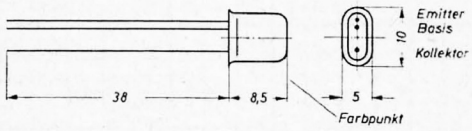
Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH

OC 814 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.

Abmessungen



Verwendung

Extrem rauscharmer Transistor für Anfangsstufen hochwertiger NF-Vorstufenverstärker.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom $(-U_{CB} = 5\ V;\ I_E = 0)$ $\quad -I_{CBO} \leqq 20\ \mu A$

$(-U_{CE} = 5\ V;\ I_B = 0)$ $\quad -I_{CEO} \leqq 350\ \mu A$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

Basisschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CB} = 5\ V;\ -I_C = 1\ mA$)

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 300$ kHz

Rauschfaktor $F \leqq 5$ dB

Der Rauschfaktor ist für einen Arbeitspunkt $-U_{CB} = 1\ V$; $-I_C = 0{,}2$ mA; f = 1 kHz, $\Delta f = 600$ Hz und $R_g = 500\ \Omega$ angegeben.

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 5\ V; -I_C = 1$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	= 1,6 (1 ··· 3) kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	= 8,4 (5 ··· 30) 10^{-4}
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	= 41 (20 ··· 100)
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	= 36 (15 ··· 100) μS
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,e}$	= 36 (30 ··· 45) dB

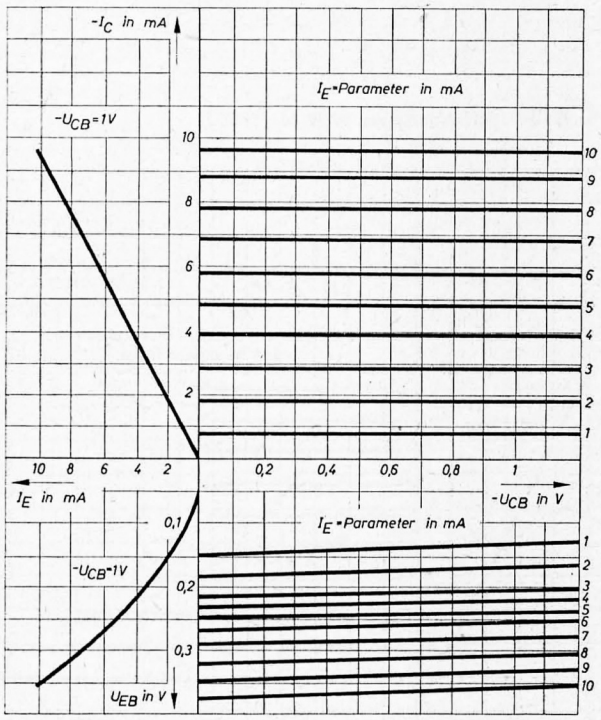
Farbpunktgruppierung wie bei OC 811
radio und fernsehen 11 (1960) S. 339

Mittelwerte der h-Parameter an dem Arbeitspunkt, für den der Rauschfaktor angegeben wird

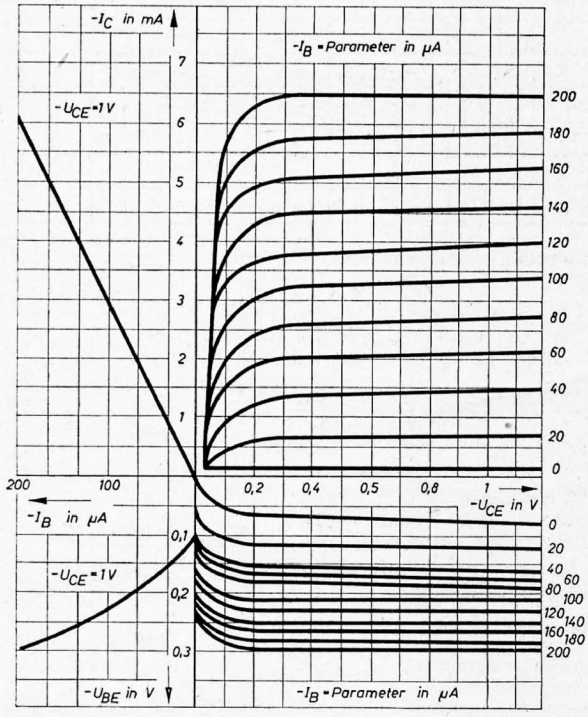
Emitterschaltung (OE): Arbeitspunkt $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA

Basisschaltung (OB): Arbeitspunkt $-U_{CB} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA

OE	OB
$h_{11e} = 4{,}9$ kΩ	$h_{11b} = 0{,}15$ kΩ
$h_{12e} = 20 \cdot 10^{-4}$	$h_{12b} = 10 \cdot 10^{-4}$
$h_{21e} = 32$	$-h_{21b} = 0{,}97$
$h_{22e} = 20\ \mu S$	$h_{22b} = 0{,}6\ \mu S$



Kennlinienfeld in Basisschaltung

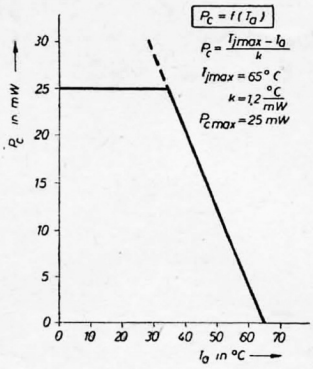


Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 5	mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 5	mA
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CBeff}$	= 6	V
	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	= 6	V
Kollektorverlustleistung		P_{Cmax}	= 25	mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft		k	= 1,2	°C/mW
Sperrschichttemperatur		T_{jmax}	= 65	°C
Umgebungstemperatur		T_{amax}	= 45	°C

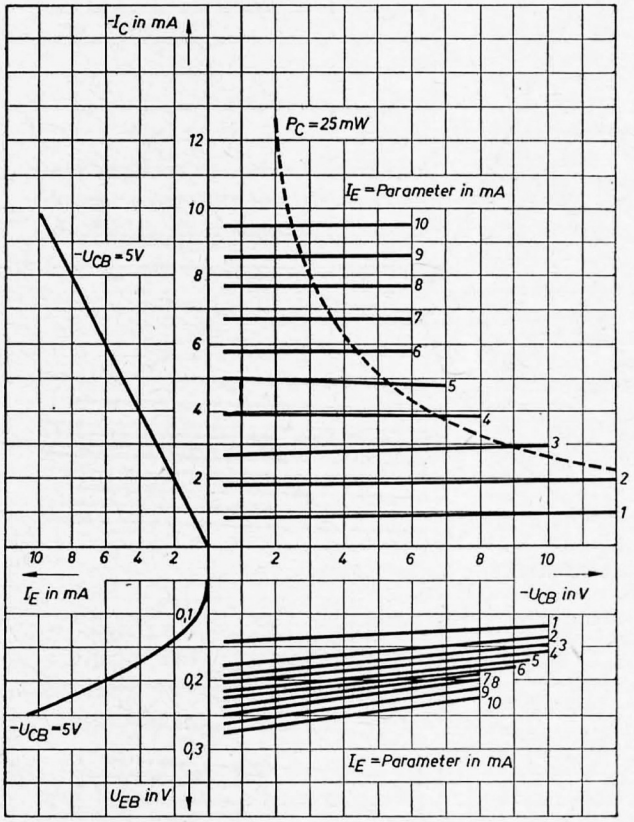
Bei Umgebungstemperaturen über + 35 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren.



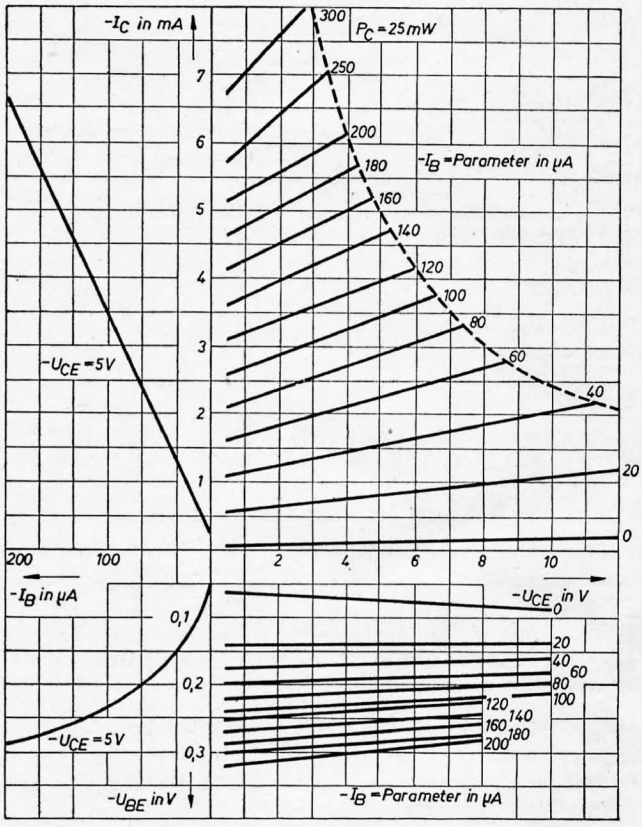
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

---

OC 813 *Fortsetzung von Heft 11 (1960)*



Kennlinienfeld in Basisschaltung

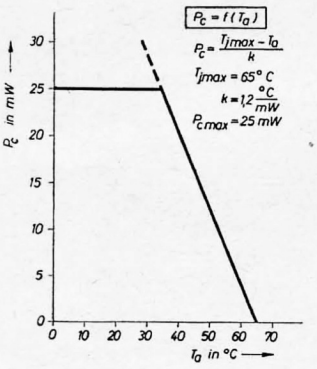


Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 10	mA
	Spitzenwert	I_{Emax}	= 15	mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 10	mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	= 15	mA
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CBeff}$	= 15	V
	Spitzenwert	$-U_{CBmax}$	= 25	V
	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	= 10	V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	= 20	V
Kollektorverlustleistung		P_{Cmax}	= 25	mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft		k	= 1,2	°C/mW
Sperrschichttemperatur		T_{jmax}	= 65	°C
Umgebungstemperatur		T_{amax}	= 45	°C

Bei Umgebungstemperaturen über + 35 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

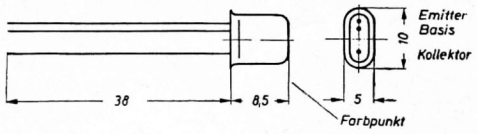
Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH 6

OC 815 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.

Abmessungen



Verwendung

Transistor für Vor- und Treiberstufen in NF-Verstärkern, für Steuer- und Regelzwecke und für Schwingungserzeuger in Oszillatoren.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$(-U_{CB} = 6\ V;\ I_E = 0)$	$-I_{CBO} \leqq 20\ \mu A$
$(-U_{CE} = 6\ V;\ I_B = 0)$	$-I_{CEO} \leqq 400\ \mu A$

Kollektorrestspannung (bei $-I_C = 10$ mA) $-U_{CEO} \leqq 0{,}3$ V

Temperaturabhängigkeit der Kollektorreströme I_{CBO} und I_{CEO}

Es ist

$$\chi_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\ °C}$$

$$\chi_E = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\ °C}.$$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

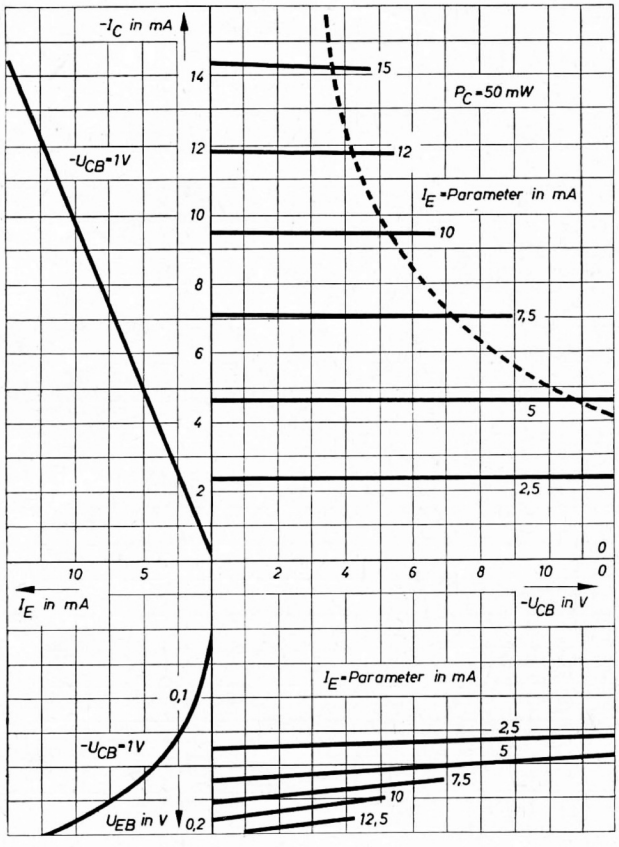
Basisschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA)

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 200$ kHz

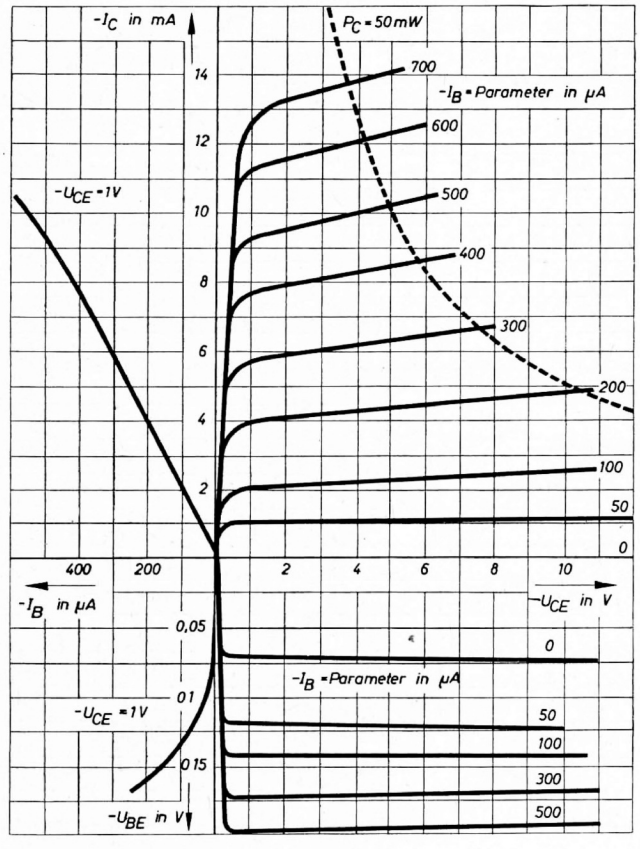
Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen) $h_{11e} = 0{,}2 \cdots 1{,}5\ k\Omega$

Spannungsrückwirkung (Eingang offen) $h_{12e} = 4 \cdots 25\ 10^{-4}$



Kennlinienfeld in Basisschaltung



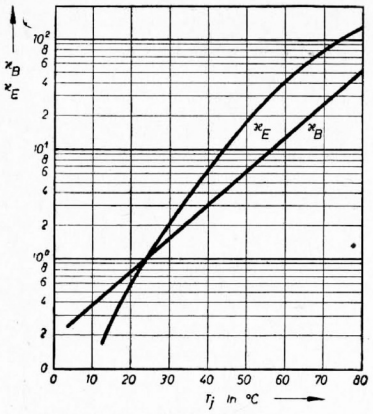
Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	$= 10 \cdots 20$
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	$= 10 \cdots 100$ µS
maximale Leistungsverstärkung (bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; $R_L = 50$ kΩ).	$G_{pmax\,e}$	$= 32 \cdots 45$ dB
Rauschfaktor (bei $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 1$ mA; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 600$ Hz; $R_g = 500\ \Omega$)		$F \leqq 25$ dB

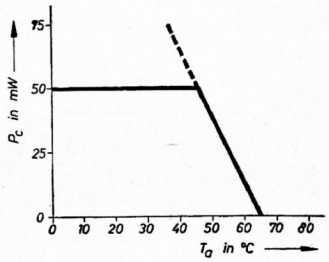
Grenzwerte

Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	$= 20$	mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	$= 50$	mA
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	$= 10$	V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	$= 15$	V
Kollektorverlustleistung		P_{Cmax}	$= 50$	mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft		k	$= 0{,}4$	°C/mW
Sperrschichttemperatur		T_{jmax}	$= 65$	°C
Umgebungstemperatur		T_{amax}	$= 65$	°C

Bei Umgebungstemperaturen über + 45 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren.



Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes ◀



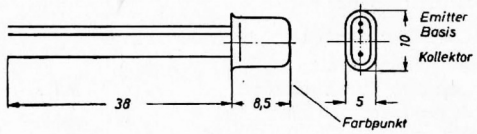
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ▶

OC 816 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.

Abmessungen

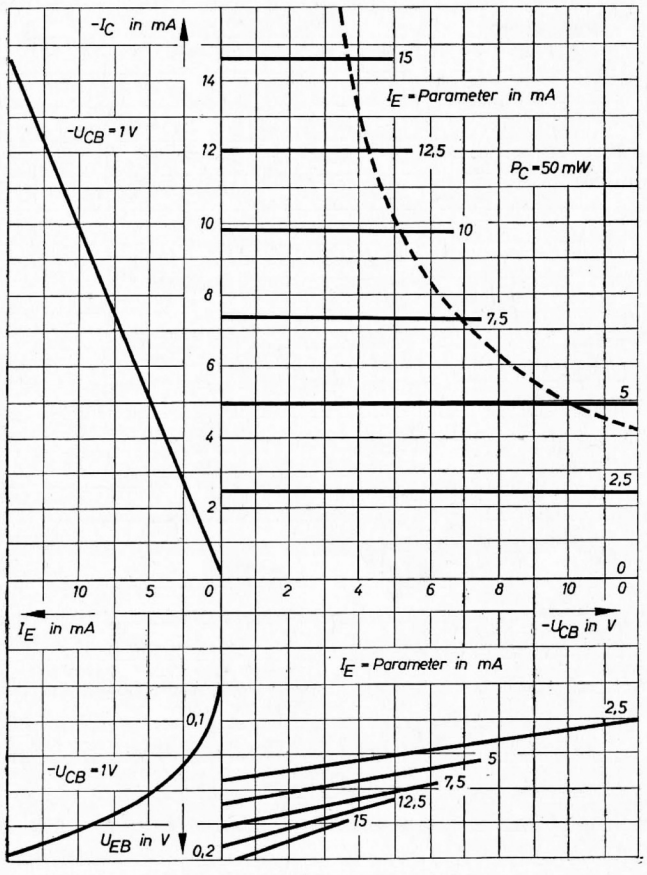


Verwendung

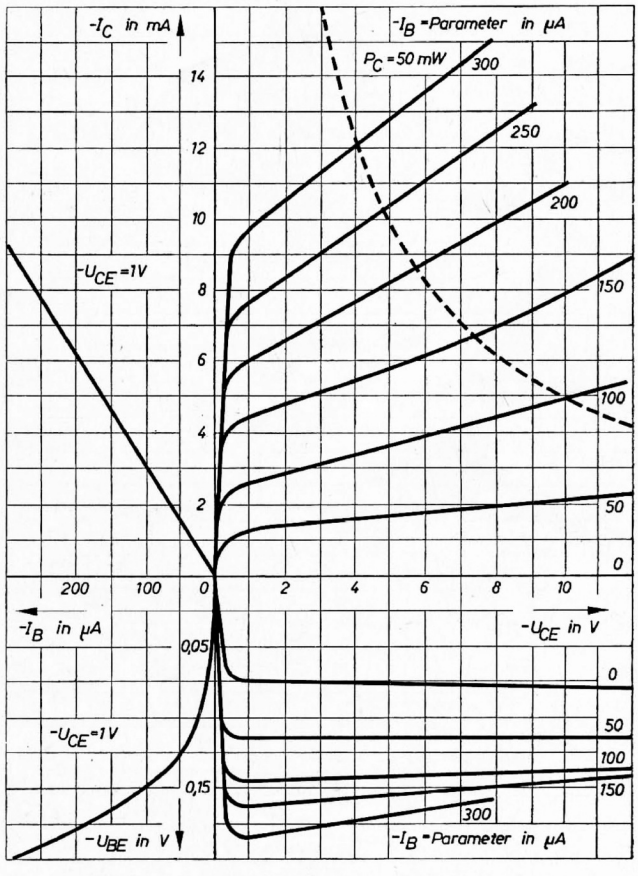
Transistor für NF-Endstufen kleiner Leistung, für Vor- und Treiberstufen in NF-Verstärkern, für Steuer- und Regelzwecke und für Schwingungserzeuger in Oszillatoren.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.



Kennlinienfeld in Basisschaltung



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

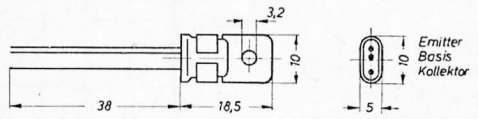
Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH 7

OC 820 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Zur Wärmeableitung ist eine Kühlschelle vorgesehen, die die Montage des Transistors auf eine entsprechende Kühlfläche gestattet.

Abmessungen



Verwendung

Transistor für Endstufen mittlerer Leistung, für Vor- und Treiberstufen in NF-Verstärkern, für Steuer- und Regelzwecke und für Schwingungserzeuger in Oszillatoren mittlerer Leistung.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

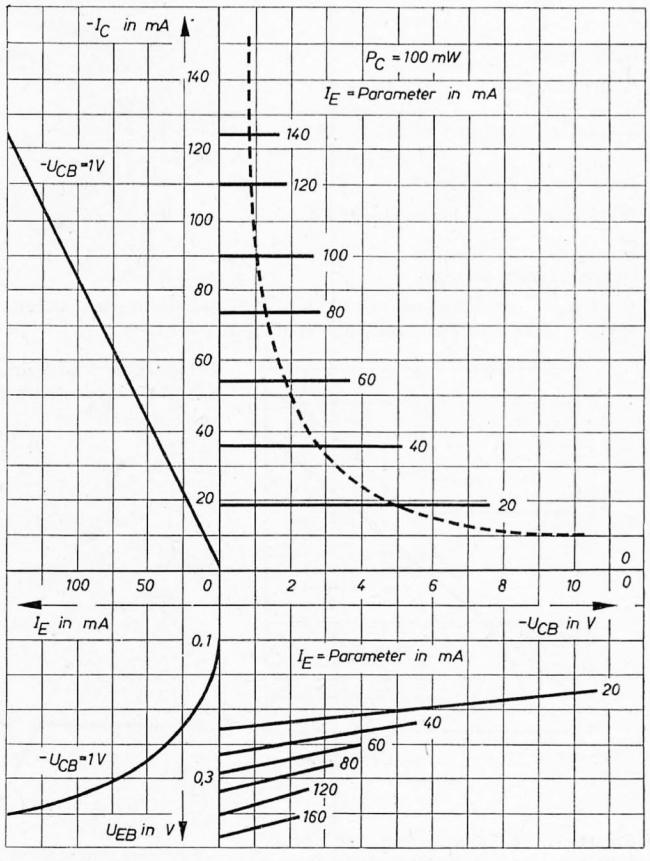
Statische Meßwerte

Kollektorreststrom			
$(-U_{CB} = 6$ V; $I_E = 0)$	$-I_{CBO}$	$\leqq 20$	µA
$(-U_{CE} = 6$ V; $I_B = 0)$	$-I_{CEO}$	$\leqq 400$	µA
Kollektorrestspannung			
(bei $-I_C = 125$ mA)	$-U_{CEO}$	$\leqq 0{,}5$	V
Basisstrom			
$(-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 10$ mA)	$-I_B$	$= 500 \cdots 1000$	µA
$(-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 80$ mA)	$-I_B$	$= 4 \cdots 8$	mA
Basisspannung			
$(-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 10$ mA)	$-U_{BE}$	$\leqq 250$	mV
$(-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 80$ mA)	$-U_{BE}$	$\leqq 0{,}5$	V

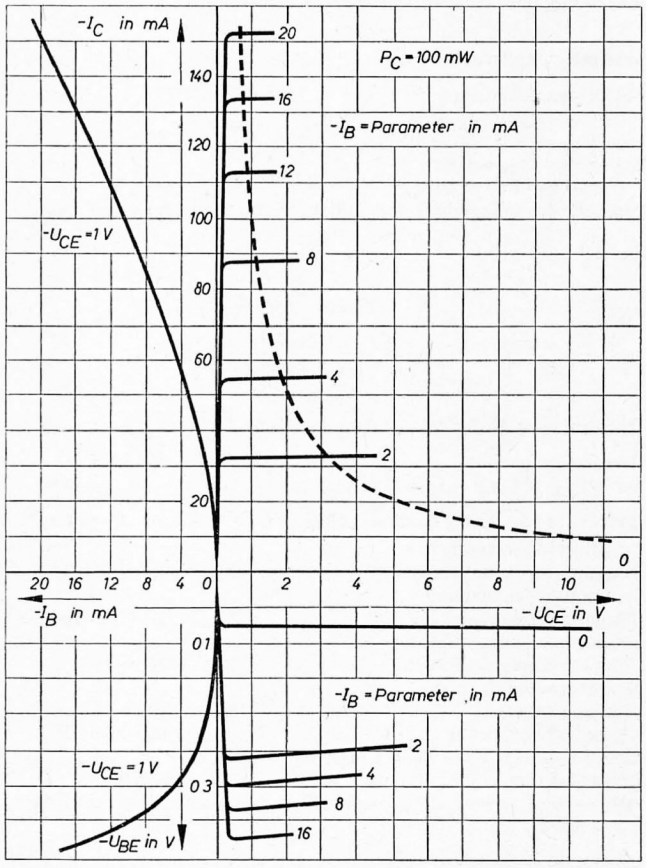
Temperaturabhängigkeit der Kollektorreströme I_{CBO} und I_{CEO}
Es ist:

$$\chi_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\ °C},$$

$$\chi_E = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\ °C}.$$



Kennlinienfeld in Basisschaltung



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Dynamische Meßwerte

Basisschaltung

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 200$ kHz
bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA

Emitterschaltung

Rauschfaktor $F \leqq 25$ dB
bei $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 1$ mA; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 600$ Hz;
$R_g = 500\ \Omega$

Grenzwerte

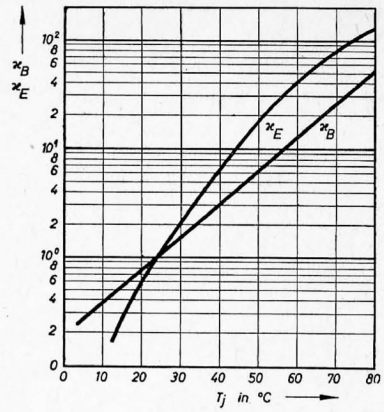
Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	$= 125$ mA
	Spitzenwert	I_{Emax}	$= 135$ mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	$= 125$ mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	$= 150$ mA
Emitterspannung	Effektivwert	$-U_{EBeff}$	$= 8$ V
	Spitzenwert	$-U_{EBmax}$	$= 10$ V
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	$= 10$ V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	$= 20$ V
Kollektorverlustleistung		P_{Cmax}	$= 100$ mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft		k_1	$= 0{,}3\ \frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur		T_{jmax}	$= 75$ °C
Umgebungstemperatur		T_{amax}	$= 65$ °C

Die erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ist abhängig von der Größe der verwendeten Kühlfläche und kann dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ entnommen werden.
Es ist:

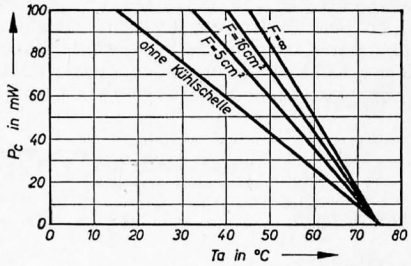
$$P_{C\,max} = \frac{T_j - T_a}{k_1 + k_2} \quad \text{mit } k_1 = 0{,}3\ \frac{°C}{mW},\ k_2 = \frac{1}{\alpha_w \cdot F}$$

($\alpha_w \approx 1{,}5$ mW/cm² °C)
(F = Kühlfläche in cm²).

Mit diesen Werten kann die erforderliche Kühlfläche oder die zulässige Verlustleistung berechnet werden.



Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

---

OC 816 *Fortsetzung von Heft 13 (1960)*

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom
($-U_{CB} = 6$ V; $I_E = 0$) $-I_{CBO} \leqq 20\ \mu$A
($-U_{CE} = 6$ V; $I_B = 0$) $-I_{CEO} \leqq 400\ \mu$A
Kollektorrestspannung
(bei $-I_C = 10$ mA) $-U_{CEO} \leqq 0{,}3$ V
Temperaturabhängigkeit der Kollektorreströme I_{CBO} und I_{CEO}

Es ist:

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25°C},$$

$$\varkappa_E = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25°C}.$$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz $f = 1$ kHz

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 300$ kHz
bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA)

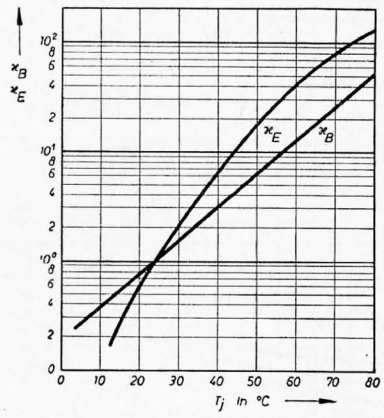
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	$= 0{,}4 \cdots 2$ kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	$= 4 \cdots 25 \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	$= 20 \cdots 100$
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	$= 20 \cdots 150\ \mu$S
Leistungsverstärkung (bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; $R_L = 50$ kΩ)	G_{pmaxe}	$= 32 \cdots 45$ dB
Rauschfaktor (bei $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 1$ mA; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 600$ Hz; $R_g = 500\ \Omega$)	F	$\leqq 25$ dB

Farbpunktgruppierung wie bei OC 811 radio und fernsehen 11 (1960) S. 339

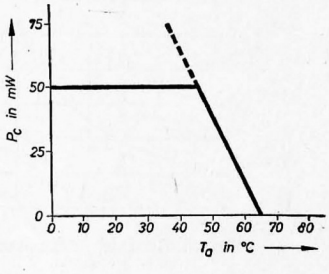
Grenzwerte

Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	$= 20$ mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	$= 50$ mA
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	$= 10$ V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	$= 15$ V
Kollektorverlustleistung		P_{Cmax}	$= 50$ mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft		k_1	$= 0{,}4\ \frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur		T_{jmax}	$= 75$ °C
Umgebungstemperatur		T_{amax}	$= 65$ °C

Bei Umgebungstemperaturen über $+45$ °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren.



Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes ◀



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ▶

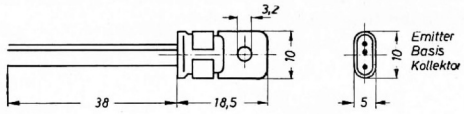
Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH 8

OC 821 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Zur Wärmeableitung ist eine Kühlschelle vorgesehen, die die Montage des Transistors auf eine entsprechende Kühlfläche gestattet.

Abmessungen



Verwendung

Transistor für NF-Endstufen mit etwa 50 mW Ausgangsleistung, für Steuer- und Regelzwecke und für Schwingungserzeuger in Oszillatoren mittlerer Leistung. Zu einem Paar zusammengestellte Transistoren 2 OC 821 sind für Gegentakt-B-Stufen bis 400 mW Ausgangsleistung geeignet.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$(-U_{CB} = 6$ V; $I_E = 0)$	$-I_{CBO} \leqq 20\ \mu A$
$(-U_{CE} = 6$ V; $I_B = 0)$	$-I_{CEO} \leqq 500\ \mu A$

Kollektorrestspannung

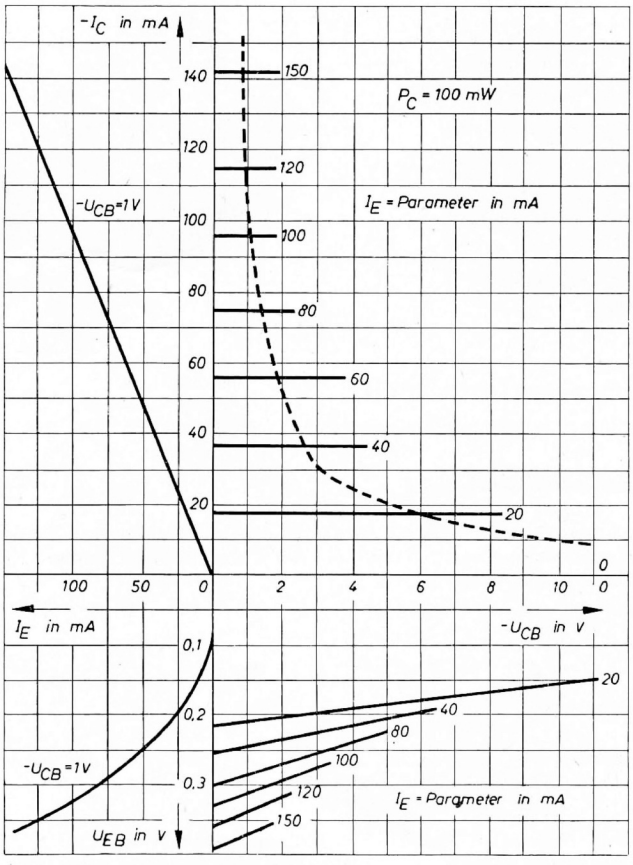
(bei $-I_C = 125$ mA)	$-U_{CEO} \leqq 0{,}45$ V

Basisstrom

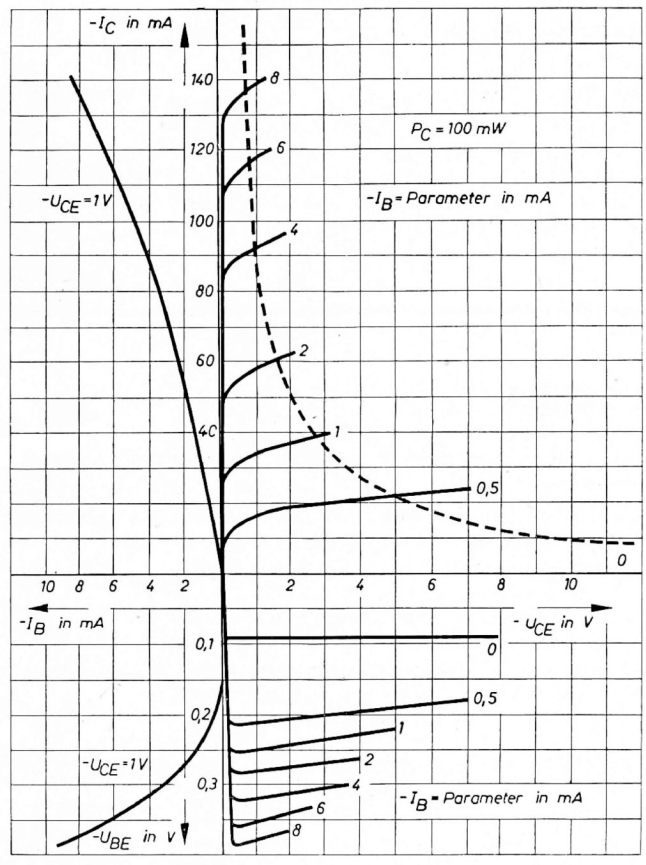
$(-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 10$ mA)	$-I_B = 75 \cdots 500\ \mu A$
$(-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 80$ mA)	$-I_B = 1 \cdots 4$ mA

Basisspannung

$(-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 10$ mA)	$-U_{BE} \leqq 250$ mV
$(-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 80$ mA)	$-U_{EE} \leqq 0{,}4$ V



Kennlinienfeld in Basisschaltung

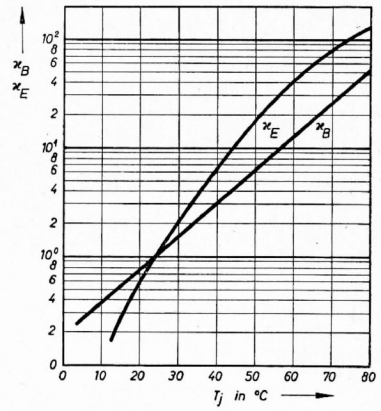


Kennlinienfeld in Emitterschaltung

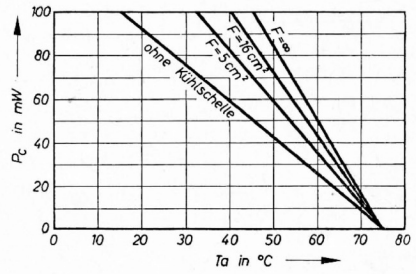
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme I_{CBO} und I_{CEO}. Es ist:

$$\chi_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\ °C},$$

$$\chi_E = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\ °C}.$$



Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes



Abhängigkeit der Verlustleistung von der Umgebungstemperatur und der Größe der Kühlfläche

Dynamische Meßwerte

Basisschaltung

Grenzfrequenz $f\alpha \geqq 300$ kHz
(bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA)

Emitterschaltung

Rauschfaktor $F \leqq 25$ dB
(bei $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 1$ mA; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 600$ Hz, $R_g = 500\ \Omega$)

2 OC 821

Die zu einem Paar zusammengestellten Transistoren OC 821 sind wie folgt ausgewählt:

Das Verhältnis der Basisströme der einzelnen Transistoren beträgt
bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 10$ mA
und $-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 80$ mA

$$\frac{I_{B1}}{I_{B2}} \leqq 1{,}3.$$

Die erforderliche Basisruhespannung bei einem Kollektorstrom $-I_C = 1{,}5$ mA ist:

$$U_{BE} \leqq 140\ \text{mV}.$$

Die Differenz der Basisruhespannungen beträgt dabei:

$$|U_{BE1} - U_{BE2}| \leqq 20\ \text{mV}.$$

Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 125 mA
	Spitzenwert	I_{Emax}	= 135 mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 125 mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	= 150 mA
Emitterspannung	Effektivwert	$-U_{EBeff}$	= 8 V
	Spitzenwert	$-U_{EBmax}$	= 10 V
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	= 10 V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	= 20 V
Kollektorverlustleistung		P_{Cmax}	= 100 mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft		k_1	$= 0{,}3\ \frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur		T_{jmax}	= 75 °C
Umgebungstemperatur		T_{amax}	= 65 °C

Die erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ist abhängig von der Größe der verwendeten Kühlfläche und kann dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ entnommen werden.

Rechnerische Ermittlung der erforderlichen Kühlfläche

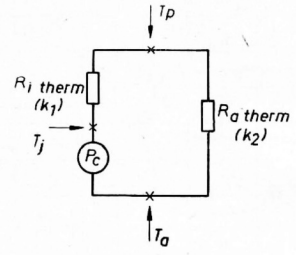
Zur Berechnung der Wärmeableitungsbedingungen betrachtet man den Transistor als abgeschlossenen aktiven Zweipol mit der Wärmequelle P_C und den Wärmewiderständen $R_{i\,therm}$ und $R_{a\,therm}$ (k_1 und k_2).
Die Wärmemenge fließt über den inneren Wärmewiderstand zum Gehäuse. Die mit dem Gehäuse verbundene Kühlfläche gibt die Wärmemenge dann über den äußeren Wärmewiderstand an die Umgebung ab.

Es ist:

$$T_j - T_a = \Delta T$$
$$\Delta T = P_C\,(R_{i\,therm} + R_{a\,therm})$$
$$= P_C\,(k_1 + k_2)$$
$$\text{mit } R_{a\,therm} = k_2 = \frac{1}{\alpha_w \cdot F}$$
$$\alpha_w = \text{Wärmeaustauschkonstante.}$$

Damit ergibt sich für die erforderliche Kühlfläche folgende Beziehung:

$$F = \frac{P_C}{\alpha_w\,[(T_j - T_a) - R_{i\,therm} \cdot P_C]} = \frac{P_C}{\alpha_w\,(\Delta T - k_1 \cdot P_C)}.$$



Thermisches Ersatzschaltbild

Zahlenbeispiel

Für den Transistor OC 821 ist die erforderliche Kühlfläche für eine Verlustleistung von 100 mW bei einer Umgebungstemperatur von 35 °C zu ermitteln.

Es ist:

$$T_j = 75\ °C;\ k_1 = 0{,}3\ \frac{°C}{mW};\quad \alpha_w = 1{,}5\ \frac{mW}{cm^2\ °C};$$

damit wird:

$$F = \frac{100\ \text{mW}}{1{,}5\ \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2\ °\text{C}}\ \left(40\ °\text{C} - 0{,}3\ \frac{°\text{C}}{\text{mW}} \cdot 100\ \text{mW}\right)} = 6{,}7\ \text{cm}^2.$$

Zum Betrieb des Transistors OC 821 mit 100 mW bei einer Umgebungstemperatur von 35 °C wird eine Kühlfläche von $F = 6{,}7$ cm² benötigt.

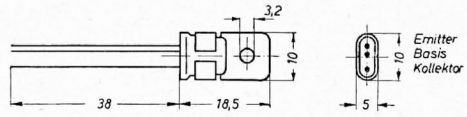
Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH **9**

OC 822 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

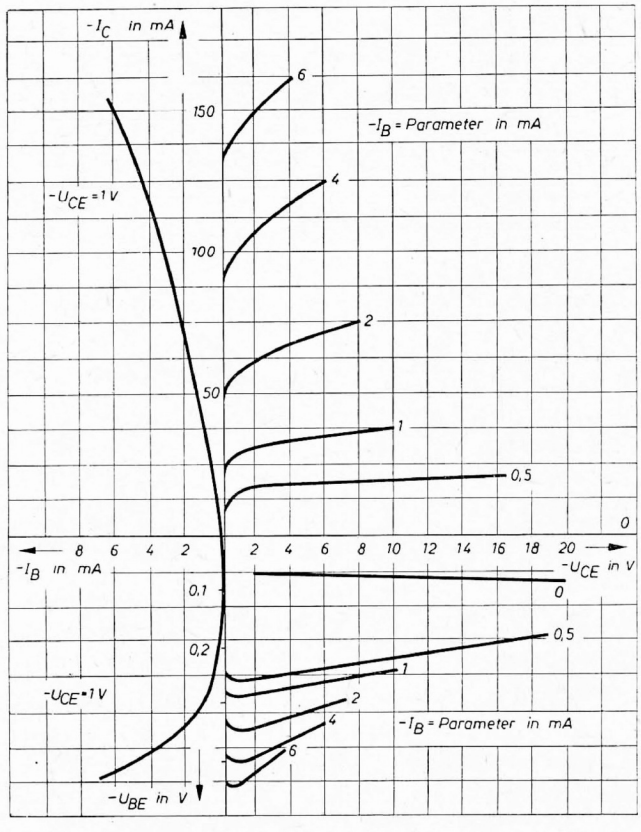
Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Zur Wärmeableitung ist eine Kühlschelle vorgesehen, die die Montage des Transistors auf eine entsprechende Kühlfläche gestattet.

Abmessungen



Verwendung

Transistor für 30-V-Schalteranwendungen.



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$(-U_{CB} = 10$ V;	$I_E = 0$)	$-I_{CBO} \leqq 10$ µA
$(-U_{CE} = 6$ V;	$I_B = 0$)	$-I_{CEO} \leqq 600$ µA
$(-U_{CE} = 30$ V;	$+U_{BE} \geqq 0{,}1$ V)	$-I_C \leqq 15$ µA

Kollektorrestspannung

(bei $-I_C = 125$ mA)	$-U_{CEO} = 0{,}45$ V

Basisstrom

$(-U_{CE} = 0{,}7$ V;	$-I_C = 80$ mA)	$-I_B \leqq 4$ mA
$(-U_{CE} = 0{,}7$ V;	$-I_C = 125$ mA)	$-I_B \leqq 6$ mA

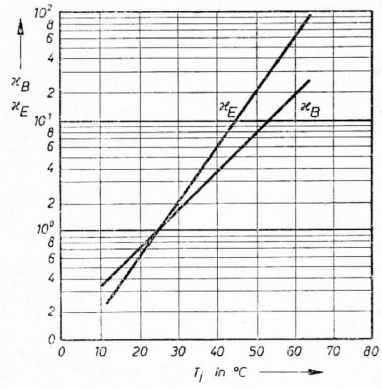
Basisspannung

$(-U_{CE} = 0{,}7$ V;	$-I_C = 80$ mA)	$-U_{BE} \leqq 0{,}4$ V
$(-U_{CE} = 0{,}7$ V;	$-I_C = 125$ mA)	$-U_{BE} \leqq 0{,}6$ V

Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme I_{CBO} und I_{CEO}. Es ist:

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\,°C},$$

$$\varkappa_E = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\,°C}.$$



Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes

Dynamische Meßwerte

Basisschaltung

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 300$ kHz
(bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA)

Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 150 mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 150 mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	= 250 mA
Emitterspannung	Effektivwert	$-U_{EBeff}$	= 20 V
Kollektorspannung	Spitzenwert (bei $I_E = 0$)	$-U_{CBmax}$	= 30 V
	Spitzenwert ($U_{BE} \geqq 0{,}1$ V)	$-U_{CEmax}$	= 30 V

Kollektorverlustleistung	P_{Cmax}	= 150 mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft	k_1	= 0,3 °C/mW
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}	= 75 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax}	= 65 °C

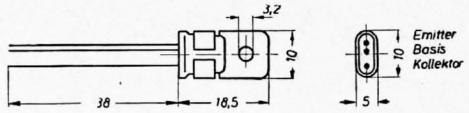
Die Berechnung der erforderlichen Kühlflächen und die Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur erfolgt wie beim Transistor OC 821.

OC 823 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Zur Wärmeableitung ist eine Kühlschelle vorgesehen, die die Montage des Transistors auf eine entsprechende Kühlfläche gestattet.

Abmessungen



Verwendung

Transistor für 60-V-Schalteranwendungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

($-U_{CB} = 10$ V; $I_E = 0$)	$-I_{CBO}$	$\leqq$ 10 µA
($-U_{CE} = 6$ V; $I_B = 0$)	$-I_{CEO}$	$\leqq$ 600 µA
($-U_{CE} = 60$ V; $U_{BE} \leqq 0{,}5$ V)	$-I_C$	$\leqq$ 30 µA
Kollektorrestspannung (bei $-I_C = 125$ mA)	$-U_{CEO}$	$\leqq$ 0,45 V

Basisstrom

($-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 80$ mA)	$-I_B$	$\leqq$ 4 mA
($-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 125$ mA)	$-I_B$	$\leqq$ 6 mA

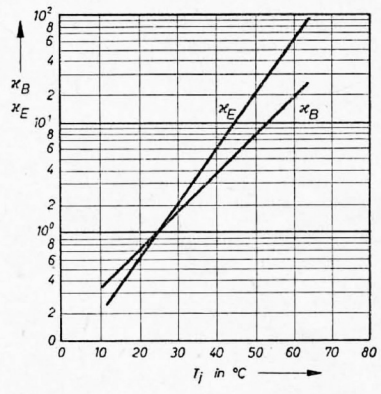
Basisspannung

($-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 80$ mA)	$-U_{BE}$	$\leqq$ 0,4 V
($-U_{CE} = 0{,}7$ V; $-I_C = 125$ mA)	$-U_{BE}$	$\leqq$ 0,6 V

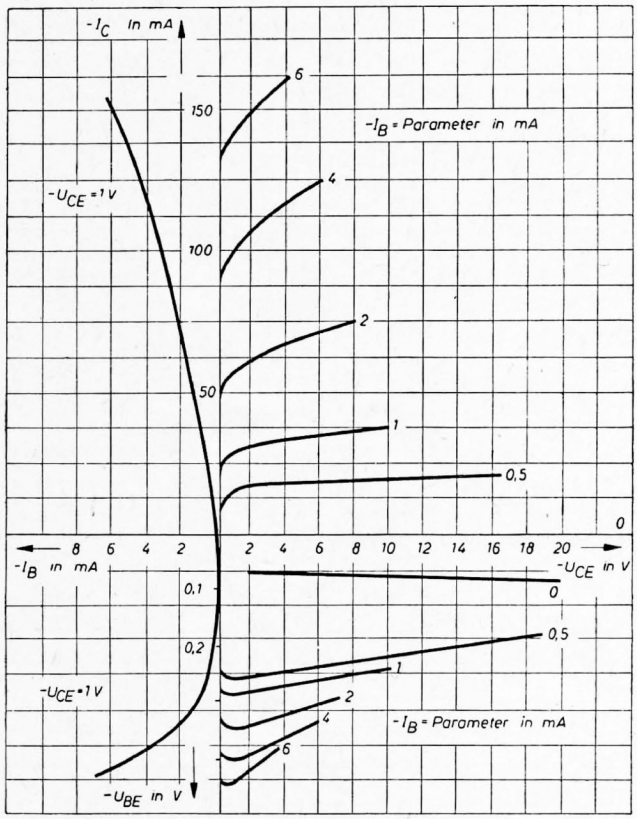
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme I_{CBO} und I_{CEO}. Es ist:

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\ °C},$$

$$\varkappa_E = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\ °C}.$$



Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Dynamische Meßwerte

Basisschaltung

Grenzfrequenz (bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA)	f_α	$\geqq$ 300 kHz

Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 150 mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 150 mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	= 250 mA
Emitterspannung	Effektivwert	$-U_{EBeff}$	= 20 V
Kollektorspannung	Spitzenwert (bei $I_E = 0$)	$-U_{CBmax}$	= 60 V
	Spitzenwert ($U_{BE} \geqq 0{,}5$ V)	$-U_{CEmax}$	= 60 V

Kollektorverlustleistung	P_{Cmax}	= 150 mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft	k_1	= 0,3 °C/mW
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}	= 75 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax}	= 65 °C

Die Berechnung der erforderlichen Kühlfläche und die Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur erfolgt wie beim Transistor OC 821.

HALBLEITERINFORMATIONEN

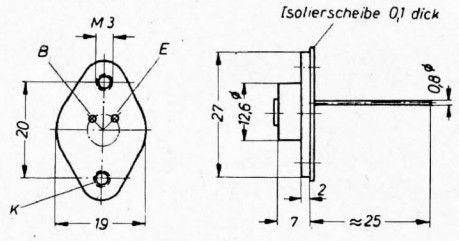
MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH **10**

OC 831 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Emitter- und Basiselektrode sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Für isolierten Einbau werden eine Glimmerscheibe und zwei Befestigungsschrauben aus Kunststoff mitgeliefert.



Abmessungen

Verwendung

Leistungstransistor für Niederfrequenzverstärker.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

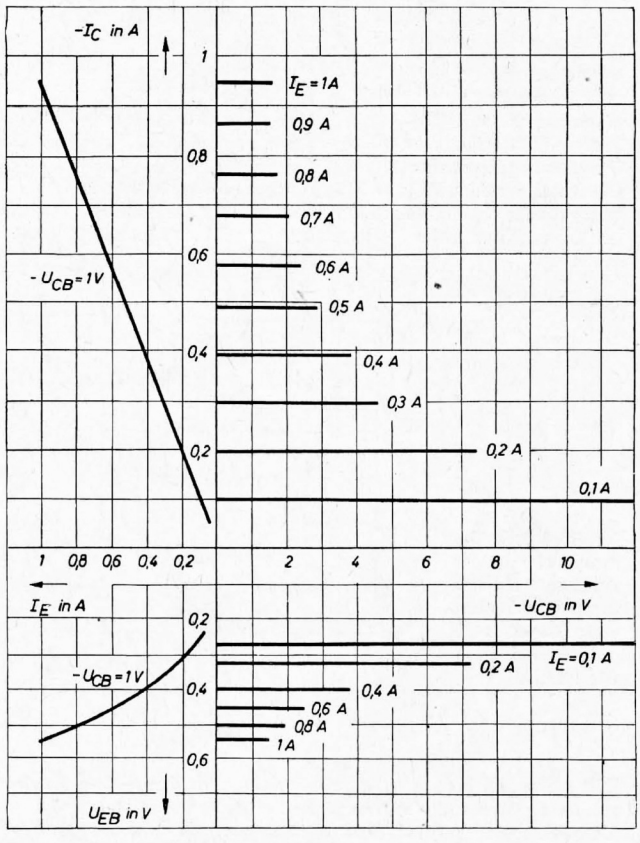
$(-U_{CB} = 6\ V,\quad I_E = 0)$	$-I_{CBO}$	≦ 30 µA
$(-U_{CE} = 6\ V,\quad -I_B = 0)$	$-I_{CEO}$	≦ 1000 µA
$(-U_{CE} = 6\ V,\quad U_{BE} = 0)$	$-I_{COK}$	≦ 100 µA

Kollektorrestspannung

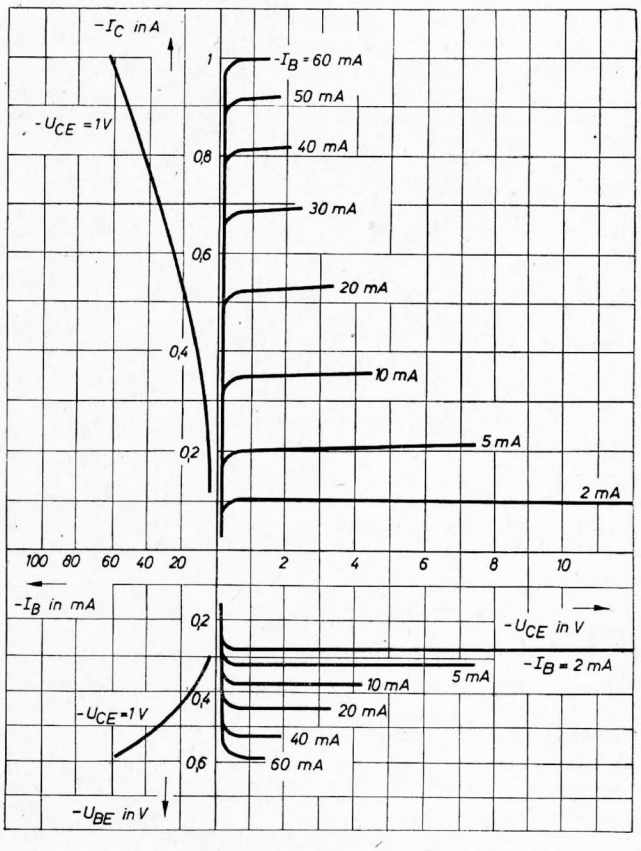
$(-I_C = 1\ A,\quad \rightarrow U_{CE} = -U_{BE})$	$-U_{CEO}$	≦ 1 V

Basisstrom

$(-U_{CE} = 7\ V,\quad -I_C = 100\ mA)$	$-I_B$	≦ 5 mA
$(-U_{CE} = 2\ V,\quad -I_C = 500\ mA)$	$-I_B$	≦ 42 mA



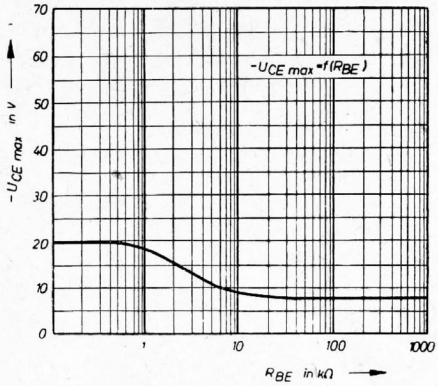
Kennlinienfeld in Basisschaltung



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Grenzwerte

Kollektorstrom	$-I_{Cmax}$	= 1 A
Emitterstrom	I_{Emax}	= 1,2 A
Kollektorspannung	$-U_{CBmax}$	= 30 V
	$-U_{CEmax}$	= 20 V
[s. Diagramm $-U_{CEmax} = f(R_{BE})$]		
Emitterspannung	U_{BEmax}	= 10 V
Verlustleistung	P_{max}	= $f(T_a)$
(s. Diagramm)		
Wärmewiderstand	k_1	= 20° C/W
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}	= 75 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax}	= 65 °C



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung vom Eingangsabschlußwiderstand

2 OC 831

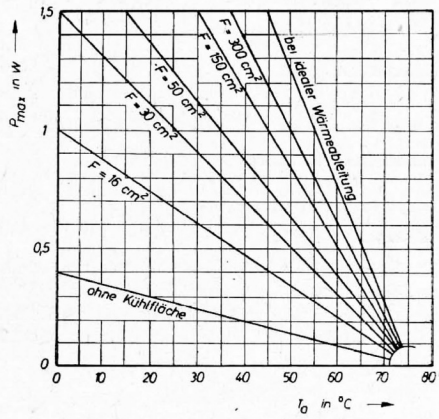
Die zu einem Paar zusammengestellten Transistoren OC 831 sind wie folgt ausgewählt:
Das Verhältnis der Basisströme der einzelnen Transistoren beträgt bis zum maximalen Kollektorstrom von $-I_C = 1$ A

$$\frac{I_{B_1}}{I_{B_2}} \leqq 1{,}2\,.$$

Dabei beträgt auch das Verhältnis der Basisspannungen der einzelnen Transistoren bis zum maximalen Kollektorstrom von $-I_C = 1$ A

$$\frac{U_{BE_1}}{U_{BE_2}} \leqq 1{,}2\,.$$

Die im Diagramm $P_{max} = f(T_a)$ dargestellten Geraden gelten für quadratische Kühlbleche in horizontaler Lage bei isolierter Montage der Transistoren unter Verwendung einer 0,1 mm dicken Glimmerscheibe.



Abhängigkeit der Verlustleistung von Umgebungstemperatur und Größe der Kühlfläche

OC 832 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Emitter- und Basiselektrode sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Für isolierten Einbau werden eine Glimmerscheibe und zwei Befestigungsschrauben aus Kunststoff mitgeliefert.

Verwendung

Leistungstransistor für 30 V — Schalteranwendungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

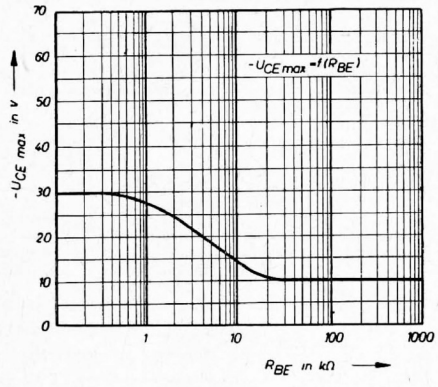
Statische Meßwerte

Kollektorreststrom		
$(-U_{CB} = 6$ V, $-I_E = 0)$	$-I_{CBO}$	$\leqq$ 30 µA
$(-U_{CE} = 6{,}V$, $-I_B = 0)$	$-I_{CEO}$	$\leqq$ 1000 µA
$(-U_{CE} = 6$ V, $U_{BE} = 0)$	$-I_{COK}$	$\leqq$ 100 µA
Kollektorrestspannung		
$(-I_C = 1$ A, $-U_{CE} = -U_{BE})$	$-U_{CEO}$	$\leqq$ 1 V
Basisstrom		
$(-U_{CE} = 7$ V, $-I_C = 100$ mA)	$-I_B$	$\leqq$ 5 mA
$(-U_{CE} = 2$ V, $-I_C = 500$ mA)	$-I_B$	$\leqq$ 42 mA

Grenzwerte

Kollektorstrom	$-I_{Cmax}$	= 1 A
Emitterstrom	I_{Emax}	= 1,2 A
Kollektorspannung	$-U_{CBmax}$	$\leqq$ 30 V
	$-U_{CEmax}$	$\leqq$ 30 V
[s. Diagramm $-U_{CEmax} = f(R_{BE})$]		
Emitterspannung	U_{BEmax}	= 10 V
Verlustleistung	P_{max}	= $f(T_a)$
(s. Diagramm)		
Wärmewiderstand	k_1	= 20 °C/W
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}	= 75 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax}	= 65 °C

Die im Diagramm $P_{max} = f(T_a)$ dargestellten Geraden gelten für quadratische Kühlbleche in horizontaler Lage bei isolierter Montage der Transistoren unter Verwendung einer 0,1 mm dicken Glimmerscheibe.



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung vom Eingangsabschlußwiderstand

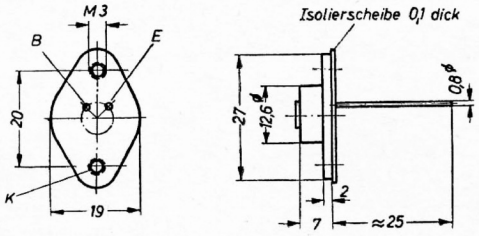
Die Abmessungen, die Kennlinienfelder in Basis- und Emitterschaltung sowie die Abhängigkeit der Verlustleistung von der Umgebungstemperatur und Größe der Kühlfläche sind die gleichen wie beim Transistor OC 831 (siehe Seite 545 und 546).

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH

OC 833 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Emitter- und Basiselektrode sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Für isolierten Einbau werden eine Glimmerscheibe und zwei Befestigungsschrauben aus Kunststoff mitgeliefert.



Abmessungen

Verwendung

Leistungstransistor für 60 V — Schalteranwendungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

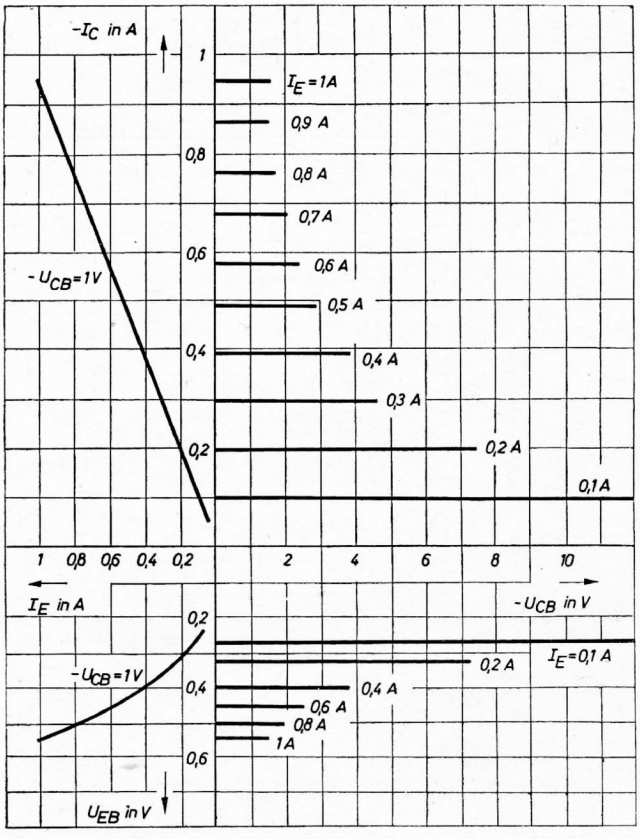
$(-U_{CB} = 6\ V,\ I_E = 0)$	$-I_{CBO} \leqq$	30 µA
$(-U_{CE} = 6\ V,\ -I_B = 0)$	$-I_{CEO} \leqq$	1000 µA
$(-U_{CE} = 6\ V,\ U_{BE} = 0)$	$-I_{COK} \leqq$	100 µA

Kollektorrestspannung

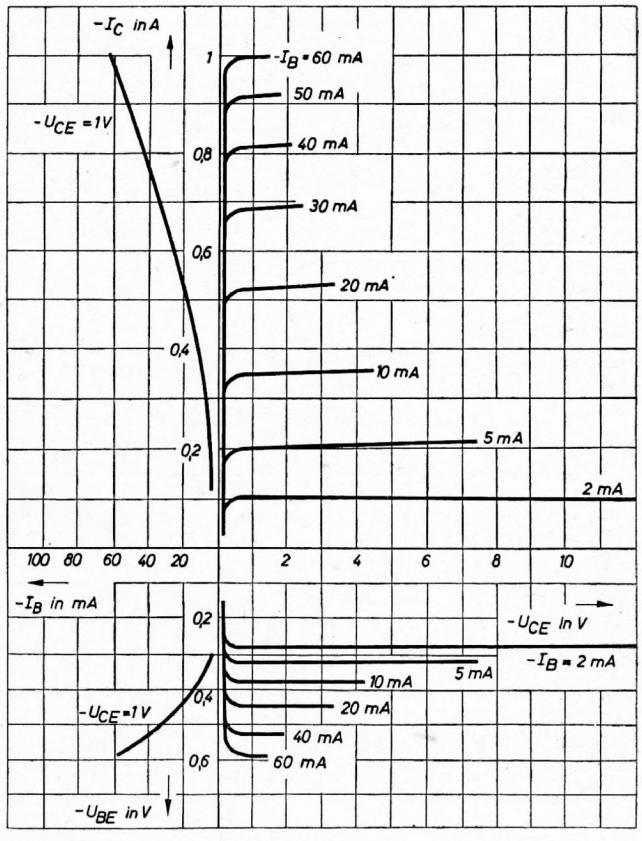
$(-I_C = 1\ A,\ -U_{CE} = -U_{BE})$	$-U_{CEO} \leqq$	1 V

Basisstrom

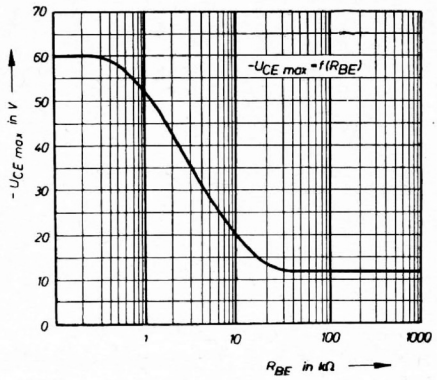
$(-U_{CE} = 7\ V,\ -I_C = 100\ mA)$	$-I_B \leqq$	5 mA
$(-U_{CE} = 2\ V,\ -I_C = 500\ mA)$	$-I_B \leqq$	42 mA



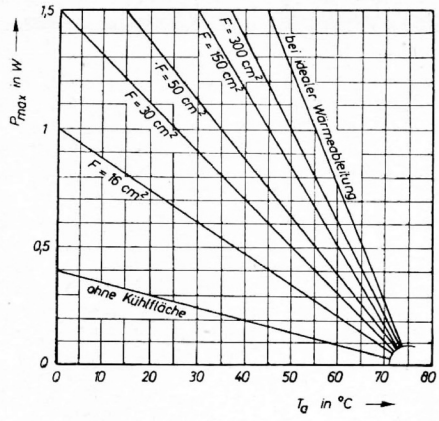
Kennlinienfeld in Basisschaltung



Kennlinienfeld in Emitterschaltung



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung vom Eingangsabschlußwiderstand



Abhängigkeit der Verlustleistung von Umgebungstemperatur und Größe der Kühlfläche

Grenzwerte

Kollektorstrom	$-I_{Cmax}$	=	1 A
Emitterstrom	I_{Emax}	=	1,2 A
Kollektorspannung	$-U_{CBmax}$	=	60 V
	$-U_{CEmax}$	=	60 V
[s. Diagramm $-U_{CEmax} = f(R_{BE})$]			
Emitterspannung	U_{BEmax}	=	10 V
Verlustleistung (s. Diagramm)	P_{max}	=	$f(T_a)$

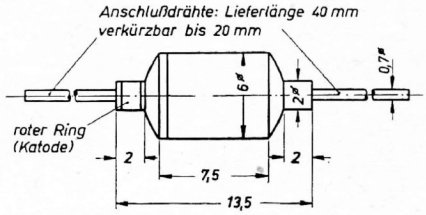
Wärmewiderstand	k_1	=	20 °C/W
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}	=	75 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax}	=	65 °C

Die im Diagramm $P_{max} = f(T_a)$ dargestellten Geraden gelten für quadratische Kühlbleche in horizontaler Lage bei isolierter Montage der Transistoren unter Verwendung einer 0,1 mm dicken Glimmerscheibe.

OY 100 ··· OY 104 Germanium-pn-Flächengleichrichter

Aufbau

Die Anode ist durch eine Glasdurchführung gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch ein Metallgehäuse gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Abmessungen

Verwendung

Flächengleichrichter in niederohmigen Gleichrichterschaltungen für kleine Ströme und mittlere Spannungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 45$ °C angegeben.

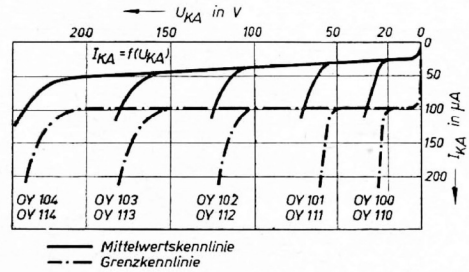
Typ	OY 100	OY 101	OY 102	OY 103	OY 104
U_{KA} in V ($I_{KA} \leqq 100\,\mu A$; $T_a = 25$ °C) ($I_{KA} \leqq 500\,\mu A$; $T_a = 45$ °C)	20	50	100	150	200
I_{AK} in mA ($U_{AK} \leqq 0{,}5$ V)	100	100	100	100	100

Grenzwerte

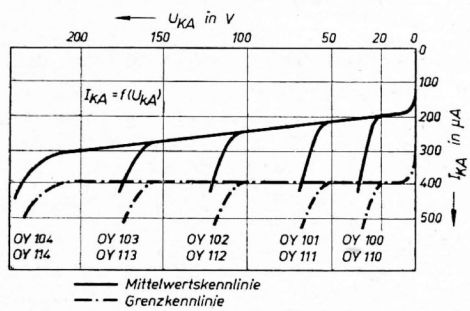
Temperaturkoeffizient des Durchlaßstromes	+ 0,5% °C⁻¹
Temperaturkoeffizient der Sperrspannung	− 2 % °C⁻¹
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max} = 75$ °C
Umgebungstemperatur	$T_{a\,max} = 60$ °C

Bei Umgebungstemperaturen über + 45 °C ist der maximal entnehmbare Gleichstrom entsprechend dem Diagramm $I_{AK} = f(T_a)$ und die Sperrspannung U_{KA} entsprechend dem Temperaturkoeffizienten zu reduzieren.

Typ	OY 100	OY 101	OY 102	OY 103	OY 104
$U_{KA\,max}$ in V	20	50	100	150	200
$I_{AK\,max}$ in mA	100	100	100	100	100
$U_{AK\,max}$ in V	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
$I_{ak\,max}$ in mA	350	350	350	350	350
$I_{AK\,imp\,max}$ in A ($t_{imp} \leqq 10^{-4}$ s, f ≦ 100 Hz)	3	3	3	3	3



Sperrkennlinien der Flächengleichrichter OY 100···104 und OY 110···114 bei $T_a = 25$ °C



Sperrkennlinien der Flächengleichrichter OY 100···104 und OY 110···114 bei $T_a = 45$ °C

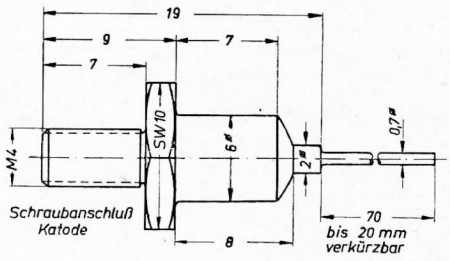
Wird fortgesetzt

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH

OY 110 ··· OY 114 Germanium-pn-Flächengleichrichter

Aufbau

Die Anode ist durch eine Glasdurchführung gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch ein Metallgehäuse gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Katode liegt an einem Sechskant mit M4-Gewindebolzen. Der Anodenanschluß ist lötfähig.



Abmessungen

Verwendung

Flächengleichrichter in niederohmigen Gleichrichterschaltungen für mittlere Ströme und Spannungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 45$ °C angegeben.

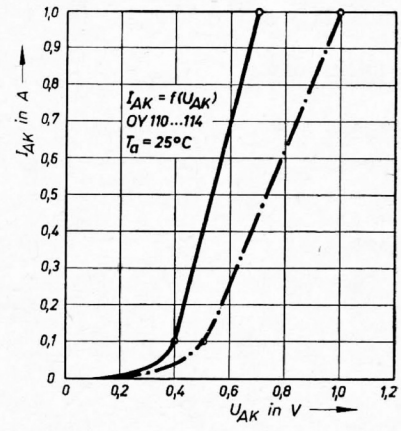
Typ	OY 110	OY 111	OY 112	OY 113	OY 114
U_{KA} in V ($I_{KA} \leqq 100\,\mu A$; $T_a = 25$ °C) ($I_{KA} \leqq 500\,\mu A$; $T_a = 45$ °C)	20	50	100	150	200
I_{AK} in A ($U_{AK} \leqq 1$ V)	1	1	1	1	1

Grenzwerte

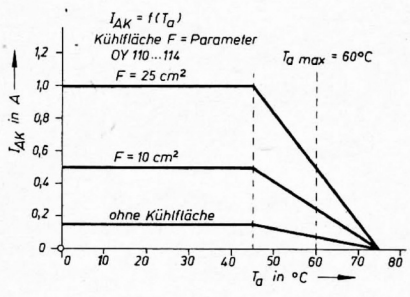
Temperaturkoeffizient des Durchlaßstromes	+ 0,5% °C^{-1}
Temperaturkoeffizient der Sperrspannung	− 2 % °C^{-1}
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max} = 75$ °C
Umgebungstemperatur	$T_{a\,max} = 60$ °C

Bei Umgebungstemperaturen über + 45 °C ist der maximal entnehmbare Gleichstrom entsprechend dem Diagramm $I_{AK} = f(T_a)$ und die Sperrspannung U_{KA} entsprechend dem Temperaturkoeffizienten zu reduzieren.
Die Typen OY 110 ··· OY 114 müssen für Werte von $I_{AK} \geqq 150$ mA auf eine Kühlfläche montiert werden. Die erforderliche Kühlfläche richtet sich nach der Größe der Belastung des Gleichrichters und ist aus dem Diagramm Kühlfläche $F = f(I_{AK})$ zu entnehmen.
Bei isolierter Montage sind die im Diagramm angegebenen Werte auf etwa 70% zu reduzieren.

Typ	OY 110	OY 111	OY 112	OY 113	OY 114
$U_{KA\,max}$ in V	20	50	100	150	200
$I_{AK\,max}$ in A	1	1	1	1	1
$U_{AK\,max}$ in V	1	1	1	1	1
$I_{ak\,max}$ in A	3	3	3	3	3
$I_{AK\,imp\,max}$ in A ($t_{imp} \leqq 10^{-4}$ s, $f \leqq 100$ Hz)	6	6	6	6	6



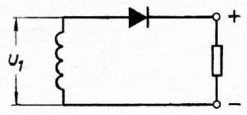
Durchlaßkennlinie der Flächengleichrichter OY 110···114
——— Mittelwertskennlinie
—·— Grenzkennlinie



Abhängigkeit des entnehmbaren Gleichstromes von Umgebungstemperatur und Kühlfläche

Betriebswerte

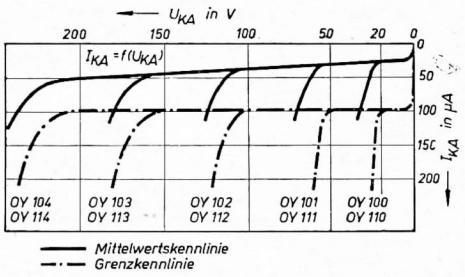
Bei Verwendung eines Ladekondensators darf die maximale Eingangswechselspannung nur $\frac{U_{1\,max}}{2}$ betragen.



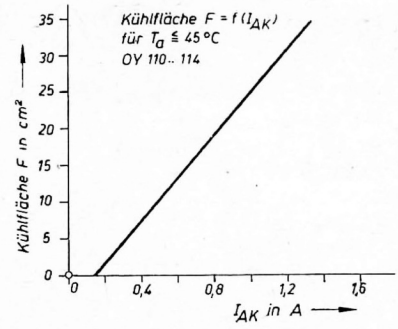
Einwegschaltung

Typ	$U_{1\,max}$ in V_{eff}
OY 110	14
OY 111	35
OY 112	70
OY 113	105
OY 114	140

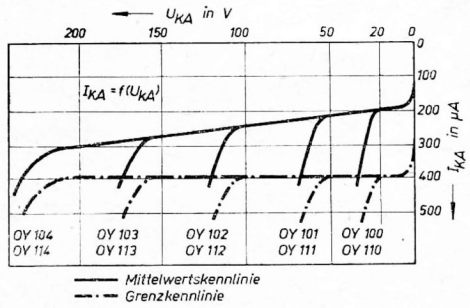
Ferner ist darauf zu achten, daß der bei Benutzung eines Ladekondensators auftretende Ladestromstoß den Wert von $I_{AK\,imp\,max}$ nicht überschreitet und gegebenenfalls durch einen Schutzwiderstand begrenzt wird.



Sperrkennlinie der Flächengleichrichter OY 100···104 und OY 110···114 bei $T_a = 25$ °C



Abhängigkeit der erforderlichen Kühlfläche vom entnehmbaren Gleichstrom



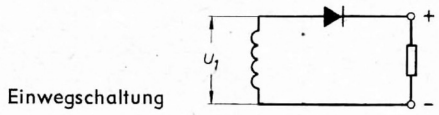
Sperrkennlinie der Flächengleichrichter OY 100···104 und OY 110···114 bei $T_a = 45$ °C

OY 100 ··· OY 104 *Fortsetzung von Heft 18 (1960)*

Betriebswerte

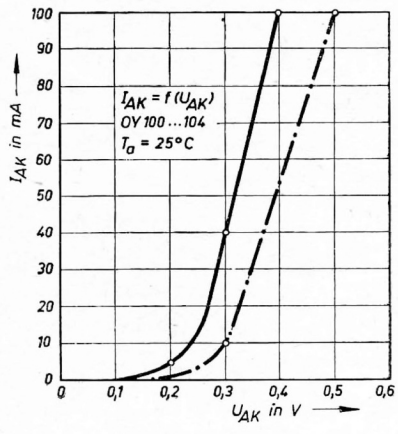
Bei Verwendung eines Ladekondensators darf die maximale Eingangswechselspannung nur $\frac{U_{1\,max}}{2}$ betragen.

Typ	$U_{1\,max}$ in V_{eff}
OY 100	14
OY 101	35
OY 102	70
OY 103	105
OY 104	140

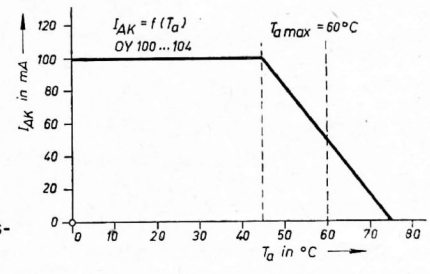


Einwegschaltung

Ferner ist darauf zu achten, daß der bei Benutzung eines Ladekondensators auftretende Ladestromstoß den Wert von $I_{AK\,imp\,max}$ nicht überschreitet und gegebenenfalls durch einen Schutzwiderstand begrenzt wird.



Durchlaßkennlinie der Flächengleichrichter OY 100···104
——— Mittelwertskennlinie
—·— Grenzkennlinie



Abhängigkeit des entnehmbaren Gleichstromes I_{AK} von der Umgebungstemperatur

Ing. GERD FASSBENDER 13

Neue Transistortypen

Mit dem weiteren Aufbau des Halbleiterwerkes Frankfurt (Oder) und mit dem ständig steigenden Bedarf an Transistoren müssen Mittel und Wege bei der Produktion der Halbleiter gefunden werden, um allen Forderungen hinsichtlich der Qualität und Quantität zu entsprechen.

Die Typen OC 810 ··· OC 816, OC 820 ··· OC 823 [Kenndaten und Abmessungen siehe radio und fernsehen 10 ··· 18 (1960)] sind in ihrer konstruktiven Bauform für eine bei steigender Produktion notwendige Automation nicht geeignet. Das bedeutet im Fertigungsablauf, daß zwischen automatischen und halbautomatischen Arbeitsgängen die manuelle Fertigung ein unvollkommenes, von Subjektivitäten beeinflußtes Bindeglied darstellt, welches immer wieder in höchstem Maße störanfällig sein wird.

Weiterhin werden für die genannten Typen wegen der verschiedenen Konstruktionen zwei Fertigungen benötigt, die einmal die Typen mit 25 mW Verlustleistung (OC 810 ... OC 814) und zum anderen die mit 50- und 100 mW Verlustleistung vorsehen.

Für den Anwender stehen aus dem genannten Programm insgesamt zwölf verschiedene Typen zur Verfügung, wobei teilweise zwei verschiedene Typen die gleiche Funktion ausüben.

Im Sinne einer weitgehenden Typenbereinigung und einer radikalen Standardisierung wird der VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) 1961 die NF-Transistoren OC 824 ··· OC 829 anbieten. Sie haben eine maximale Verlustleistung von 150 mW bei 45 °C Umgebungstemperatur ohne Verwendung einer Kühlschelle.

Die aus Bild 1 ersichtlichen äußeren Abmaße ergeben eine runde Bauausführung, die der IEC Norm T09 entspricht. Das Gewicht des Transistors beträgt etwa 3 p. Das Anbringen von Befestigungsschellen ist vorgesehen. Die technischen Daten sind aus nachfolgender Tabelle ersichtlich.

Für den Transistor OC 813 mit 25 mW Verlustleistung und einer Grenzfrequenz von $f_\alpha = 1$ MHz wird der OC 870 mit 20 mW Verlustleistung und der gleichen Grenzfrequenz als Äquivalenttype angeboten.

Die in der Tabelle genannten Kenndaten dienen zur Information. Geringfügige Änderungen sind noch möglich.

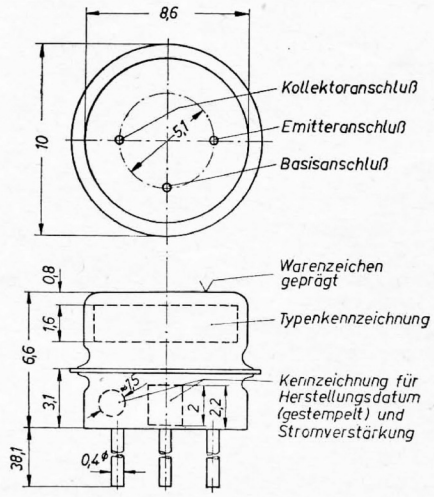


Bild 1: Bauform und Abmessungen der Transistoren OC 824···OC 829

Type	OC 824	OC 825[1]	OC 826	OC 827	OC 828	OC 829
P_{max} in W	0,15	0,~~15~~	0,15	0,15	0,15	0,15
$\bar{\beta}$	—	≧ 20[1]	—	—	≧ 20	≧ 20
f_α in MHz bei $-U_{CB} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA	≧ 0,3	≧ 0,3	≧ 0,3	≧ 0,3	≧ 0,3	≧ 0,3
F in dB bei $-U_{CE} = 1$ V, $-I_C = 1$ mA, $R_g = 500\ \Omega$, $f_0 = 1$ kHz, $\Delta f = 1$ kHz	< 25	< 25	< 10	< 5	—	—
$-U_{CEmax}$ in V bei $R_{BE} = 1$ kΩ	20	20	20	20	30	60
$-U_{EBmax}$ in V	10	10	10	10	10	10
I_{Emax} in mA	150	150	150	150	150	150
$-U_{CEO}$ in V bei $-I_C = 100$ mA	—	< 0,5[1]	—	—	< 0,5	< 0,5
k in $\frac{°C}{mW}$	<0.2	< 0,2	< 0.2	< 0,2	< 0,2	< 0,2
T_{jmax} in °C	75	75	75	75	75	75
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 6$ V	< 15	< 15	< 15	< 15	< 15	< 15
$-I_{CEO}$ in µA bei $-U_{CE} = 6$ V	< 800	< 800	< 800	< 800	< 800	< 800
h_{11e} in kΩ	< 2,5	< 2,5	< 2,5	< 2,5	—	—
h_{12e} (10^{-4})	< 30	< 30	< 30	< 30	—	—
h_{21e} bei $-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA	10···20	≧ 20	≧ 20	≧ 20	—	—
h_{22e} in µS	<150	<150	<150	<150	—	—
Typenersatz für	OC 810, OC 815, OC 820	OC 811, OC 816, OC 821	OC 812, OC 817	OC 814, OC 818	OC 822	OC 823

[1]) Der Transistor OC 825 wird für Vorverstärker und Endstufenbetrieb getrennt ausgeliefert. Die Großsignalverstärkung $\bar{\beta}$ und Kollektorrestspannung U_{CEO} wird nur für die in Endstufenbetrieb vorgesehenen Transistoren angegeben.

Für Gegentaktendstufen kleiner Leistung ist das Pärchen 2 × OC 825 in Vorbereitung. Die Ausmessung erfolgt hierbei durch gleiches Basisstromverhalten bei gleichen Kollektorströmen bzw. durch möglichst kleinen Klirrfaktor bei entsprechender Aussteuerung. Für Transistoren mit Angabe der Kleinsignalstromverstärkung $h_{21e} \geqq 20$ wird diese noch in vier verschiedene Gruppen gestaffelt. Eine Kennzeichnung dieser Gruppen erfolgt am Transistor.

Die Gruppeneinteilung erfolgt mit Werten für h_{21e} von

$$20 \cdots 32$$
$$32 \cdots 50$$
$$50 \cdots 80$$
$$> 80$$

mit Überlappungsgrenzen von $\pm 10\%$.

Mit dem Übergang auf die runde Bauform ist es dem Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) durch Automation und Rationalisation des Produktionsprozesses möglich, größere Mengen an Transistoren bei gleichzeitiger Steigerung der Qualität zu liefern.
Für die 1-Watt-Transistoren OC 831 ··· OC 833 ist die Weiterentwicklung auf eine Verlustleistung von 4 W (OC 835 ··· OC 838) vorgesehen. Daher wird für beide Transistoren eine einheitliche Bauform nach Bild 2 gewählt.

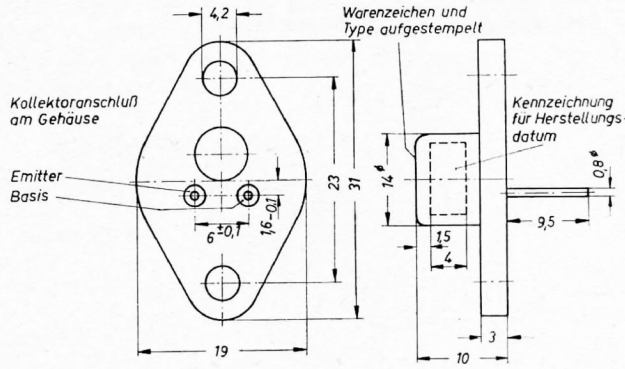


Bild 2: Bauform und Abmessungen der Transistoren OC 831 ··· OC 833 und OC 835 ··· OC 838

Die Kenndatenveröffentlichungen einschließlich der Größe der erforderlichen Kühlflächen erfolgen zu einem späteren Zeitpunkt.

Germanium-Flächengleichrichter

Germanium-Flächengleichrichter für Belastungen bis 1 A werden jetzt in neuer Bauform ausgeliefert. Anstelle der bisherigen sechskantigen Ausführung mit 10 mm Schlüsselweite und einem 4 mm Gewindebolzen findet eine neue Unterplatte mit 9 mm Sechskant (Schlüsselweite) und 3 mm Innengewinde Verwendung. Diese Bauformänderung erfolgte aus Gründen der Standardisierung, Produktionsrationalisierung und Qualitätsverbesserung. Die neuen Abmaße sind aus Bild 1 ersichtlich.

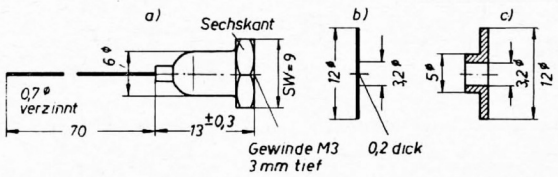


Bild 1; a) Germaniumflächengleichrichter, b) Isolierunterlegscheibe (Mikanit), c) Distanzscheibe

Zu den Gleichrichtern werden eine Distanzscheibe und eine Isolierunterlegscheibe mitgeliefert. Die zusätzliche Lieferung von

1 Schraube	CM 3 × 6/4	DIN 84—55
1 Lötöse	3 × 12 B 1	DIN 41496
1 Unterlegscheibe	3.2	DIN 125 MS

entfällt ab 1961.
Bei elektrisch isolierter Montage auf Kühlbleche ist die angegebene Reduzierung der Verlustleistung bzw. des Durchlaßstromes zu beachten.
Die Bezeichnungen und die Kenndaten der einzelnen Typen bleiben erhalten [radio und fernsehen 18 (1960) S. 583 u. 584; 19 (1960) S. 609 u. 610].
Die aus einer Fertigungsserie anfallenden Gleichrichter werden nach ihren Sperrspannungen U_{KA} typisiert, wobei der Durchlaßspannungsabfall bei 1 A bei allen Typen höchstens 1 V betragen darf. Diese Typisierung der Sperrspannung erfolgt entsprechend den Empfehlungen und Vorschlägen der Sektion 9 des Rates für gegenseitige Wirtschaftshilfe. Danach müssen folgende Bedingungen eingehalten werden:

$$I_{KA} < 100\ \mu A \text{ bei } U_{KAmax}$$
$$I_{KA} < 200\ \mu A \text{ bei } 1{,}2\ U_{KAmax}$$

Diese Typisierung erfolgt bei $T_a = 25$ °C.
Für die Gleichrichter wird die Sperrspannung und der Durchlaßstrom bis zu einer Umgebungstemperatur von 45 °C angegeben. Erst bei Temperaturen über 45 °C muß eine Belastungsreduzierung vorgenommen werden. Die maximale Sperrschichttemperatur beträgt 75 °C.
Es gilt die Bedingung:

$$R_{therm} = R_{i\,therm} + R_{a\,therm} = \frac{\Delta T}{P_v}.$$

Hierin bedeutet:

$R_{i\,therm}$ der innere Wärmewiderstand des Gleichrichters
und $R_{a\,therm}$ der äußere Wärmewiderstand des Gleichrichters.

Die Wärme entwickelt sich unmittelbar an der Sperrschicht und hat das Bestreben, Energie nach den weiter außen liegenden kühleren Regionen abzugeben. Es entsteht analog zur Elektroenergie ein Wärmestrom, der die inneren Wärmewiderstände der im einzelnen enthaltenen Materialien überwinden muß.

$$R_{i\,therm} = \sum_{\nu=1}^{\nu=n} \frac{d_\nu}{\lambda_\nu F_\nu}.$$

Hierin bedeuten:
d = Länge des Wärmestromes
F = Fläche des Wärmestromes
λ = Wärmeleitfaktor

Für die vorliegende Konstruktion des Bauelementes erhalten wir $R_{i\,therm} = 4 \cdot 10^{-3} \frac{°C}{mW}$ bei Berücksichtigung der einzelnen Materialkomponenten.

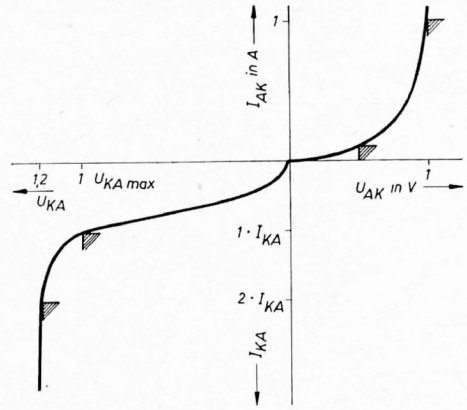


Bild 2: Typisierungsbeispiel

Beispiel
Mit einer Temperaturdifferenz von 30 °C zwischen maximaler Sperrschichttemperatur und Umgebungstemperatur und einer zunächst angenommenen Verlustleistung (Durchlaßverluste) von 1 W ergibt sich:

$$R_{a\,therm} = \frac{\Delta T}{P_v} - R_{i\,therm}$$
$$= \left(\frac{30}{1} - 4\right) 10^{-3} = 26 \cdot 10^{-3} \frac{°C}{mW}.$$

Wird fortgesetzt

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Ing. GERD FASSBENDER 14

Germanium-Flächengleichrichter

Fortsetzung von Heft 20 (1960)

Die Fläche des benötigten Kühlbleches ermittelt sich aus

$$F = \frac{1}{\alpha \cdot R_{a\,therm}}.$$

Hierin ist α der Wärmeübergangsfaktor zwischen dem umgebenden Medium und dem Wärmespender. Der Wärmeübergangsfaktor setzt sich aus der Konvektion und der Wärmestrahlung zusammen.

α wird hierbei bei zweiseitiger Kühlung mit 1,6 $\frac{mW}{°C\,cm^2}$ für Aluminiumblech ermittelt. Dieser Wert ist eine Näherung und gilt nur bei Temperaturdifferenzen bis zu 100 °C und ruhender Luft. Bei strömender Kühlluft liegt α höher.
Damit wird die Fläche:

$$F = \frac{10^3}{1{,}6 \cdot 26} = 24\ cm^2.$$

Dies gilt allerdings nur für isotherme Bedingung, d. h. bei direkter Montage des Bauelementes auf die Kühlfläche. Der Gleichrichter soll möglichst zentrisch auf die Kühlfläche montiert werden. (Kühlblechdicke 2 mm).
Bei Verwendung der mitgelieferten Mikanitscheibe muß die Verlustleistung reduziert werden, da zwischen der Grundplatte des Gleichrichters und dem Kühlblech ein zusätzliches Temperaturgefälle entsteht. Es muß also ein weiterer Wärmewiderstand berücksichtigt werden.

$$R_{i'\,therm} = \frac{d}{\lambda \cdot F}.$$

Die wirksame Fläche ergibt sich aus den Abmessungen der verwendeten Mikanitscheibe unter Berücksichtigung der eigentlichen Berührungsfläche mit dem Gleichrichter.

$$F = (r_a^2 - r_i^2) = (0{,}45^2 - 0{,}16^2) \cdot \pi = 0{,}56\ cm^2,$$

für Mikanit wird $\lambda = 2{,}4\ \frac{mW}{°C\,cm}$ angegeben.

Hierbei wird der Außendurchmesser r_a mit 9 mm ∅ angesetzt.
Somit wird der zusätzliche Wärmewiderstand bei einer Länge des Wärmestromes von 0,02 cm:

$$R_{i\,therm} = \frac{0{,}02\ cm\ °C\,cm}{2{,}4\ mW \cdot 0{,}56\ cm^2} = 14{,}8 \cdot 10^{-3}\ \frac{°C}{mW}.$$

Mit der schon ermittelten Fläche von 25 cm² wird die zulässige Verlustleistung

$$P_v = \frac{\Delta T}{R_{i\,therm} + R_{i'\,therm} + R_{a\,therm}} = \frac{30}{4 + 14{,}8 + 26{,}3} = 0{,}665\,W.$$

Mit einem maximal auftretenden Spannungsabfall über dem Gleichrichter von 1 V muß demnach der Durchlaßstrom auf den 0,7 fachen Wert reduziert werden, sobald eine elektrisch isolierte Montage des Gleichrichters vorgenommen wird. Die Kühlflächengröße bei direkter und elektrisch isolierter Montage sowie die Belastungsreduzierung bei erhöhten Temperaturen zeigen die Bilder 3 und 4.
Die Verlustleistung von 1 W setzt sich aus den Verlusten in Durchlaß- und Sperrichtung zusammen, wobei die ersteren überwiegen.
Für den Gleichrichter wird ein Durchlaßstrom von 1 A angegeben. Die dabei abfallende Spannung am Gleichrichter darf als Grenzwert maximal 1 V betragen. Im Durchschnitt liegt sie bei 0,4 ··· 0,6 V, womit sich die Durchlaßverluste mit etwa 0,5 ··· 1 W ergeben. Für die Verluste in Sperrichtung muß man berücksichtigen, daß der Sperrstrom sehr stark temperaturabhängig ist. Der Temperaturkoeffizient des Sperrstromes ($TK_{I_{KA}}$) beträgt im Mittel 12%/° C. Für eine maximale Sperrschichttemperatur ($T_{j\,max} = 75$ ° C) erreicht man demnach mit dem Grenzwert des Sperrstromes von $I_{KAg} = 100\ \mu A$ einen Sperrstrom von

$$I_{KA} = I_{KA_{25}}\left(1 + \frac{T_X - 25}{100}\,TK_{I_{KA}}\right)$$

$$= 100\left(1 + \frac{75 - 25}{100}\,12\right) = 700\ \mu A.$$

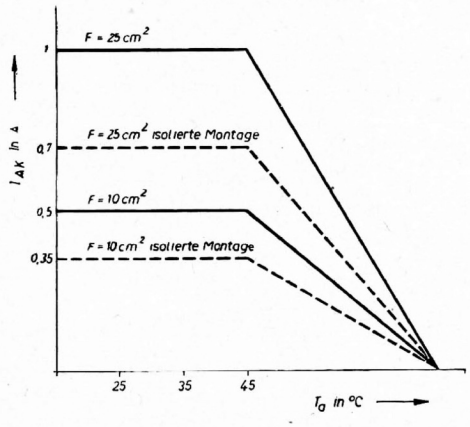


Bild 3: $I_{AK} = f\,(Ta)$ mit Kühlblechgröße F als Parameter bei direkter und isolierter Montage

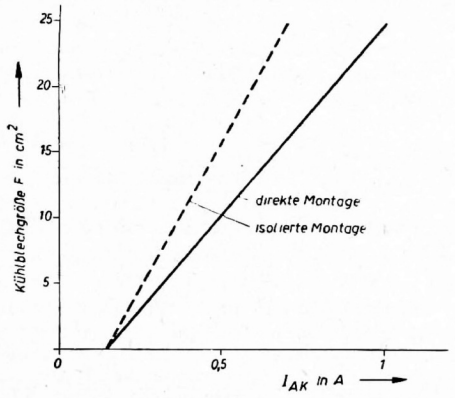


Bild 4: Kühlblechgröße $F = f\,(I_{AK})$ für direkte und isolierte Montage auf Kühlfläche mit einer 0,2 mm starken Isolierunterlegscheibe

Danach ergibt sich für die max. Verlustleistung in Sperrichtung unter Voraussetzung der Type OY 114 mit $U_{KAmax} = 200$ V als angelegte Spannung (Gleichspannung) in Sperrichtung:

$$P_{V_{KA}} = U_{KA} \cdot I_{KA} = 200 \cdot 700 \cdot 10^{-6} = 140 \text{ mW}.$$

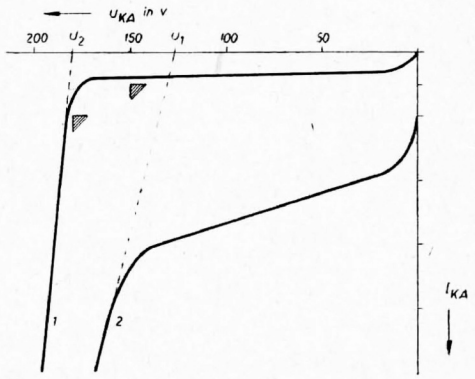


Bild 5: Sperrkennlinien bei unterschiedlichen Temperaturen

Die Sperrverluste würden bei einer reinen Gleichspannungsbelastung auftreten. Bei Netzteilen soll aber nur der jeweilige Spitzenwert der Wechselspannung die Spitzenspannung des Gleichrichters erreichen. Damit bleiben die Sperrverluste unter dem errechneten Wert von 140 mW. Für die Typen OY 110 ··· 113 reduzieren sich die Sperrverluste außerdem noch linear mit der für diese Typen angegebenen Spannung unter der Voraussetzung eines gleich großen Sperrstromes. Überschreiten wir allerdings nur kurzzeitig diese Spitzensperrspannung, so steigen die Sperrverluste wegen Erreichens der Durchbruchspannung augenblicklich sehr stark an, so daß eine Zerstörung des Bauelementes die Folge ist.

Zur Typisierung der Gleichrichter und zu den Temperaturkoeffizienten seien hier noch einige Erläuterungen gegeben. Die Typisierung eines OY 113 zeigt Bild 5. Die Sperrkennlinie bei 75 °C Sperrschichttemperatur wird in Kurve 2, die bei 25 °C in Kurve 1 gezeigt. Legt man an den steil ansteigenden Teil der Sperrkennlinie eine Tangente, so erkennt man, daß Tangente 1 die Abszisse oberhalb der Sperrspannung U_{KA} (150 V) des Gleichrichters schneidet. Tangente 2 hat ihren Schnittpunkt unterhalb der Sperrspannung. An den Schnittpunkten der Tangente auf der Abszisse bei verschiedenen Temperaturen läßt sich noch der Temperaturkoeffizient der Sperrspannung ermitteln. Dieser ergibt sich zu:

$$TK_{U_{KA}} = \frac{U_2 - U_1/U_{KA\,max}}{T_2 - T_1} \cdot 100 = \frac{\Delta U/U_{KA\,max}}{\Delta T} \cdot 100 = [\%/°C].$$

In unserem Beispiel ergibt sich:

$$TK_{U_{KA}} = \frac{180 - 125/150}{75 - 25} \cdot 100 = 0{,}75\,\%/°C.$$

Die Kurven im Bild sind Mittelwertskurven für den OY 113. Eine analoge Betrachtung läßt sich auch bei genügend hohem Sperrstrom durchführen.

Außer den genannten TK-Werten für Sperrstrom und Sperrspannung ist der Gleichrichter auch im Durchlaßgebiet temperaturabhängig. Die Abhängigkeit des Durchlaßstromes und des Durchlaßspannungsabfalles ist aber nur für die Messung am Gleichrichter selbst von Interesse.

Bei Verwendung in der Schaltung wird der Durchlaßstrom vom Verbraucherwiderstand bestimmt, der ja in den meisten Fällen wesentlich höher liegt als der durchlaßseitige Widerstand. Das gilt auch für den Durchlaßspannungsabfall. Ändert sich dieser um 2%/°C, so würde dies etwa 10 mV entsprechen. Ist die Spannung am Verbraucher 50 V, so bedeutet die Änderung des Durchlaßspannungsabfalles eine Änderung der Spannung am Verbraucher um 0,02%/°C.

Daraus ist zu ersehen, daß die Temperaturabhängigkeit des Ge-Gleichrichters in Durchlaßrichtung völlig unkritisch ist und von der Gleichrichterseite her vernachlässigt werden kann.

Reihenschaltung von Germanium-Flächengleichrichtern

Eine Analogie besteht hier zu Reihenschaltung von einzelnen Selenzellen zu einem Stabgleichrichter.

Aus Sicherheitsgründen müssen bei der Reihenschaltung von Germanium-Flächengleichrichter einige Dinge beachtet werden. Aus der Sperrkennlinie des Flächengleichrichters erkennt man, daß der statische Widerstand (Sperrwiderstand) eines Gleichrichters bis zu seiner Durchbruchspannung sehr hoch ist und bei Zimmertemperatur Werte bis zu einigen MΩ annehmen kann. Bei Überschreiten der Durchbruchspannung nimmt der Sperrwiderstand lawinenhaft ab. Die dabei auftretenden Sperrverluste werden in Wärme umgesetzt. Diese kann nicht unmittelbar nach außen abgeführt werden und verursacht damit einen zusätzlichen Temperaturanstieg an der Sperrschicht. Die Reihenschaltung der Gleichrichter ist demnach in Sperrichtung eine Reihenschaltung von nichtlinearen Widerständen. Die Widerstände addieren sich wie bei jeder Reihenschaltung, und der Spannungsabfall über dem Einzelgleichrichter ist proportional zu seinem Widerstand.

Diesbezügliche Messungen zeigt Bild 6.

Bild 7 zeigt den Verlauf der Sperrkennlinie und der Einzelspannungen bei Parallelschaltung eines Widerstandes zu jedem einzelnen Gleichrichter. Dabei wird der Querstrom durch die Widerstände etwa auf den zehnfachen Wert des Sperrstromes (bei der Summe der Sperrspannungen für die Gleichrichter) gelegt. Hierdurch wird die in Bild 7 erkenntliche gleichmäßige Spannungsverteilung über den Gleichrichtern erreicht. Der hohe Rückstrom hat allerdings einen schlechteren Richtwirkungsgrad der Gleichrichteranordnung zur Folge. Außerdem muß man bei Verwendung von Elektrolytkondensatoren wegen der Polung die Wechselamplitude möglichst klein halten. Es ist zu ersehen, daß sich die Sperrspannungen mehrerer Gleichrichter bei gleichem Strom I_{KA} addieren. Dabei kann es bei sehr unterschiedlichen Sperrwiderständen vorkommen, daß die an einem Gleichrichter auftretende Spannung größer ist als seine Typensperrspannung.

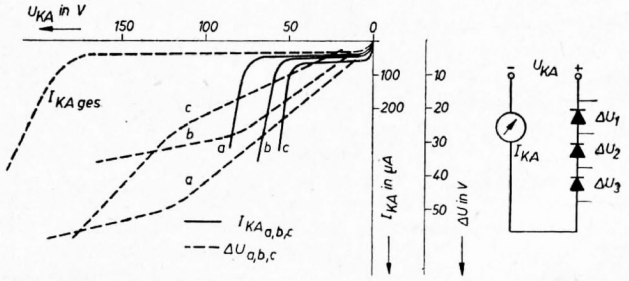


Bild 6: Reihenschaltung von drei Flächengleichrichtern, Verhalten des Sperrstromes I_{KA} und die Spannungsaufteilung über den einzelnen Elementen

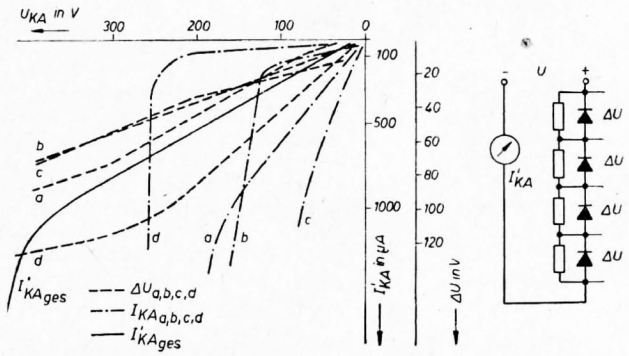


Bild 7: Reihenschaltung von vier Flächengleichrichtern mit sehr unterschiedlichen Sperrströmen, Verhalten des Gesamtsperrstromes I'_{KA}, Einzelsperrströme, Spannungsaufteilung über den Elementen = f (U_{KA})

Aus Bild 6 ist zu erkennen, daß der Sperrstrom bei Erreichen der Summensperrspannung der Reihenschaltung nicht so schnell ansteigt wie bei einem einzelnen Gleichrichter (Scherung der Kennlinien). Aus Sicherheitsgründen ist es jedoch empfehlenswert, die anliegende Spannung in ihrem Spitzenwert nicht höher als 80% der Summensperrspannung zu wählen.

$$\hat{u} = (U_{KAmax1} + U_{KAmax2} + \cdots U_{KAmaxn}) \cdot 0{,}8.$$

Damit wird für alle zur Verwendung kommenden Gleichrichter auch bei höheren Temperaturen der Sperrschicht und damit bei höheren Sperrströmen ein Risiko des Durchschlages verhindert. Versuchsschaltungen bei höheren Temperaturen hatten nach mehrstündigem Dauerlastbetrieb keinerlei Ausfall. Es ist unter den vorgenannten Bedingungen nicht nötig, Sperrstromgruppen auszusuchen, da unterschiedliche Temperaturkoeffizienten bei höheren Temperaturen sowieso eine Verschiebung der Spannungen an den Gleichrichtern bewirken würden. Mit der genannten Bedingung können also Reihenschaltungen aufgebaut werden.

Die gleiche Frage kann man auch für jede Reihenschaltung von Selenzellen stellen. Unterschiedlicher Sperrkennlinienverlauf bei Einzelzellen bewirkt ebenfalls unterschiedliche Spannungsabfälle an den Platten.

Ebenso wie die Sperrwiderstände addieren sich natürlich die Durchlaßwiderstände der Einzelelemente.

Wird fortgesetzt

Ing. GERD FASSBENDER 15

Germanium-Flächengleichrichter

Fortsetzung von Heft 21 (1960)

Parallelschaltung von Germanium-Flächengleichrichtern für die Entnahme höherer Gleichströme

Der Mittelwert des Durchlaßspannungsabfalles bei $I_{AKmax} = 1$ A beträgt $U_{AK} \sim 0{,}4 \ldots 0{,}8$ V ($\triangleq 0{,}4 \ldots 0{,}8\ \Omega$). Geht man von der Voraussetzung aus, daß der Arbeitspunkt sich in einem annähernd liniaren Bereich der Durchlaßkennlinie befindet, so bedeutet das im Betriebsfall, daß sich bei Parallelschaltung die Ströme der Einzelgleichrichter umgekehrt proportional ihren Durchlaßwiderständen verhalten.

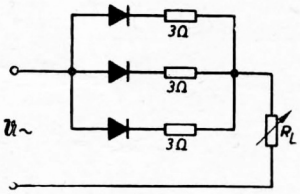


Bild 8: Parallelschaltung von Ge-Gleichrichtern

Damit die Gleichrichter strommäßig gleichmäßig belastet werden, wird zu jedem Gleichrichter ein Reihenwiderstand von etwa 3 Ω geschaltet. Damit sind die Durchlaßwiderstände und auch ihre Durchlaßströme weitgehend linearisiert. Allerdings wird dadurch auch die Verlustleistung und der Wirkungsgrad der Gleichrichteranordnung verändert. Diese Linearisierung der Gleichrichterzweige ist aber unbedingt notwendig, da sonst in dem niederohmigsten der parallelgeschalteten Gleichrichter ein Strom fließen würde, der wesentlich über dem Maximalwert liegt und zur Zerstörung der einzelnen Exemplare führen kann. Der Gesamtstrom soll 80 % der Summe der einzelnen Nenngleichströme nicht überschreiten.

Bemessung von Gleichrichterschaltungen

Für die Bemessung muß man zunächst bestimmen, welche Art der Schaltung gewählt werden soll. Ohne Verwendung eines Ladekondensators ergeben sich für den Fall ohne Belastung:

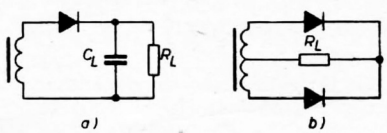
a) Einwegschaltung

Den Mittelwert der Gleichspannung erhalten wir aus:

$$U_{mit} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} u\,dx \qquad u = \mathfrak{U}_{max}\sin x$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \mathfrak{U}_{max}\sin x\,dx = \frac{1}{\pi}\,\mathfrak{U}_{max}$$

$$U_{mit} = 0{,}319\ \mathfrak{U}_{max}.$$



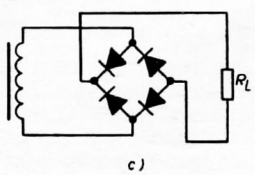


Bild 9:
a) Einweggleichrichtung
b) Mittelpunktschaltung
c) Brückenschaltung

Damit ergibt sich für sinusförmige Wechselspannungen ein Formfaktor (Effektivwert der Wechselspannung zum Mittelwert der Gleichspannung) von

$$f_u = \frac{\mathfrak{U}_{eff}}{U_{mit}} = \frac{\mathfrak{U}_{max}}{\sqrt{2}\cdot\mathfrak{U}_{max}\cdot 0{,}319} = 2{,}22.$$

b) Mittelpunktschaltung

Für die Mittelpunktschaltung gilt ebenso wie für die Brückenschaltung:

$$U_{mit} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u\,dx = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \mathfrak{U}_{max}\sin x\,dx$$

$$= \frac{2}{\pi}\,\mathfrak{U}_{max} = 0{,}637\ \mathfrak{U}_{max}$$

und damit ein Formfaktor

$$f_u = \frac{\mathfrak{U}_{eff}}{U_{mit}} = \frac{\mathfrak{U}_{max}\cdot\pi}{\sqrt{2}\cdot 2\cdot\mathfrak{U}_{max}} = 1{,}11.$$

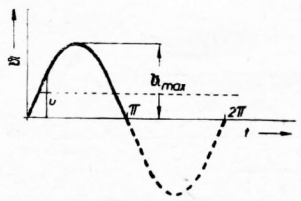


Bild 10: Spannungsverlauf bei der Einweggleichrichtung

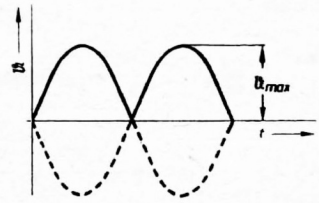


Bild 11: Spannungsverlauf bei der Mittelpunkt- und Brückenschaltung

Für die Stromübersetzung muß der Effektivwert des Wechselstromes ermittelt werden.
Dieser ergibt sich für die Einwegschaltung aus:

$$\mathfrak{I}_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i^2\,dx} \qquad i = \mathfrak{I}_{max}\cdot\sin x$$

$$= \sqrt{\frac{\mathfrak{I}^2_{max}}{2\pi}\int_0^{\pi}\sin^2 x\,dx}$$

$$= \sqrt{\frac{\mathfrak{I}^2_{max}}{2\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\sin 2\pi}{4}\right)} = \frac{\mathfrak{I}_{max}}{2}.$$

Der Mittelwert für den Gleichstrom ergibt sich ebenso wie die Spannung bei der Einweggleichrichtung aus:

$$I_{mit} = \frac{\mathfrak{I}_{max}}{\pi}$$

und damit die Stromübersetzung:

$$f_i = \frac{\mathfrak{I}_{max}\cdot\pi}{2\,\mathfrak{I}_{max}} = \frac{\pi}{2} = 1{,}57.$$

Für die Mittelpunktschaltung wird ebenfalls

$$\Im_{eff} = \sqrt{\frac{\Im^2_{max}}{2\pi}\int_0^{\pi} \sin^2 x \, dx} = \frac{\Im_{max}}{2},$$

da hierbei während jeder Halbwelle nur jeweils eine Hälfte der Gesamtwicklung belastet wird. Der Mittelwert des Gleichstromes ergibt sich zu:

$$I_{mit} = \Im_{max} \frac{2}{\pi},$$

damit wird die Stromübersetzung:

$$\frac{\Im_{eff}}{I_{mit}} = \frac{\Im_{max} \cdot \pi}{2 \cdot \Im_{max} \cdot 2} = \frac{\pi}{4} = 0{,}785.$$

c) Brückenschaltung

Für die Brückenschaltung wird

$$\Im_{eff} = \sqrt{\frac{\Im^2_{max}}{\pi}\int_0^{\pi} \sin^2 x \, dx} = \frac{\Im_{max}}{\sqrt{2}}$$

und damit

$$f_i = \frac{\Im_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\Im_{max} \cdot 2} = 1{,}11.$$

Mit guter Näherung läßt sich danach eine Gleichrichterschaltung berechnen.
Da die vorstehenden Betrachtungen ohne Berücksichtigung der Verluste des Gleichrichters und der Stromquelle sowie ohne Verwendung eines Ladekondensators vorgenommen wurden, diese spielen ja für die zu entnehmenden Gleichstromkomponenten eine Rolle, sollen die nun folgenden Betrachtungen diese Faktoren mit einbeziehen. Die Berechnung einer solchen Gleichrichterschaltung erfolgt nach *Kammerloher*.
Für die Ladezeit $t_L = t_2 + |\,t_1\,|$ setzt man den Stromflußwinkel Θ, dieser ist wiederum abhängig von der Frequenz.

$$\Theta = \frac{t_L \cdot \pi}{T} = \frac{1}{2} t_L \omega.$$

t_L = Ladezeit,
T = Periodendauer.

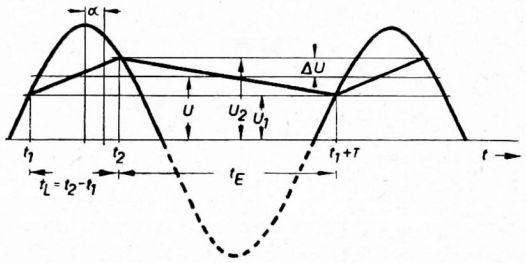


Bild 12: Spannungsverlauf bei der Einweggleichrichtung mit Ladekondensator

Die Beziehungen zur Ermittlung der notwendigen Wechselspannung für einen vorhandenen Ladekondensator und einer bekannten Größe des Gleichstromes und der Gleichspannung gehen über die Ladung des Kondensators und den Innenwiderstand der Stromversorgung.
Die Ladung während der Ladezeit t_L wird:

$$Q = \frac{1}{R_i}\left[u\int_{t_1}^{t_2} \cos\omega t \, dt - \frac{U_1 + U_2}{2} \cdot t_L\right]$$

für

$$U_1 = u \cdot \cos\omega t_1 \quad \text{und} \quad U_2 = u \cdot \cos\omega t_2.$$

Nach Integration und bei gleichzeitiger Einführung des Stromflußwinkels

$$\Theta = \frac{1}{2}\omega (t_2 - t_1)$$

und dem Zeitintervall $t_2 + t_1$ als den Winkel

$$\alpha = \frac{1}{2}\omega (t_2 + t_1)$$

ergibt sich für

$$Q = \frac{2u}{\omega R_i} \cdot \cos\alpha (\sin\Theta - \Theta\cos\Theta).$$

Setzt man fernerhin während der Entladezeit die Entladung gleich der während der Ladezeit erfolgten Ladung $Q = I \cdot T$, mit der Voraussetzung eines konstanten Verbraucherstromes I und führt diesen Wert in obige Gleichung ein, so ergibt dies:

$$\frac{I R_i}{U} = \frac{1}{\pi}\cos\alpha (\sin\Theta - \Theta\cos\Theta). \quad (1)$$

Die mittlere Gleichspannung ergibt sich damit zu

$$U = \frac{U_1 + U_2}{2} = \frac{u}{2}(\cos\omega t_2 + \cos\omega t_1) = u\cos\Theta\cos\alpha. \quad (2)$$

Die Welligkeit wird

$$\Delta U = \frac{U_2 - U_1}{2} = u\sin\Theta\sin\alpha. \quad (3)$$

Gl. (2) in Gl. (1) eingesetzt ergibt:

$$\frac{I R_i}{U} = \frac{1}{\pi}(\tan\Theta - \Theta). \quad (4)$$

Ladung und Entladung des hinter dem Gleichrichter liegenden Kondensators müssen gleich sein.

Es gilt:

$$2\,\Delta U \cdot C_L = I\,(T - t_L).$$

$$\Delta U = u\sin\Theta \cdot \sin\alpha$$

$$I = \frac{U}{\pi R_i}\cos\alpha (\sin\Theta - \Theta\cos\Theta).$$

Damit ergibt sich:

$$C_L\, 2u\sin\Theta\sin\alpha = \frac{U}{\pi R_i}\cos\alpha (\sin\Theta - \Theta\cos\Theta)\,(T - t_L)$$

$$2 C_L R_i \tan\alpha \cdot f = \frac{1}{\pi}(1 - \Theta\,\mathrm{cotan}\,\Theta)\left(1 - \frac{\Theta}{\pi}\right). \quad (5)$$

Bei der Voraussetzung, das R_i (Gleichrichterinnenwiderstand + Trafowiderstand + Zusatzschutzwiderstand), Ladekondensator C_L, die Belastung I bei einer gewünschten Gleichspannung U und die Frequenz bekannt ist, ergibt sich der Scheitelwert û der Wechsel-

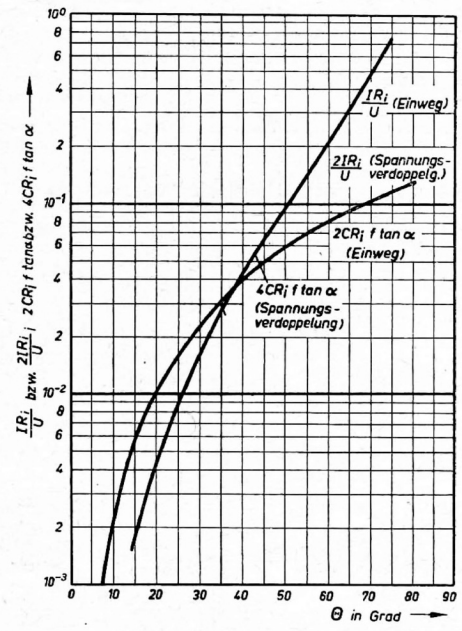


Bild 13: Hilfskurven zur Bemessung von Einweggleichrichterschaltungen und Gleichrichterschaltungen mit Spannungsverdopplung

spannung aus dem Diagramm Bild 14, da ja zu jedem Wert $\frac{I R_i}{U}$ im Diagramm Bild 13 nach (4) ein bestimmter Winkel Θ gehört, der auf der Abszisse abgelesen werden kann. Man kann aus dem Diagramm Bild 13 ebenfalls das Produkt $2 \cdot C_L \cdot R_i \cdot f \cdot \tan\alpha$ ablesen und damit $\tan\alpha$ ermitteln, da C_L, R_i und f gegeben waren und Θ abgelesen werden konnte.

Wird fortgesetzt

Ing. GERD FASSBENDER 16

Germanium-Flächengleichrichter

Fortsetzung von Heft 20 (1960)

Aus dem Diagramm Bild 14 kann nun mit Θ auf der Abszisse und tanα als Parameter das Verhältnis $\frac{U}{\hat{u}} = x$ abgelesen werden. $\frac{U}{x} = \hat{u}$ ist dann der Scheitelwert der Wechselspannung und $\frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = U$ der Effektivwert, der an die Gleichrichterschaltung bei Einweggleichrichtung angelegt werden muß, um die gewünschte Gleichspannung zu erhalten.

Aus dem Diagramm Bild 15 kann jetzt noch die Welligkeit der Gleichrichterschaltung mit Θ auf der Abszisse und tanα als Parameter abgelesen werden. Analoge Berechnungsbeispiele gibt es für Doppelweggleichrichtung, für Brückenschaltung (Grätzgleichrichtung) und für Spannungsverdopplungsschaltungen.

Die Bilder 16 und 17 zeigen die Belastungskurven von Einweggleichrichter- und Brückenschaltung mit und ohne Ladekondensator. Aus diesen Ausführungen geht hervor, daß der Innenwiderstand R_i der Gleichrichterschaltung den Wirkungsgrad dieser bestimmt. Durch die niederohmigen Germanium- und Siliziumgleichrichter ergeben sich demzufolge Verbesserungen gegenüber Selen- und Röhrengleichrichtern.

Einschaltstromstoß und notwendiger Schutzwiderstand

Bei einer außerordentlich niederohmigen Spannungsquelle wird ein Einschaltstromstoß von

$$I = \frac{U}{R_i} e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U}{R_i} e^{-\frac{t}{R_i \cdot C_L}}$$

fließen. Im Zeitpunkt $t = 0$ wird demnach der Strom nur durch die Spannung und den Innenwiderstand des Gleichrichters bestimmt. Diese Einschaltstromstöße sind nicht zulässig, und man

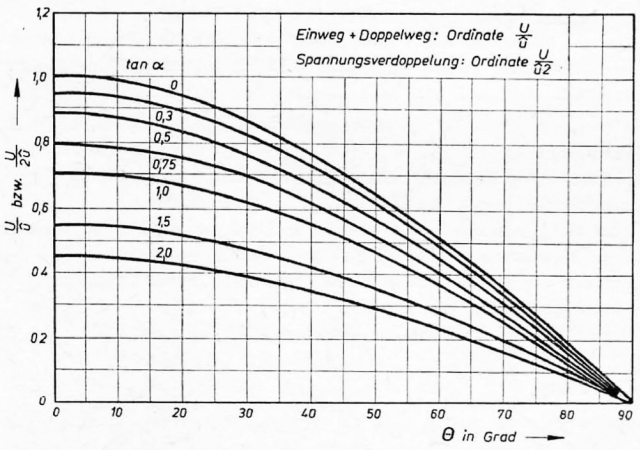


Bild 14: Zusammenhang von Gleichspannung U, Wechselspannung û und Stromflußwinkel Θ bei Netzgleichrichtern

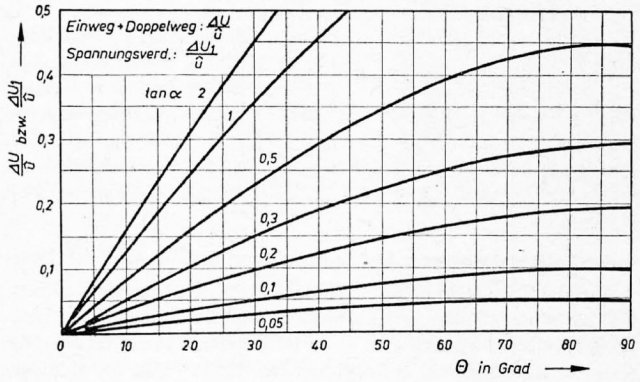
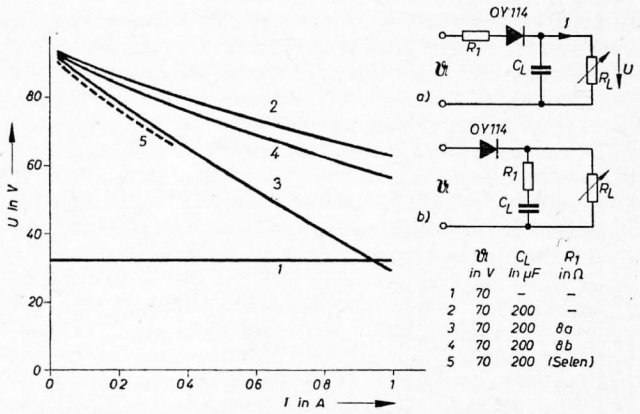
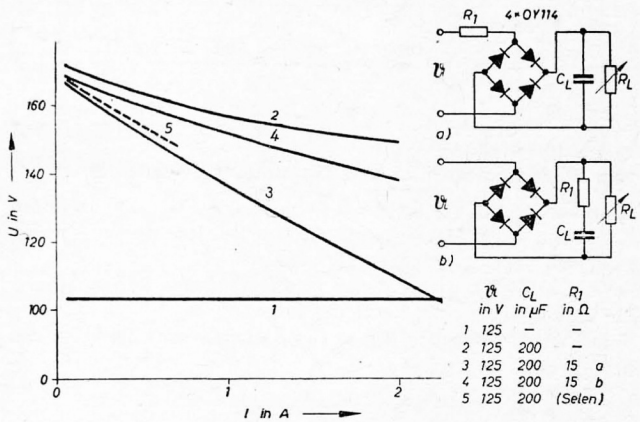


Bild 15: Zusammenhang von Welligkeit und Stromflußwinkel bei Netzgleichrichtern



	$\hat{u}$ in V	C_L in µF	R_1 in Ω
1	70	–	–
2	70	200	–
3	70	200	8a
4	70	200	8b
5	70	200	(Selen)

Bild 16: Spannungsverlauf als Funktion des Gleichstromes mit und ohne Schutzwiderstand R_1 bei vorhandenem Ladekondensator und der Spannungsverlauf bei einem äquivalenten Selengleichrichter (E 125/50—0,3)



	$\hat{u}$ in V	C_L in µF	R_1 in Ω	
1	125	–	–	
2	125	200	–	
3	125	200	15	a
4	125	200	15	b
5	125	200	(Selen)	

Bild 17: Spannungsverlauf als Funktion des entnommenen Stromes für Brückengleichrichtung mit und ohne Schutzwiderstand R_1 bei vorhandenem Ladekondensator und die Gegenüberstellung mit einem Selengleichrichter (B 125/100—0,6)

muß Sicherheitsmaßnahmen treffen, damit der vom Hersteller angegebene maximale Strom nicht überschritten wird.
Aus diesen Überlegungen heraus wird der Schutzwiderstand R_s und die Größe des maximalen Ladekondensators angegeben.
Der Schutzwiderstand ergibt sich zu $R_s = r_s + ü^2 r_{prim} + r_{AK} + R_1$.
Hierin bedeutet:

$r_{sek} + ü^2 r_{prim} = r_{gen}$, der Innenwiderstand der Spannungsquelle, in diesem Fall den des Transformators,
r_{AK} = Innenwiderstand des Gleichrichters beim Arbeitspunkt,
R_1 = Zusatzwiderstand.

Günstiger für die Spannung am Verbraucher ist es, wenn man den notwendigen Zusatzwiderstand R_1 in Reihe zum Ladekondensator legt. Wir gewinnen damit am Verbraucher eine höhere Spannung, ohne daß die Welligkeit wesentlich vergrößert wird. Zudem wird ja meist durch eine nachfolgende Siebkette der Wechselspannungsanteil der Gleichspannung auf ein notwendiges Minimum herabgesetzt. Hierzu geben die Bilder 16 und 17 eine Gegenüberstellung des Spannungsverlaufes für die verschiedenen Schaltungen des zusätzlichen Schutzwiderstandes.
Weiterhin ist zu beachten, daß durch die Ladung des Kondensators durch den Gleichrichter ein zusätzlicher Strom fließt. Bei Gleichrichterschaltungen mit Ladekondensator und Verwendung von Ge-Flächengleichrichtern ist daher eine Reduzierung des Verbraucherstromes vorzunehmen, wenn $C_L \geqq 0{,}25\, C_{Lmax}$ ist. Für Einweggleichrichtung soll dabei $I_{Last} < 0{,}9\, I_{AKmax}$, für Brückenschaltung dagegen $I_{AK} = 0{,}8\, I_{AKmax}$ der einzelnen Gleichrichterstrecken sein.

Sicherheitsmaßnahmen bei kapazitiver und induktiver Last

Außer der bereits erwähnten Reduzierung des Durchlaßstromes und dem notwendigen Schutzwiderstand bei kapazitiver Last (Ladekondensator) muß man die entstehenden Spannungsverhältnisse bei Einweggleichrichtern beachten. Im Leerlauf hat sich der Ladekondensator während der positiven Halbwelle nahezu auf den Scheitelwert der Spannung aufgeladen. Während der negativen Halbwelle summiert sich nun der negative Wert der Wechselamplitude mit der Kondensatorspannung, und diese Summenspannung steht am Gleichrichter. Deshalb darf man bei Einweggleichrichtern mit nachfolgendem Ladekondensator nur die halbe Nennspannung des Gleichrichters als Scheitelwert der Wechselamplitude anlegen.
Bei induktiver Last (Motore und Relais) werden durch Ein- und Ausschaltvorgänge Spannungsspitzen erzeugt, die u. U. die gleiche Phase wie die augenblicklich anliegende Spannung haben. Diese beiden Spannungen addieren sich und können damit die Spitzensperrspannung des Gleichrichters weit übersteigen. Diese Schaltspannungen kann man durch Überbrückung des Gleichrichters mit einem Kondensator weitgehend herabsetzen. Die Größe des Kondensators richtet sich nach den jeweiligen Verhältnissen. Man muß dabei noch beachten, daß die u. U. auftretende Resonanz die Funktionstüchtigkeit der Schaltung nicht beeinträchtigt.
Für unsere Gleichrichtertypen seien im folgenden noch die maximale Größe des Ladekondensators und die Größe des Schutzwiderstandes mit angegeben.

Typ	OY 110	OY 111	OY 112	OY 113	OY 114
max. Ladekondensator in μF	1000	1000	500	200	200
Schutzwiderstand R_s in Ω	2	5	8	10	15

Gegenüberstellung von Röhrengleichrichter und Germaniumgleichrichter

Im folgenden soll ein Vergleich zwischen einer Gleichrichterröhre UY 11 und einem Germaniumflächengleichrichter in einer Einweggleichrichterschaltung angestellt werden.
Zu diesem Zweck wird von den vorangegangenen Betrachtungen für die Auslegung eines Netzteiles ausgegangen.
Vorab werden folgende Werte für beide Gleichrichterarten als Bezugspunkt vorgegeben

$$I = 100\ \text{mA},\ C_L = 200\ \mu\text{F},\ U = 100\ \text{V}.$$

Der Innenwiderstand der Spannungsquelle, der ja erst nach Ermittlung der Belastung exakt bestimmt werden kann, wird mit $r_{gen} = 100$ angesetzt.

Gesucht werden die erforderlichen Trafospannungen und die Brummspannungen.
a) Für Einweggleichrichtung mit der UY 11 gilt mit einem Röhreninnenwiderstand von $R_{iR} = 120\,\Omega$

$$R_i = r_{gen} + R_{iR} = 100 + 120 = 220\,\Omega,$$

und damit:

$$\frac{I \cdot R_i}{U} = \frac{0{,}1 \cdot 220}{100} = 0{,}22.$$

Aus Bild 13 kann man damit $\Theta = 60°$ und

$$2\, C_L \cdot R_i \cdot f \cdot \tan\alpha = 0{,}072$$

ablesen.
Für $\tan\alpha$ ergibt sich:

$$\tan\alpha = \frac{0{,}072}{2\, C_L R_i f} = \frac{0{,}072}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 220 \cdot 50} \approx 0{,}02.$$

Aus Bild 14 ergibt sich mit diesem Wert und mit $\Theta = 60°$ ein

$$\frac{U}{\hat{u}} = 0{,}5.$$

Der Effektivwert der Wechselspannung wird somit:

$$U_{eff} = \frac{U}{0{,}5\sqrt{2}} = \frac{100}{0{,}5\sqrt{2}} = 140\ \text{V}.$$

Die Brummspannung ermittelt sich aus Bild 15 zu

$$\frac{\Delta U}{\hat{u}} < 0{,}05.$$

Es ist somit $U_{Br.\,spitz.} < 10$ V.
b) Für einen noch zu bestimmenden Germaniumflächengleichrichter wird der Innenwiderstand $R_{iG} = 10\,\Omega$ angesetzt.
Damit wird:

$$R_i = r_{gen} + R_{i_G} = 100 + 10 = 110\,\Omega,$$

und damit:

$$\frac{I \cdot R_i}{U} = \frac{0{,}1 \cdot 110}{100} = 0{,}11.$$

Aus Bild 13 wird $\Theta = 51°$ und

$$2\, R_i \cdot C_L \cdot f \cdot \tan\alpha = 0{,}062$$

entnommen.
$\tan\alpha$ ergibt sich zu

$$\tan\alpha = \frac{0{,}062}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 110 \cdot 50} \approx 0{,}03.$$

Aus Bild 14 wird mit $\Theta = 51°$ und $\tan = 0{,}03$

$$\frac{U}{\hat{u}} = 0{,}65.$$

Der Effektivwert der Wechselspannung wird somit:

$$U_{eff} = \frac{100}{0{,}65 \cdot \sqrt{2}} = 109\ \text{V}.$$

Der Spitzenwert ergibt sich zu 154 V. Wegen der verwendeten Einwegschaltung muß man also eine Spitzenspannung von ~310 V ansetzen. Es ist demzufolge eine Reihenschaltung von zwei Flächengleichrichtern OY 114 zu verwenden.
Dabei ändert sich der Innenwiderstand der Gleichrichterstrecke um den Faktor 2, d. h. man müßte R_{i_G} in obiger Rechnung vergrößern. Da aber der Innenwiderstand der Spannungsquelle wesentlich größer ist, kann man obige Rechnung als hinreichend genau ansehen.
Die Brummspannung wird aus Bild 15 und der bereits oben angewendeten Rechnung zu $U_{Br.\,spitz.} < 6{,}0$ V ermittelt.
Vergleicht man die Effektivwerte der Spannungen bei den beiden Gleichrichterarten, so erkennt man, daß bei Germaniumgleichrichtern eine wesentlich geringere Spannung für eine gleiche Ausgangsleistung benötigt wird.
Daraus ist ein günstigerer Wirkungsgrad unverkennbar.

Literatur

[1] Dr. Ing. H. Rhode und Dr. W. Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter; Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig 1941

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH **17**

Grenzdaten und Streuwerte der NF-Transistoren OC 810 ··· OC 823

Nach Aufnahme der Großserienproduktion der Typen OC 810 bis OC 823, und in Hinblick auf ihre Ablösung durch die Typen OC 824 ··· OC 829 mit einer Verlustleistung von 150 mW wurden im Verlauf des Jahres 1960 einige Kenndatenänderungen durchgeführt. Die Änderungen waren in erster Linie durch Forderungen der Verbraucher nach einem höheren Mittelwert des Stromverstärkungsfaktors h_{21e} bedingt und bedeuten eine wesentliche Vereinheitlichung der Grenzdaten der einzelnen Typen.
Hierdurch wird eine Typenbereinigung und eine bessere Standardisierung der Haupttypen und ihrer Meßverfahren ermöglicht. Ihren ersten Niederschlag finden diese Maßnahmen in der Reduzierung von elf Typen der Reihe OC 810 ··· OC 823 auf sechs Typen der Reihe OC 824 ··· OC 829.

Die Streukurven zeigen das Verhalten der Vierpolparameter h_{ike} in Abhängigkeit von I_C und U_{CE} in der Nähe des angegebenen Arbeitspunktes. Im angegebenen Streubereich (Bilder 1 ··· 12) liegen 80 % aller Transistoren, die restlichen 20 % können unter Einhaltung der Grenzdaten außerhalb des Streubereiches liegen.

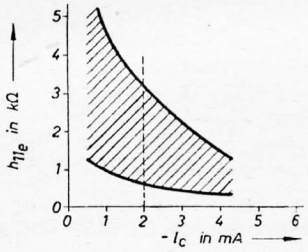


Bild 1: $h_{11e} = f(-I_C)$ bei $-U_{CE}$ = 5 V (OC 811 ··· OC 814)

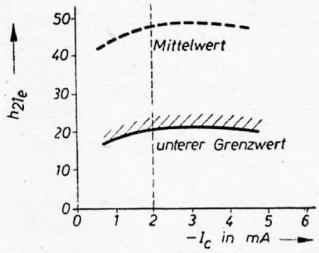


Bild 2: $h_{21e} = f(-I_C)$ bei $-U_{CE}$ = 5 V (OC 811 ··· OC 814)

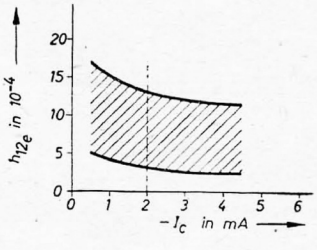


Bild 3: $h_{12e} = f(-I_C)$ bei $-U_{CE}$ = 5 V (OC 811 ··· OC 814)

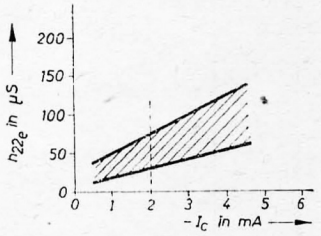


Bild 4: $h_{22e} = f(-I_C)$ bei $-U_{CE}$ = 5 V (OC 811 ··· OC 814)

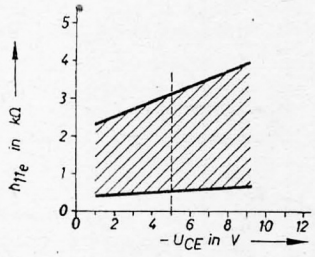


Bild 5: $h_{11e} = f(-U_{CE})$ bei $-I_C$ = 2 mA (OC 811 ··· OC 814)

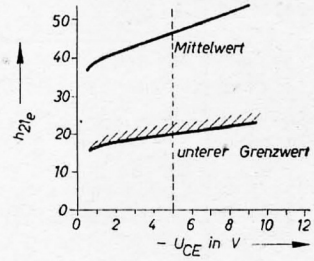


Bild 6: $h_{21e} = f(-U_{CE})$ bei $-I_C$ = 2 mA (OC 811 ··· OC 814)

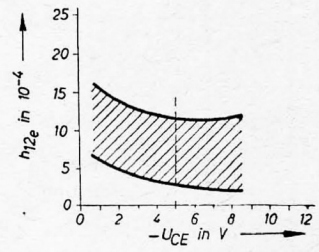


Bild 7: $h_{12e} = f(-U_{CE})$ bei $-I_C$ = 2 mA (OC 811 ··· OC 814)

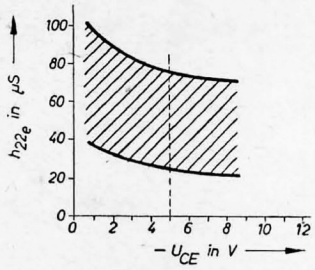


Bild 8: $h_{22e} = f\ (-U_{CE})$ bei $-I_C = 2$ mA (OC 811 ··· OC 814)

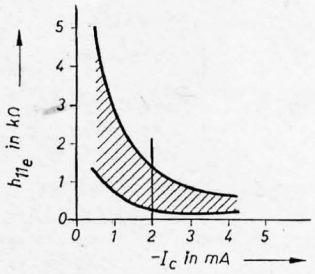


Bild 9: $h_{11e} = f\ (-I_C)$ bei $-U_{CE} = 6$ V (OC 816)

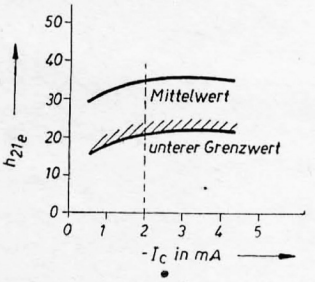


Bild 10: $h_{21e} = f\ (-I_C)$ bei $-U_{CE} = 6$ V (OC 816)

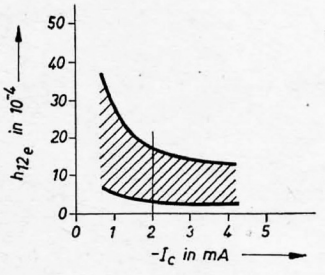


Bild 11: $h_{12e} = f\ (-I_C)$ bei $-U_{CE} = 6$ V (OC 816)

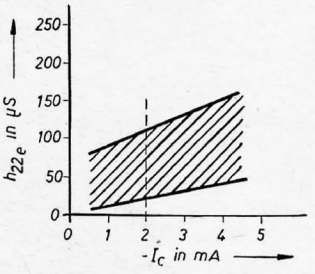


Bild 12: $h_{22e} = f\ (-I_C)$ bei $-U_{CE} = 6$V (OC 816)

Germanium-pnp-Flächentransistoren OC 810···OC 823

Typ	P_{max} in mW	$-I_{CBO}$ in µA	$-I_{CEO}$ in µA	fα in MHz	F in dB	h_{11e} in kΩ	h_{12e} 10^{-4}	h_{21e}	h_{22e} in µS
OC 810	25	≦15	≦800	≧0,3	≦25	≦4	≦30	≧10	≦150
OC 811	25	≦15	≦800	≧0,3	≦25	≦4	≦30	≧20	≦150
OC 812	25	≦15	≦800	≧0,3	≦10	≦4	≦30	≧20	≦150
OC 813	25	≦15	≦800	≧1	≦25	≦5	≦30	≧20	≦150
OC 814	25	≦15	≦800	≧0,3	≦5	≦4	≦30	≧20	≦150

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Kennwert	Arbeitspunkt
$-I_{CBO}$	$-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 0$
$-I_{CEO}$	$-U_{CE} = 5$ V, $I_B = 0$
h_{11ke}	$-U_{CE} = 5$ V, $-I_C = 2$ mA, f = 1 kHz
F	$-U_{CE} = 1$ V, $-I_C = 0{,}2$ mA, f = 1 kHz, $\Delta f = 1$ kHz, Rg = 500 Ω
fα	$-U_{CB} = 5$ V, $-I_C = 2$ mA

Germanium-pnp-Flächentransistoren OC 815 und OC 816

Typ	P_{max} in mW	$-I_{CBO}$ in µA	$-I_{CEO}$ in µA	$-U_{CEO}$ in V	fα in MHz	F in dB	$-h_{11e}$ in kΩ	h_{12e} $\cdot 10^{-4}$	h_{21e}	h_{22e} in µS
OC815	50	≦15	≦800	≦0,3	≧0,3	≦25	≦2,5	≦30	≧10	≦150
OC816	50	≦15	≦800	≦0,3	≧0,3	≦25	≦2,5	≦30	≧20	≦150

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Kennwert	Arbeitspunkt
$-I_{CBO}$	$-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 0$
$-I_{CEO}$	$-U_{CE} = 6$ V, $I_B = 0$
$-U_{CEO}$	$-I_C = 10$ mA
h_{11ke}	$-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA, f = 1 kHz
F	$-U_{CE} = 1$ V, $-I_C = 1$ mA, f = 1 kHz, $\Delta f = 1$ kHz, Rg = 500 Ω
fα	$-U_{CB} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA

Germanium-pnp-Flächentransistoren OC 820···OC 823

Typ	P_{max} in mW	k_1 in °C/mW	$-I_{CBO}$ in µA	$-I_{CEO}$ in µA	$-U_{CEO}$ in V	fα in MHz	F in dB	$\overline{\beta_1}$	$\overline{\beta_2}$	$-U_{CEmax}$ in V
OC820	150	0,2	≦15	≦800	≦0,5	≧0,3	≦25	≧10	≧10	20
OC821	150	0,2	≦15	≦800	≦0,5	≧0,3	≦25	≧20	≧20	20
OC822	150	0,2	≦15	≦800	≦0,5	≧0,3	—	—	≧20[1]	30
OC823	150	0,2	≦15	≦800	≦0,5	≧0,3	—	—	≧20[1]	60

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Kennwert	Arbeitspunkt
$-I_{CBO}$	$-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 0$
$-I_{CEO}$	$-U_{CE} = 6$ V, $I_B = 0$
$-U_{CEO}$	$-I_C = 125$ mA
fα	$-U_{CB} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA
F	$-U_{CE} = 1$ V, $-I_C = 1$ mA, f = 1 kHz, $\Delta f = 1$ kHz, Rg = 500 Ω
$\overline{\beta_1}$	$-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 10$ mA
$\overline{\beta_2}$	$-U_{CE} = 0{,}7$ V, $-I_C = 80$ [1] 125 mA
$-U_{CEmax}$	$R_{BE} < 1$ kΩ ($-U_{CEmax} = f\ (R_{BE})$)

Die Streuwert-Diagramme wurden aus einer sehr großen Stückzahl an Bauelementen ermittelt. Eine Veröffentlichung der noch fehlenden Typen erfolgt zu einem späteren Zeitpunkt.

HALBLEITERINFORMATIONEN

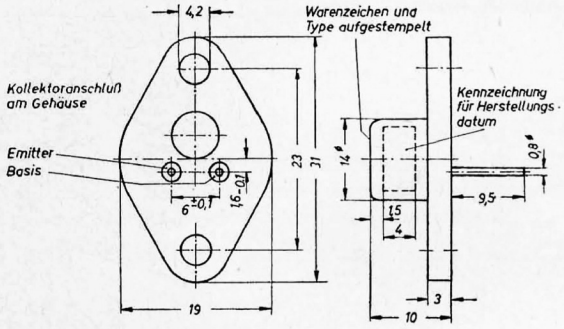
MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH 18

OC 830 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Emitter- und Basiselektrode sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Für isolierten Einbau werden eine Glimmerscheibe und zwei Befestigungsbuchsen aus Kunststoff mitgeliefert.



Abmessungen

Verwendung

Leistungstransistor für Niederfrequenzverstärker

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statistische Meßwerte

Kollektorrestrom

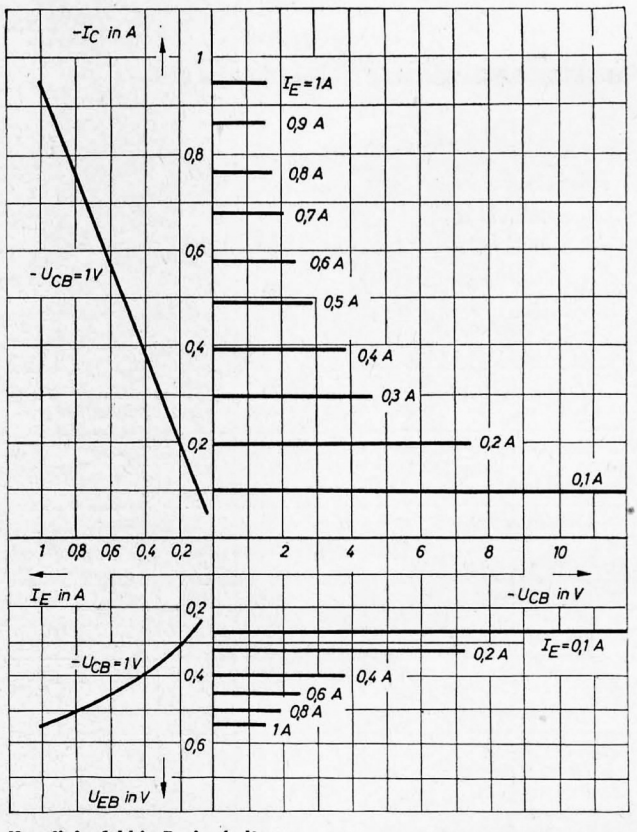
$(-U_{CB} = 6\ V,\ I_E = 0)$	$-I_{CBO}$	$\leqq$	30 µA
$(-U_{CE} = 6\ V, -I_B = 0)$	$-I_{CEO}$	$\leqq$	1000 µA
$(-U_{CE} = 6\ V, U_{BE} = 0)$	$-I_{COK}$	$\leqq$	100 µA

Kollektorrestspannung

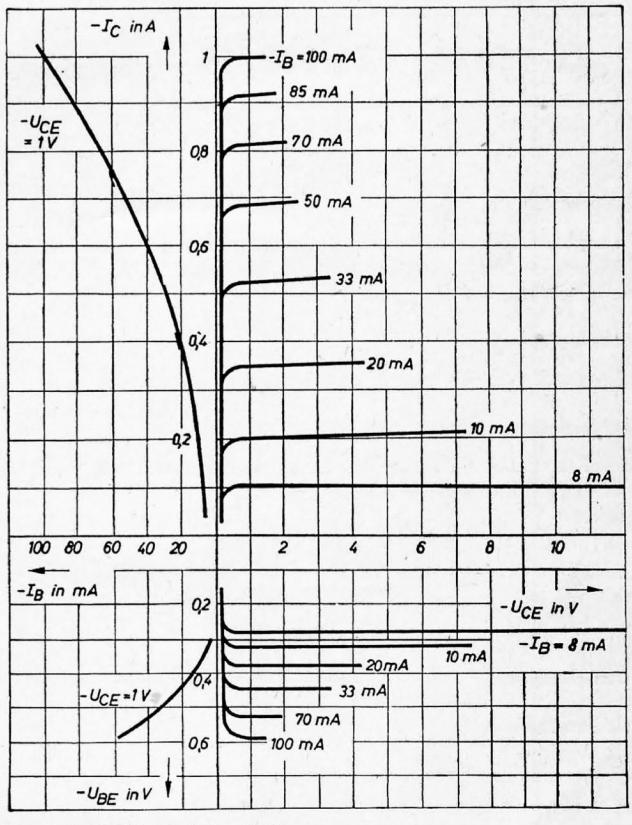
$(-I_C = 1\ A, -U_{CE} = -U_{BE})$	$-U_{CEO}$	$\leqq$	1 V

Basisstrom

$(-U_{CE} = 7\ V, -I_C = 100\ mA)$	$-I_B$	$\leqq$	10 mA
$(-U_{CE} = 2\ V, -I_C = 500\ mA)$	$-I_B$	$\leqq$	65 mA



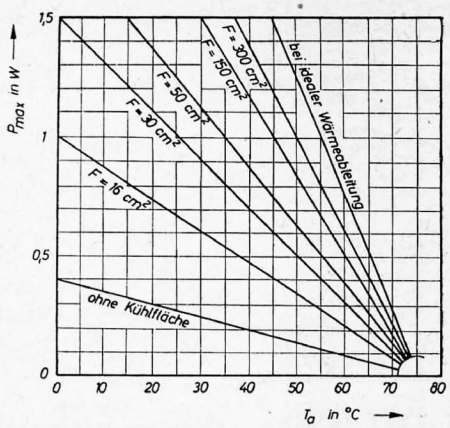
Kennlinienfeld in Basisschaltung



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Grenzwerte

Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	=	1 A
Emitterstrom	$I_{E\,max}$	=	1,2 A
Kollektorspannung	$-U_{CB\,max}$	=	30 V
[Diagramm $-U_{CEmax} = f(R_{BE})$]	$-U_{CE\,max}$	=	20 V
Emitterspannung	$U_{BE\,max}$	=	10 V
Verlustleistung (s. Diagramm)	P_{max}	=	f (T_a)
Wärmewiderstand	k_1	=	20 °C/W
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	=	75 °C
Umgebungstemperatur	$T_{a\,max}$	=	65 °C

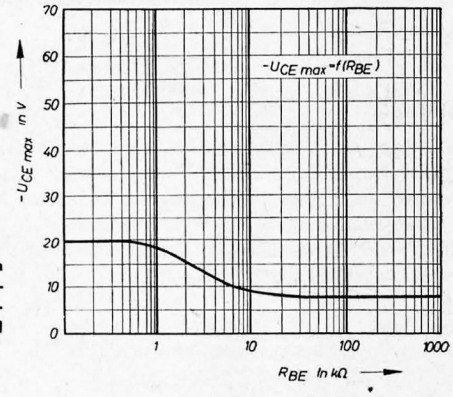


Abhängigkeit der Verlustleistung von Umgebungstemperatur und Größe der Kühlfläche

Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen

Entsprechend einer Festlegung zwischen dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) und den Abnehmerbetrieben vom August 1960 erfolgt ab Januar 1961 eine neue Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen bei den Transistoren OC 811 ··· 814 und OC 816. Die bisherige Farbkennzeichnung (radio und fernsehen 11 (1960) S. 339) entfällt und wird für die vier neuen Stromverstärkungsgruppen durch das Aufbringen von ein bis vier Punkten auf die Stirnfläche der Transistoren ersetzt, wobei die Farbe der Punkte keinerlei Bedeutung besitzt.

h_{21e}-Gruppe	Kennzeichnung
20 ··· 32	1 Punkt
32 ··· 50	2 Punkte
50 ··· 80	3 Punkte
über 80	4 Punkte



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung vom Eingangsabschlußwiderstand

Typenankündigung

Im Laufe des Jahres 1961 wird die Produktion einiger weiterer Typen von Germanium- und Siliziumbauelementen aufgenommen. Um eine rechtzeitige Information zu gewährleisten, werden in dieser Typenankündigung die wesentlichsten Kenndaten als vorläufige Daten veröffentlicht. Es wird jedoch darauf hingewiesen, daß mit Aufnahme der Serienproduktion geringfügige Änderungen erforderlich werden können und daher vorbehalten bleiben.

ZL 910/6 ··· ZL 910/16 — Silizium-Leistungszenerdioden (vorläufige Daten)

Aufbau

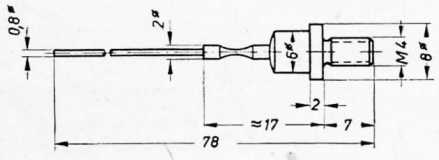
Die Anode ist durch eine Glasdurchführung gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch ein Metallgehäuse gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Katode liegt am Gehäuse. Der Anodenanschluß ist lötfähig.

Verwendung

Siliziumdioden zur Spannungsstabilisierung

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C und eine Kühlfläche F = 65 cm² angegeben.



Abmessungen

Grenzwerte

Verlustleistung bei $T_a = 45$ °C

ohne Kühlblech	P_{max}	= 1 W
mit Kühlblech F = 65 cm² Al	P_{max}	= 5 W

Wärmewiderstand

ohne Kühlblech	k	= 0,1 °C/mW
mit Kühlblech F = 65 cm² Al	k	= 0,021 °C/mW

Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 150 °C
Umgebungstemperatur	T_a	= —55 °C ··· + 150 °C

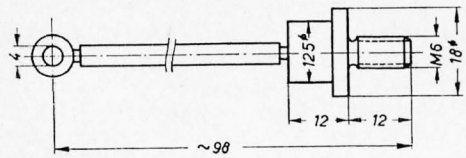
Typ	ZL 910/6	ZL 910/8	ZL 910/10	ZL 910/12	ZL 910/14	ZL 910/16
Zenerspannung U_Z in V (I_Z = 100 mA)	5,8 bis 7,2	6,8 bis 9,2	8,8 bis 11,2	10,8 bis 13,2	12,8 bis 15,2	14,8 bis 17,2
Dyn. Widerstand r_d in Ω (I_Z = 100 mA)	1 (≦2)	2 (≦3)	2 (≦5)	4 (≦10)	6 (≦12)	10 (≦15)
Durchlaßstrom I_{AK} in mA (U_{AK} = 1 V)	500 (≧250)	500 (≧250)	500 (≧250)	500 (≧250)	500 (≧250)	500 (≧250)
Sperrstrom I_{KA} in µA (U_{KA} = 1 V)	≦0,1	≦0,1	≦0,1	≦0,1	≦0,1	≦0,1
Mittlerer Temperaturkoeffizient der Zenerspannung bei I_Z = 100 mA TK_{U_Z} in 10^{-4}/°C	+ 3	+ 5	+ 7	+ 8	+ 8	+ 8

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH

OY 120, OY 122, OY 123 Germanium-Leistungsgleichrichter

Aufbau

Die Anode ist durch eine Glasdurchführung gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch ein Metallgehäuse gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Katode liegt an der Grundplatte mit M 6 — Gewindebolzen. Der Anodenanschluß besitzt einen Kabelschuh.



Abmessungen

Verwendung

Flächengleichrichter in niederohmigen Gleichrichterschaltungen für hohe Ströme und mittlere Spannungen.

Kenndaten (vorläufige Daten)

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Typ	OY 120	OY 122	OY 123
U_{KA} in V ($I_{KA} \leqq 1$ mA)	20	65	100
I_{AK} in A ($U_{AK} \leqq 0{,}6$ V)	10	10	10

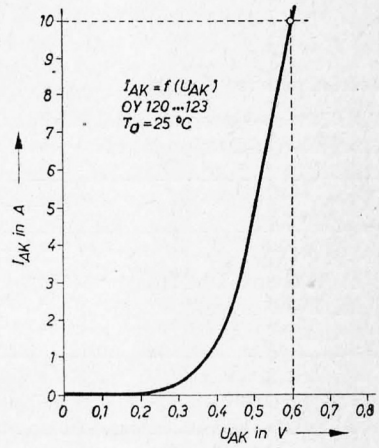
Grenzwerte

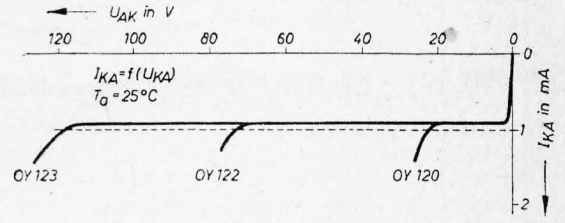
Typ		OY 120	OY 122	OY 123
$U_{KA\,max}$	in V	20	65	100
$I_{AK\,max}$	in A	10	10	10
$U_{AK\,max}$	in V	0,6	0,6	0,6
$I_{KA\,max}$	in mA	1,0	1,0	1,0
$I_{ak\,max}$	in A	32	32	32
$I_{AK\,Imp\,max}$	in A	70	70	70

Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$ = 75	°C
Umgebungstemperatur	$T_{a\,max}$ = 70	°C
Innerer Wärmewiderstand	k_1 = 0,8	°C/W
Äußerer Wärmewiderstand (vertikales Kühlblech Al 150 × 150 × 2)	k_2 = 3,2	°C/W

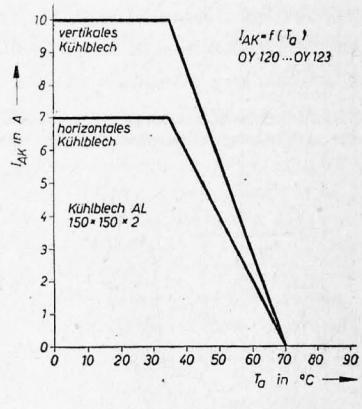
Bei Umgebungstemperaturen über + 35 °C ist der maximal entnehmbare Gleichstrom entsprechend dem Diagramm $I_{AK} = f(T_a)$ zu reduzieren.

Durchlaßkennlinie der Flächengleichrichter OY 120, OY 122 und OY 123 (Grenzkennlinie)





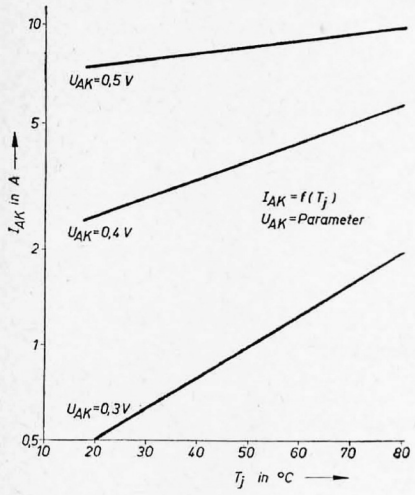
Sperrkennlinien der Flächengleichrichter OY 120, OY 122 und OY 123 (Grenzkennlinien)

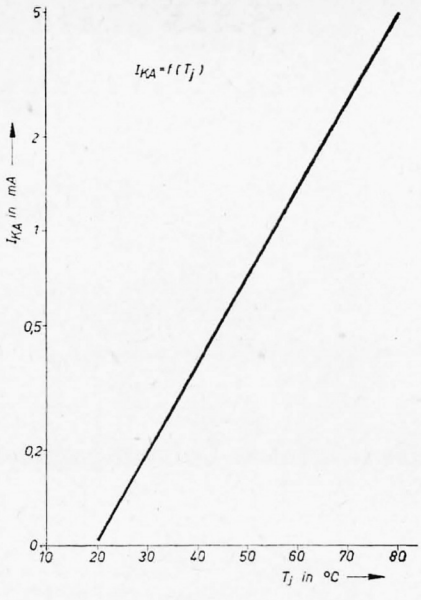


Abhängigkeit des entnehmbaren Gleichstromes I_{AK} von der Umgebungstemperatur

Einbauhinweise

Der Gewindezapfen gestattet eine einfache Einlochmontage der Gleichrichter auf eine Kühlfläche. Die Mindestgröße des Kühlbleches beträgt bei vertikaler Lage 150 × 150 × 2 mm. Bei horizontaler Kühlfläche oder bei isolierter Montage der Gleichrichter ist eine Reduzierung der Belastung vorzunehmen (s. Kurve $I_{AK} = f(T_a)$).





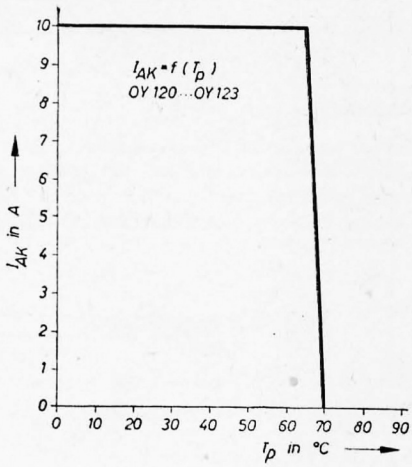
Links: Mittlere Temperaturabhängigkeit des Durchlaßstromes

Rechts: Mittlere Temperaturabhängigkeit des Sperrstrommittelwertes (sinusförmige Sperrspannungshalbwellen mit max. Spitzenspannung als Amplitude)

Betriebswerte

Die Bilder a ··· e zeigen die wichtigsten Grundschaltungen und die dazugehörigen Betriebsdaten.

Typ	OY 120	OY 122	OY 123
U_{KA} in V_{eff} bei Widerstandsbelastung	12	42	60
bei Belastung mit Gegenspannung	6	21	30



Abhängigkeit des entnehmbaren Gleichstromes I_{AK} von der Gehäusetemperatur

Wird fortgesetzt

ZL 910/6 ··· ZL 910/16 Silizium-Leistungszenerdioden

Fortsetzung von Heft 5 (1961)

Bild 1: Sperrkennlinien

Bild 2: Streubereich der Durchlaßkennlinie

Bild 3: Durchlaßstrom in Nullpunktnähe

Bild 4: Mittlerer Verlauf des TK_{U_Z} in Abhängigkeit von U_Z

Bild 5: Maximal zulässige Verlustleistung P_{max} in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur T_a und der Kühlfläche F

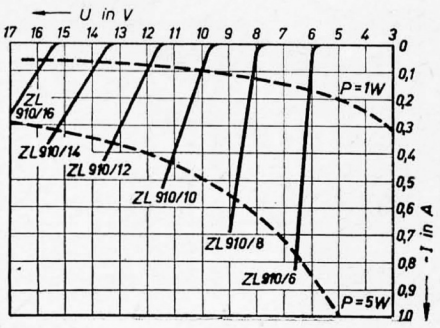


Bild 1

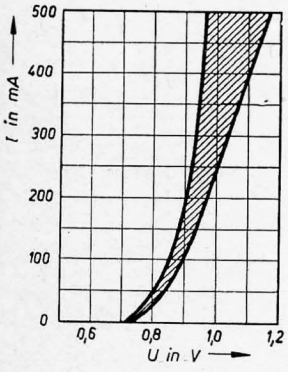


Bild 2

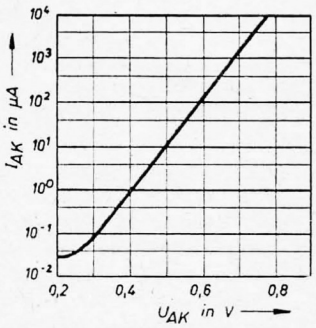


Bild 3

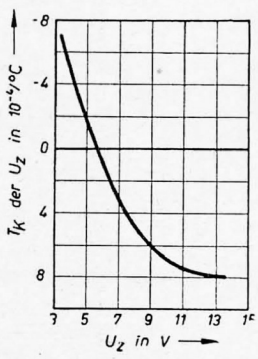


Bild 4

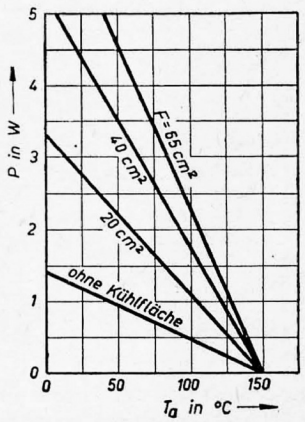


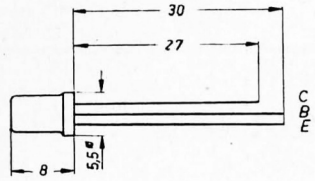
Bild 5

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH 20

OC 870 Germanium-pnp-Flächentransistor (vorläufige Daten)

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Abmessungen

Verwendung

NF-Vorstufenverstärker mit hohen Anforderungen an die Grenzfrequenz, Oszillator- und Multivibratorschaltungen.
Der Flächentransistor OC 870 löst den Typ OC 813 ab.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom ($-U_{CB} = 6$ V; $I_E = 0$)	$-I_{CBO} \leqq 15\ \mu A$
($-U_{CE} = 6$ V; $I_B = 0$)	$-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$

Dynamische Meßwerte

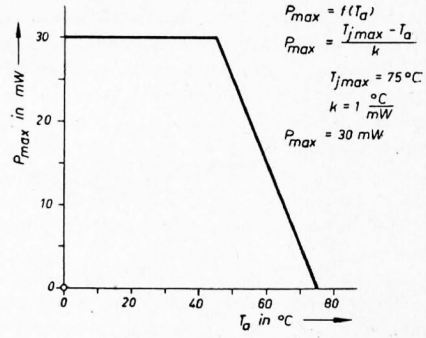
Meßfrequenz f = 1 kHz

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA)

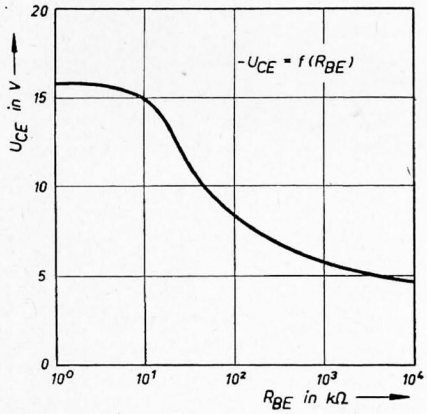
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	$h_{11e} \leqq 5$ kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	$h_{12e} \leqq 30 \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	$h_{21e} \geqq 20$
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	$h_{22e} \leqq 150\ \mu S$
Rauschfaktor ($-U_{CE} = 1$ V, $-I_C = 0{,}2$ mA, $\Delta f = 1$ kHz, $R_g = 500\ \Omega$)	F ≦ 25 dB
Grenzfrequenz in Basisschaltung ($-U_{CB} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA)	$f_\alpha \geqq 1$ MHz

Grenzwerte

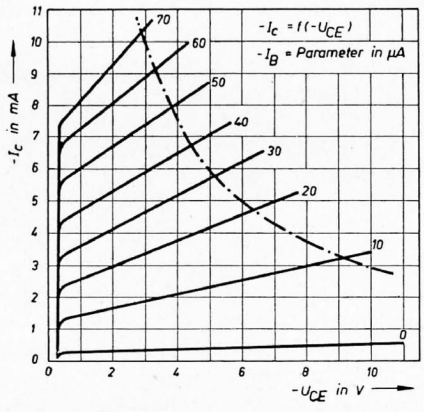
Verlustleistung	$P_{max} = f(T_a)$ (siehe Diagramm)
Kollektorspannung	$-U_{CEmax} = f(R_{BE})$ (siehe Diagramm)
	$-U_{CBmax} = 15$ V
Kollektorstrom	$-I_{Cmax} = 15$ mA
Wärmewiderstand	k = 1 °C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{jmax} = 75$ °C



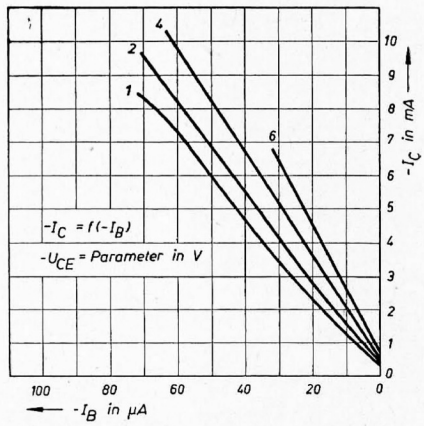
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorspannung vom Eingangsabschlußwiderstand



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

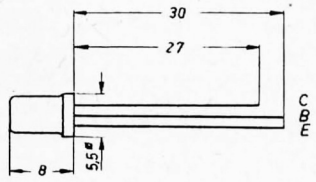


$-I_C = f(-I_B)$ in Emitterschaltung

OC 871 Germanium-pnp-Flächentransistor (vorläufige Daten)

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Abmessungen

Verwendung

Transistor für ZF-Verstärkerstufen

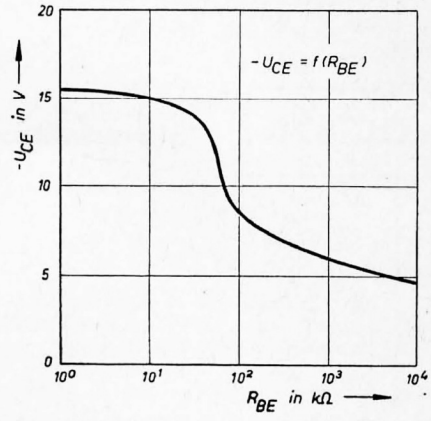
Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom	$(-U_{CB} = 6\ V,\ I_E = 0)$	$-I_{CBO} \leqq 10\ \mu A$
	$(-U_{CE} = 6\ V,\ I_B = 0)$	$-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$
	$(-U_{CE} = 6\ V,\ R_{BE} = 0)$	$-I_{COK} \leqq 30\ \mu A$

Wird fortgesetzt



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorspannung vom Eingangsabschlußwiderstand

OY 120, OY 122, OY 123 Germanium-Leistungsgleichrichter

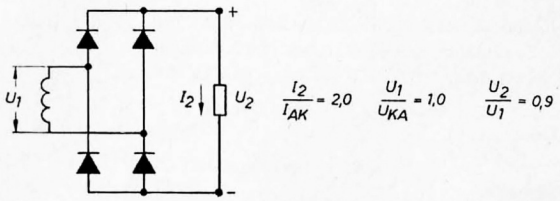
Fortsetzung von Heft 7 (1961)

Schaltungshinweise

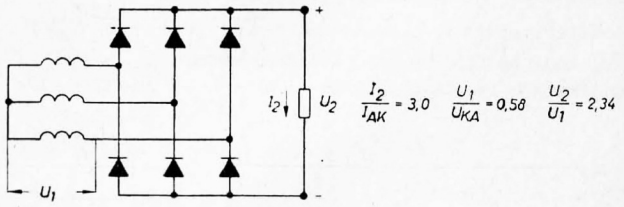
Ist im Augenblick des Einschaltens bei Belastung mit Gegenspannung die Gegenspannung noch nicht vorhanden oder wird der Kondensator in jeder Periode stark entladen, so können hohe Stromspitzen auftreten. Durch einen Schutzwiderstand oder eine Schutzdrossel in Reihe mit dem Gleichrichter müssen die Einschaltstromspitzen auf den Wert $I_{AK\,Imp\,max}$ und die periodischen Nachladestromspitzen auf den Wert $I_{ak\,max}$ begrenzt werden. Bei induktiver Last können am Gleichrichter hohe Spannungsspitzen entstehen. Sie können durch einen Kondensator parallel zum Gleichrichter auf die maximale Spitzensperrspannung begrenzt werden.

Bei Reihenschaltung von Gleichrichtern ist durch einen Ohmschen Spannungsteiler parallel zu den Gleichrichtern für eine gleichmäßige Spannungsaufteilung zu sorgen. Der Querstrom durch den Spannungsteiler soll das fünf- bis zehnfache des Gleichrichtersperrstromes betragen.

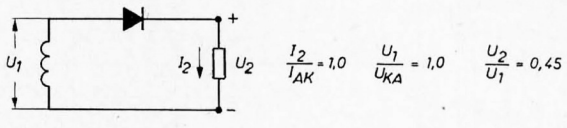
Bei Parallelschaltung von Gleichrichtern muß durch einen Vorwiderstand von etwa 0,1 Ω vor jeden Gleichrichter eine gleichmäßige Stromaufteilung erzwungen werden. Ferner ist auf eine gleichmäßige Kühlung aller Gleichrichter zu achten.



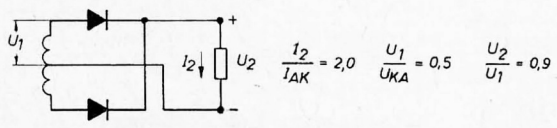
Brückenschaltung



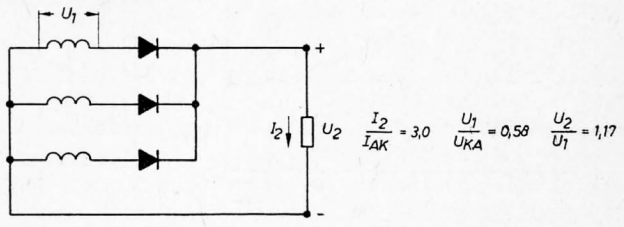
Drehstrom-Brückenschaltung



Einwegschaltung



Mittelpunktschaltung



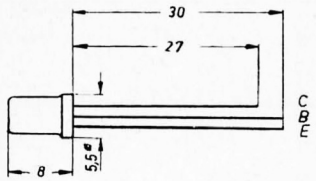
Sternschaltung

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH

OC 872 — Germanium – pnp – Flächentransistor (Vorläufige Daten)

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Abmessungen

Verwendung

Transistor für HF-Verstärker und Mischstufen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom ($-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 0$) $-I_{CBO} \leqq 10\ \mu A$
($-U_{CE} = 6$ V, $I_B = 0$) $-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$
($-U_{CE} = 6$ V, $R_{BE} = 0$) $-I_{COK} \leqq 30\ \mu A$

Dynamische Meßwerte

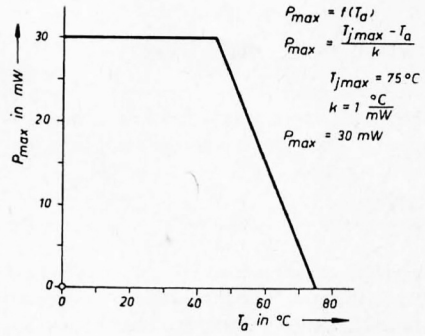
Meßfrequenz $f = 2$ MHz

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 0{,}5$ mA)

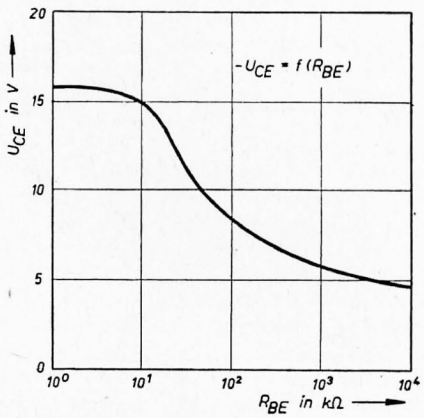
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	$kR_e \geqq 0{,}3$ kΩ
Eingangskapazität (Ausgang kurzgeschlossen)	$C_e \leqq 250$ pF
Rückwirkungswiderstand (Eingang kurzgeschlossen)	$R_{rü} \geqq 200$ kΩ (0,5 MHz)
Rückwirkungskapazität (Eingang kurzgeschlossen)	$C_{rü} \leqq 14$ pF (0,5 MHz)
Steilheit (Ausgang kurzgeschlossen)	$\lvert S \rvert \geqq 10$ mA/V
Innenwiderstand (Eingang kurzgeschlossen)	$kR_i \geqq 4$ kΩ
Ausgangskapazität (Eingang kurzgeschlossen)	$C_a \leqq 35$ pF
Basiswiderstand	$R_B \leqq 350\ \Omega$
Grenzfrequenz in Basisschaltung ($-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 0{,}5$ mA)	$f_\alpha \geqq 7$ MHz

Grenzwerte

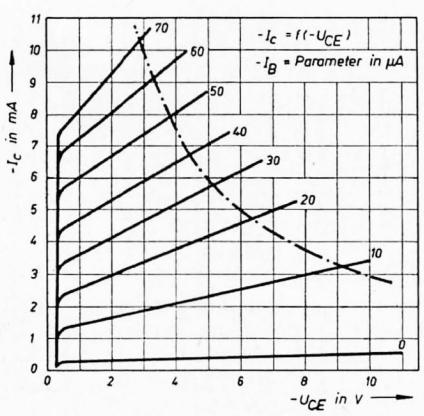
Verlustleistung	$P_{max} = f(T_a)$ (siehe Diagramm)
Kollektorspannung	$-U_{CE\,max} = f(R_{BE})$ (siehe Diagramm)
	$-U_{CB\,max} = 15$ V
Kollektorstrom	$-I_{C\,max} = 15$ mA
Wärmewiderstand	$k = 1$ °C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max} = 75$ °C



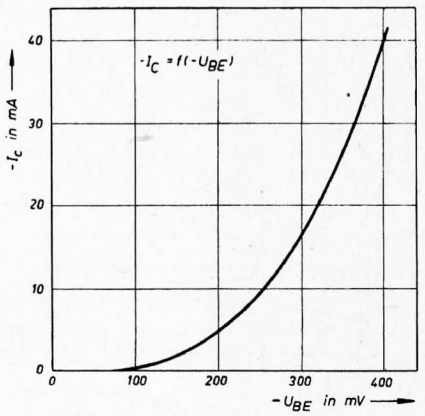
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorspannung vom Eingangsabschlußwiderstand



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

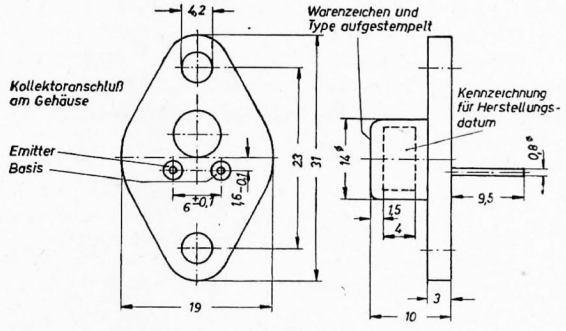


$-I_c = f(-U_{BE})$ in Emitterschaltung

OC 835 ··· OC 838 Germanium-pnp-Flächentransistoren (vorläufige Daten)

Aufbau

Emitter- und Basiselektrode sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Abmessungen (Änderungen vorbehalten)

Verwendung

Leistungstransistor für Niederfrequenzverstärker

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25\,°C$ angegeben.

Typ		OC 835	OC 836	OC 837	OC 838
P_{max}	in W	4	4	4	4
k_1	in °C W^{-1}	≦ 7,5	≦ 7,5	≦ 7,5	≦ 7,5
I_{CBO}	in µA	≦ 50	≦ 50	≦ 50	≦ 50
$-U_{CE\,max}$					
bei $R_{BE} \leqq 1\,k\Omega$	in V	20	20	30	60
$\overline{\beta}$		> 10	> 20	> 20	> 20
$T_{j\,max}$	in °C	75	75	75	75

OC 871 Germanium-pnp-Flächentransistor (vorläufige Daten)

Fortsetzung von Heft 9 (1961)

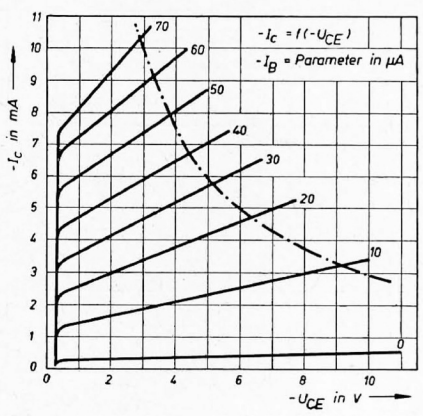
Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 0,5 MHz

Emitterschaltung ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 0{,}5$ mA)

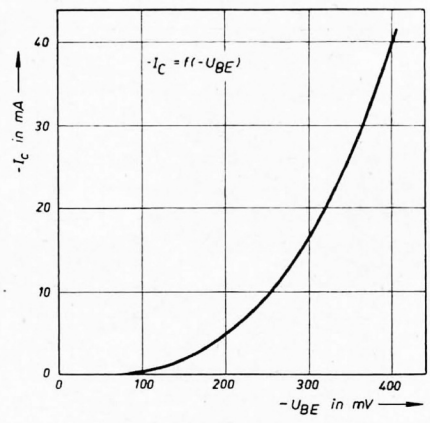
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	kR_e ≧	0,7 kΩ
Eingangskapazität (Ausgang kurzgeschlossen)	C_e ≦	1000 pF
Rückwirkungswiderstand (Eingang kurzgeschlossen)	$R_{rü}$ ≧	140 kΩ
Rückwirkungskapazität (Eingang kurzgeschlossen)	$C_{rü}$ ≦	14 pF
Steilheit (Ausgang kurzgeschlossen)	$\lvert S \rvert$ ≧	13 mA/V
Innenwiderstand (Eingang kurzgeschlossen)	kR_i ≧	20 kΩ
Ausgangskapazität (Eingang kurzgeschlossen)	C_a ≦	50 pF
Basiswiderstand	R_B ≦	300 Ω
Grenzfrequenz in Basisschaltung ($-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 0{,}5$ mA)	f_α ≧	3 MHz

Grenzwerte

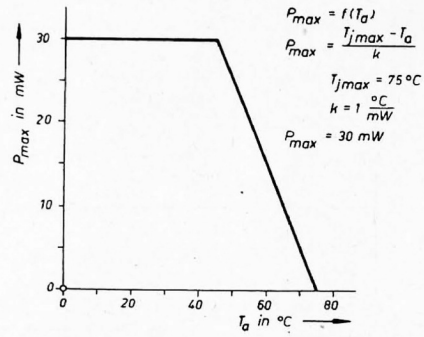
Verlustleistung	$P_{max} = f(T_a)$ (siehe Diagramm)
Kollektorspannung	$-U_{CE\,max} = f(R_{BE})$ (siehe Diagramm)
	$-U_{CB\,max} = 15$ V
Kollektorstrom	$-I_{C\,max} = 15$ mA
Wärmewiderstand	$k = 1$ °C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max} = 75$ °C



Kennlinienfeld in Emitterschaltung



$-I_C = f(-U_{BE})$ in Emitterschaltung



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

Typ	Verwendungszweck	I_{AK} (bei $U_{AK} = 1$ V) in mA	I_{KA} (bei $U_{KA} = -10$ V) in µA	$U_{KA\,max}$ in V	$I_{AK\,max}$ in mA
OA 625	Universaldiode mit niederohmigem Durchlaßwiderstand	≧ 5	≦ 100	— 20	20
OA 645	Universaldiode	≧ 3	≦ 100	— 40	15
OA 665	Universaldiode	≧ 3	≦ 50	— 60	12
OA 685	Universaldiode mit hochohmigem Sperrwiderstand	≧ 2	≦ 50	— 80	10
OA 705		≧ 2	≦ 15	—100	10

U_{KAmax} = Sperrspannung

Die Sperrspannung ist die höchstzulässige Gleichspannung in Sperrichtung, die dauernd an der Diode liegen darf.

I_{AKmax} = Maximaler Durchlaßstrom

Der maximale Durchlaßstrom ist der höchstzulässige Effektivwert des Durchlaßstromes.

T_{jmax} = Sperrschichttemperatur

Die Sperrschichttemperatur ist die höchstzulässige Temperatur der Diodensperrschicht.

In der nebenstehenden Tabelle sind die im VEB Werk für Fernsehelektronik gefertigten Typen von Universaldioden zusammengefaßt.

Für die in der Tabelle angeführten Typen folgen die technischen Daten und die grafische Darstellung der Mittelwertskennlinie.

Allgemeine Hinweise für den Einbau und für den Betrieb

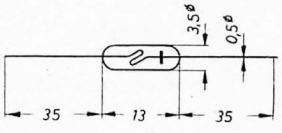
Beim Einlöten der Germaniumdioden in Schaltungen empfiehlt es sich, die Anschlußdrähte nicht zu kürzen. Es ist dabei für eine Wärmeableitung (kalte Flachzange) unmittelbar am Glaskörper zu sorgen, so daß die maximal zulässige Sperrschichttemperatur nicht überschritten wird. Um eine Zerstörung beim Einlöten der Dioden durch Fehlströme des Lötkolbens zu verhindern, ist der Lötkolben zu erden. Ein Abbiegen der Anschlußdrähte unmittelbar hinter der Einschmelzstelle ist zu vermeiden. Ferner muß darauf geachtet werden, daß der Einbau der Germaniumdioden nicht in der Nähe von Wärme erzeugenden Bauelementen erfolgt.

Die Seite des Glaskörpers der Germaniumdiode, an der sich der Anschlußdraht für die Katode befindet, ist mit einem Farbring gekennzeichnet.
Mit einer entsprechenden Exemplarstreuung um die angegebene Mittelwertskennlinie muß gerechnet werden. Die Grenzwerte dürfen mit Rücksicht auf die Lebensdauer der Diode unter keinen Umständen überschritten werden.
Im Betriebszustand ist zu beachten, daß die Betriebs- und Grenzwerte infolge des vorhandenen Temperaturkoeffizienten temperaturabhängig sind.

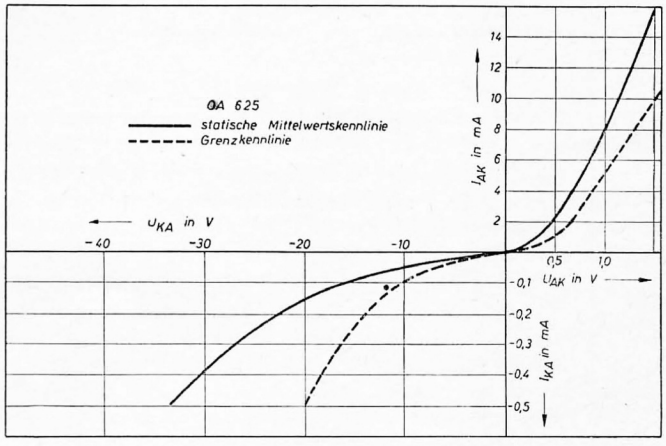
OA 625 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung mit niederohmigem Durchlaßwiderstand. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet.
Gewicht: etwa 0,5 p



Abmessungen



Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a		25 °C—5 grd.
Durchlaßstrom bei + 1 V	I_{AK}	≧	5 mA
Sperrstrom bei — 10 V	I_{KA}	≦	100 µA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—27	V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KAmax}$		—24 V
Sperrspannung	U_{KAmax}		—20 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$		100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AKmax}$		45 mA
Durchlaßstrom	I_{AKmax}	20	4 mA
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich + 10 °C bis + 60 °C			
bei + 1 V	p		2 % / °C
bei —10 V	p		5 % / °C

zugleichen. Die Werte für L und C können der Tabelle 1 entnommen werden. Mit den bereits abgestimmten Bereichen können dabei die L-Werte für den folgenden Bereich eingemessen werden.

Der Oszillator wird nun mit der eingemessenen Spule für Bereich 2 zum Schwingen gebracht. Die Anzapfung beträgt immer ein Viertel bis ein Drittel der Windungszahl vom unteren kalten Ende. Nun wird eine Versuchsspule so hergerichtet, daß ihr L-Wert am Ende des Bereichs 1, Teilbereich B, liegt, also etwa bei 1,9 mH. Da die Bereiche sich überschneiden, wird der gleiche Wert nun im Bereich 2, Teil A, aufgesucht, der Zeiger der Skala also auf 19 mH gestellt. Nun wird die Schwingkreisspule des Oszillators so lange verstimmt, bis an dieser Stelle Resonanz angezeigt wird. Um Mehrdeutigkeiten zu vermeiden, ist dieser Abgleich mehrmals zu wiederholen, gegebenenfalls mit veränderten Versuchsspulen, deren Wert allerdings in dem Überschneidungsbereich liegen muß. Bei sorgfältiger Abstimmung liegt die Oszillatorfrequenz ebenfalls wieder richtig bei 316 kHz. Eine weitere Eichung ist nicht erforderlich, es muß lediglich bei Messungen der abgelesene Wert mit dem Faktor 0,1 multipliziert werden. Nun erfolgt die weitere Eichung wieder mit der Einmessung einer Schwingkreisspule für Bereich 3 mit einem Wert, der im Bereich 2 gemessen werden kann. Zum Abgleich der Oszillatorfrequenz wird wieder eine Versuchsspule genommen, die am Ende des Teilbereichs 2 B liegt. Der Wert wird am Anfang des Teilbereichs 3 A auf der Skala eingestellt und mit dem Oszillator auf Resonanz abgestimmt. Damit liegt die Frequenz bei 1 MHz. Ebenso wird mit dem Abgleich der letzten Bereiche verfahren. Die Methode ist natürlich zeitraubend und verlangt besondere Sorgfalt, weil jeder Fehler in die nächsten Bereiche „hineintransformiert" wird und sich von Bereich zu Bereich vergrößert.

Zur besseren Ablesung der gemessenen Werte wird empfohlen, die Angaben auf der Skala am besten den Werten des Bereichs 3 entsprechend aufzutragen, also von 195 bis 18 μH. Die Schalterstellungen der Bereiche 2 und 1 werden dann mit der Beschriftung: × 10 bzw. × 100, die der Bereiche 4 und 5 mit: × 0,1 bzw. × 0,01 gekennzeichnet. Sie ergibt den Multiplikationsfaktor für die Messung bzw. den abgelesenen Skalenwert. Bei sorgfältiger Vornahme des Abgleichs kann auf diese Weise auch ohne Hilfsmittel ein ausreichend genauer Abgleich erzielt werden.

Anwendungsmöglichkeiten

L-Messung

L_x wird an die Buchse des Meßkreises angeschlossen. Mit dem Bereichsschalter wird der ungefähre Meßbereich eingestellt. Hierzu erwirbt man schnell die nötige Erfahrung, aus der Windungszahl und dem „Aussehen" der Spule auf die ungefähre Induktivität zu schließen. Durch Betätigen des Skalenknopfes wird der Drehko durchgedreht, falls erforderlich der Teilbereich umgeschaltet und auf Resonanz, also größten Zeigerausschlag des Meßinstruments, abgestimmt. Skala nicht zu schnell drehen, da der Resonanzpunkt besonders bei gutem L/C-Verhältnis sehr scharf ist und bei schnellem Überdrehen leicht übersehen werden kann. Gefundenen Wert ablesen (dabei auf richtige, dem Teilbereich entsprechende Teilung achten) und mit dem am Bereichsschalter gefundenen Faktor multiplizieren. Die Oberwellen des Oszillators ergeben ebenfalls Resonanzstellen, die jedoch so gering sind, daß sie anhand des Zeigerausschlages leicht von der tatsächlichen Resonanz unterschieden werden können. Auch hier ergibt sich durch die Übung das richtige Gefühl. Die Stellung des Empfindlichkeitsreglers ist so einzustellen, daß sich ein gut erkennbarer Ausschlag des Zeigers bis in das letzte Drittel der Skala ergibt.

C-Messung

Eine beliebige Spule wird angeschlossen und auf Resonanz abgestimmt. Der durch die Skala angezeigte C-Wert des Meßkreisdrehkos bzw. der Meßkreiskapazität wird abgelesen. Nun wird die unbekannte Kapazität der Spule parallel geschaltet und die Skala nach kleineren C-Werten bis zur erneuten Resonanz verstellt. Die nunmehr angezeigte Kapazität wird von der Skala abgelesen. Die Differenz entspricht der zu messenden Kapazität.

Relative Gütebestimmung

Spulen gleicher Induktivität werden bei gleichbleibender Stellung des Empfindlichkeitsregler angeschlossen. Der Zeigerausschlag ist bei jener Spule am größten, die die höchste Güte aufweist.

Bestimmung von Kernfaktoren

Auf einen Spulenkörper mit unbekanntem Kernfaktor werden 100 Windungen aufgebracht und die Induktivität gemessen. Der Kernfaktor kann nunmehr leicht errechnet werden. Es besteht auch die Möglichkeit, verschiedene Spulenkörper mit je 100 Windungen zu probieren und auf der Skala eine Eichung in Kernfaktoren anzubringen.

Anwendung als passiver Frequenzmesser

Eine Spule bekannter Induktivität wird an L_x angeschlossen. Es ist möglich, diese Spule mit einer etwa 30 ··· 50 cm langen Zuleitung als Suchspule auszubilden. Die Zuleitung ist bei den höheren Bereichen in die Induktivität einzubeziehen, sie muß also mit der Spule zusammen ausgemessen werden. Bei Annäherung an aktive Schwingkreise, z. B. Oszillatoren usw. wird mit der Skala auf Resonanzanzeige des Meßinstruments abgestimmt und aus dem bekannten L der Suchspule und dem angezeigten C-Wert die Frequenz errechnet. Mit einigen Suchspulen verschiedener Werte, die mittels Stecker an die gleichbleibende Zuleitung angeschlossen werden, kann so ein weiter Frequenzbereich überstrichen werden.

Tabelle 1

Schalterstellung	Oszillatorfrequenz	L-Wert	C-Wert
1	100 kHz	etwa 5 mH	500 pF
2	316 kHz	etwa 2 mH	125 pF
3	1 MHz	etwa 0,25 mH	100 pF
4	3,16 MHz	etwa 30 μH	80 pF
5	10 MHz	etwa 6 μH	40 pF
6	—		

Literatur

[1] H. Brauns: Ein Induktivitätsmeßgerät für Hochfrequenzspulen; Funktechnik 13 (1952) S. 360

Allwellenempfang mit handelsüblichen Tastensätzen

Dipl.-Ing. IVAR VEIT

Die im Handel erhältlichen Super-Tastensätze sind entsprechend ihrem Verwendungszweck nur zum Empfang von Rundfunksendungen ausgelegt, d. h. die den kommerziellen Funkdiensten vorbehaltenen Frequenzbereiche (z. B. Grenzwellenbereich zwischen MW- und KW-Rundfunk von 1,6 ··· 3,5MHz) fehlen. Den Durchschnittsrundfunkhörer stört das wenig. Wie gern dagegen besäße manch ein Funkamateur oder Berufsfunker einen eigenen Allwellenempfänger. Leider sind derartige Geräte nur schwer erhältlich und nicht gerade billig. Wie man durch Erweiterung eines handelsüblichen Tastensatzes relativ preiswert und einfach zu einem Allwellen-Eingangsteil kommen kann, zeigt der nachstehende Beitrag. Vorausgesetzt wird eine gewisse Mindestpraxis beim Aufbau von Überlagerungsempfängern.

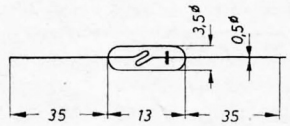
Für das vorliegende Mustergerät wurde zunächst der Neumann-Tastenspulensatz TSp 7/56 nachgebaut; genausogut hätte man ihn auch fertig bewickelt und vorabgeglichen über den Fachhandel beziehen können. Bei einer ZF von 468 kHz besitzt laut Neumann-Prospekt der TSp 7/56 folgende Wellen-, bzw. Frequenzbereiche:

Ing. VIKTOR SZEKULAR und
Ing. HERBERT WAPPLER

OA 645 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p



Abmessungen

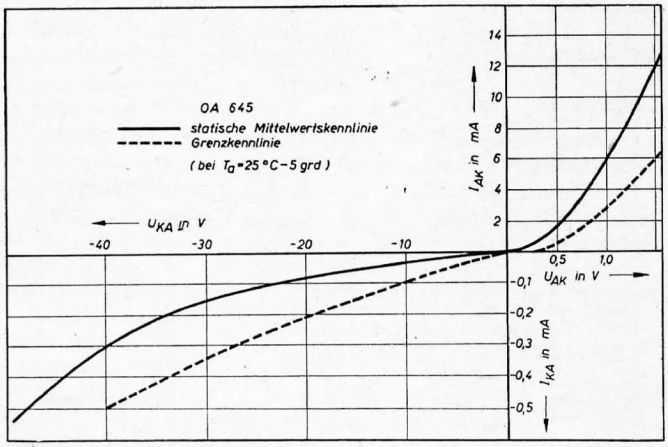
Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd	
Durchlaßstrom bei +1 V	I_{KA}	≧	3 mA
Sperrstrom			
bei —10 V	I_{KA}	≦	100 µA
bei —40 V	I_{KA}	≦	500 µA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—55	—50 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	—50	—45 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	—40	—35 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$		100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$		45 mA

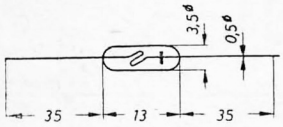
Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	15	3 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich +10 °C ··· +60 °C			
bei + 1 V	p		2 % / °C
bei —10 V	p		5 % / °C



OA 665 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p



Abmessungen

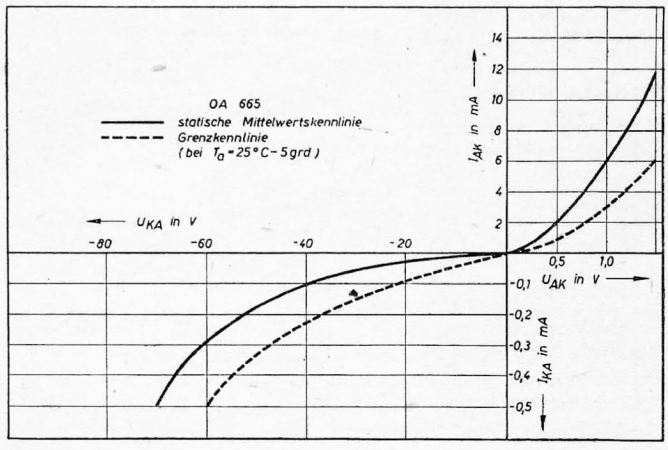
Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd	
Durchlaßstrom bei +1 V	I_{AK}	≧	3 mA
Sperrstrom			
bei —10 V	I_{KA}	≦	50 µA
bei —60 V	I_{KA}	≦	500 µA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—80	—75 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	—70	—65 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	—60	—50 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$		100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$		45 mA

Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	12	2,5 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich +10 °C ··· +60 °C			
bei + 1 V	p		2 % / °C
bei —10 V	p		5 % / °C



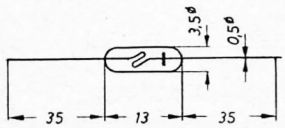
OA 685 Germanium-Spitzendiode

OA 685 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung mit hochohmigem Sperrwiderstand. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p

Abmessungen

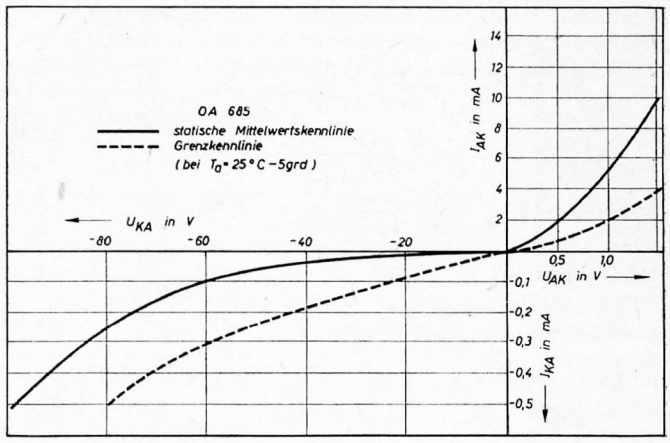


Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C	— 5 grd
Durchlaßstrom bei + 1 V	I_{AK}	≧	2 mA
Sperrstrom			
bei —10 V	I_{KA}	≦	50 µA
bei —80 V	I_{KA}	≦	500 µA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	25	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—100	—85 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	— 90	—75 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	— 80	—65 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$		100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$		45 mA
Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	10	2 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich + 10 °C ··· + 60 °C			
bei + 1 V	p		2% / °C
bei —10 V	p		10% / °C

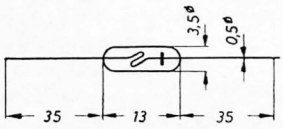


OA 705 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung mit hochohmigem Sperrwiderstand. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Dewicht: 0,5 p

Abmessungen

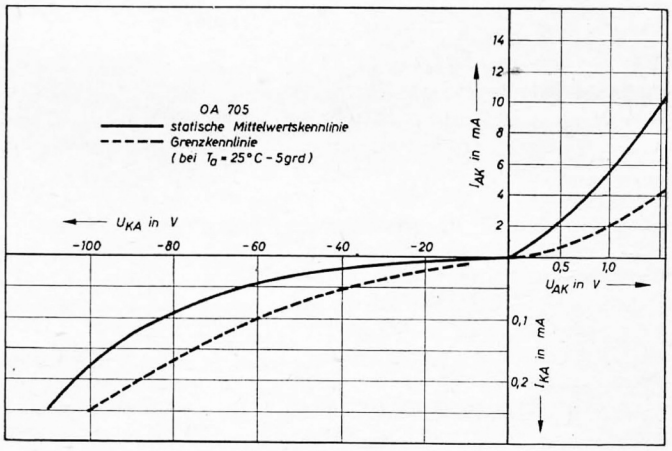


Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C	— 5 grd
Durchlaßstrom bei + 1 V	I_{AK}	≧	2 mA
Sperrstrom			
bei — 10 V	I_{KA}	≦	15 µA
bei —100 V	I_{KA}	≦	250 µA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—120	—100 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	—110	—90 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	—100	—80 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$	100	100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$	45	45 mA
Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	10	2 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich + 10 °C ··· + 60 °C			
bei + 1 V	p		2% / °C
bei —10 V	p		10% / °C



HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK, BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE

Dipl.-Phys. HANS NULLMEIER

Germanium-Golddrahtdioden

In der Mitteilung Nr. 22 wurde darauf hingewiesen, daß man zwischen Spitzendioden und Flächendioden unterscheidet. Die dort aufgeführten Dioden sind Spitzendioden. Im Gegensatz dazu sind die Golddrahtdioden Flächendioden. Durch diesen flächenhaften p-n-Übergang ist ein wesentlich größerer Flußstrom erreichbar, was bei einem annähernd gleichen Sperrstrom ein günstigeres Verhältnis von Fluß- und Sperrwiderstand als bei den Spitzendioden ergibt. Der erzielte differentielle Durchlaßwiderstand beträgt bei $I_{AK} = 100$ mA ungefähr 2 Ω; der differentielle Sperrwiderstand bei $U_{KA} = -5$ V beträgt im Durchschnitt 100 kΩ.

Dieses günstige Verhältnis von Sperr- zu Durchlaßwiderstand macht die Golddrahtdioden zu einem fast idealen Schalter.

Es werden drei Typen der Golddrahtdiode, die Typen OA 720, OA 721 und OA 741, hergestellt.

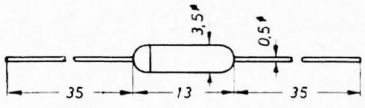
Bei der Fertigung fallen zum Teil hochsperrende Dioden an, die in beschränktem Maße als der Typ OA 780 ausgeliefert werden können.

OA 720 — Germanium-Golddrahtdiode

Aufbau

Golddrahtdiode in Allglasausführung mit einem großen Verhältnis von Sperr- zu Durchlaßwiderstand für Schaltzwecke. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p.

Abmessungen



Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd.
Durchlaßspannung bei 75 mA	U_{AK}	≦ 1 V
Sperrstrom bei — 20 V	I_{KA}	≦ 1000 µA

Grenzwerte

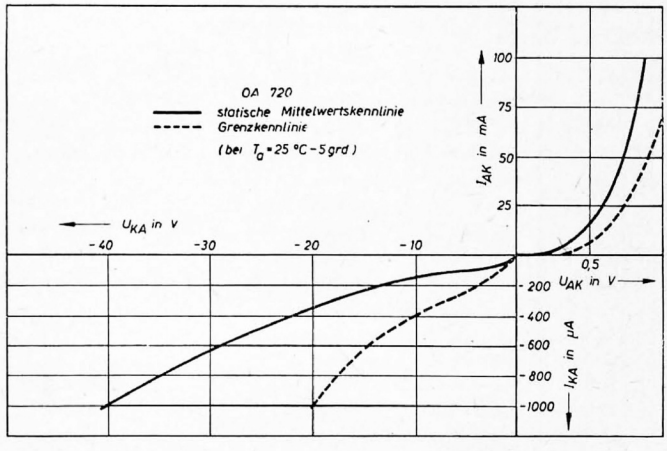
Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd.
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KAimpmax}$	— 30 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KAmax}$	— 25 V
Sperrspannung	U_{KAmax}	— 20 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AKimpmax}$	200 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AKmax}$	150 mA
Durchlaßstrom*	I_{AKmax}	50 mA
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}	70 °C

*Bei höheren Temperaturen ist der maximale Durchlaßstrom mit Hilfe folgender Gleichung zu verringern

$$I_{AK\,max}(\Delta T) = I_{AK\,max}(T_o)\left(1 - \frac{\Delta T}{50\,°C}\right)$$

$\Delta T = T - T_o$

$T_o = 20$ °C



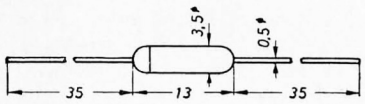
Kennlinienfeld

OA 721 Germanium-Golddrahtdiode

Aufbau

Golddrahtdiode in Allglasausführung mit einem großen Verhältnis von Sperr- zu Durchlaßwiderstand für Schaltzwecke. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p.

Abmessungen



Statische Werte

Umgebungstemperatur:	T_a	25 °C — 5 grd
Durchlaßspannung bei 75 mA	U_{AK}	$\leqq$ 0,7 V
Sperrstrom bei — 20 V	I_{KA}	$\leqq$ 1000 μA

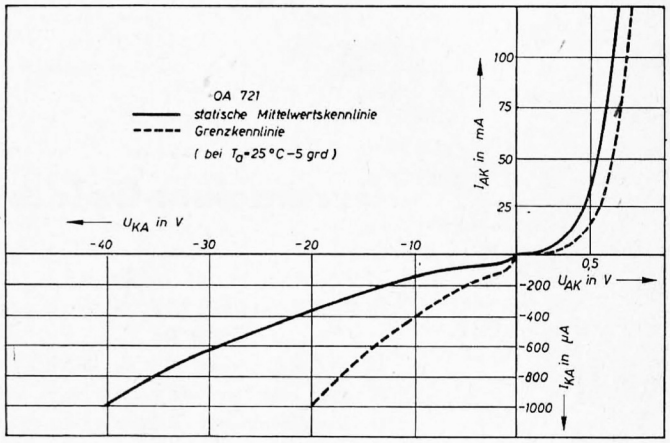
Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd.
Stoßspannung (1 s, Pause $\geqq$ 1 min)	$U_{KA\,imp\,max}$	— 30 V
Spitzenspannung (f $\geqq$ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	— 25 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	— 20 V
Stoßstrom (1 s, Pause $\geqq$ 1 min)	$I_{AK\,imp\,max}$	200 mA
Spitzenstrom (f $\geqq$ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$	200 mA
Durchlaßstrom*	$I_{AK\,max}$	75 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	70 °C

* Bei höheren Temperaturen ist der maximale Durchlaßstrom mit Hilfe folgender Gleichung zu verringern

$$I_{AK\,max}(\Delta T) = I_{Ak\,max}(T_o)\left(1 - \frac{\Delta T}{50\,°C}\right)$$

$$\Delta T = T - T_o$$
$$T_o = 20\ °C$$



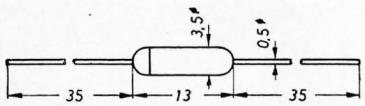
Kennlinienfeld

OA 741 Germanium-Golddrahtdiode

Aufbau

Golddrahtdiode in Allglasausführung mit einem großen Verhältnis von Sperr- zu Durchlaßwiderstand für Schaltzwecke. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p.

Abmessungen



Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd.
Durchlaßspannung bei 75 mA	U_{AK}	$\leqq$ 0,8 V
Sperrstrom bei — 10 V	I_{KA}	$\leqq$ 50 μA
Sperrstrom bei — 40 V	I_{KA}	$\leqq$ 500 μA

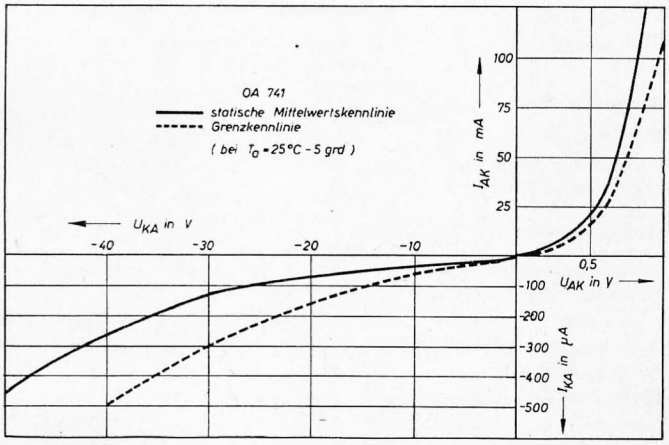
Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd·
Stoßspannung (1 s, Pause $\geqq$ 1 min)	$U_{KA\,imp\,max}$	— 60 V
Spitzenspannung (f $\geqq$ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	— 50 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	— 40 V
Stoßstrom (1 s, Pause $\geqq$ 1 min)	$I_{AK\,imp\,max}$	200 mA
Spitzenstrom (f $\geqq$ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$	200 mA
Durchlaßstrom*	$I_{AK\,max}$	75 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	70 °C

* Bei höheren Temperaturen ist der maximale Durchlaßstrom mit Hilfe folgender Gleichung zu verringern

$$I_{AK\,max}(\Delta T) = I_{AK\,max}(T_o)\left(1 - \frac{\Delta T}{50\,°C}\right)$$

$$\Delta T = T - T_o$$
$$T_o = 20\ °C$$



Kennlinienfeld

Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren

Dipl.-Ing. W. RICHTER

Mitteilung aus der Abteilung Strahlenmeßtechnik der Fakultät Kerntechnik, TH Dresden

Teil 3 und Schluß

Statisches Reststromverhalten

Zur Beurteilung des statischen Reststromverhaltens wurden die Temperaturabhängigkeit und die Zeitabhängigkeit des Reststromes festgestellt (Bilder 23 und 24). Nach dem Einschalten kann der Reststrom mit der Zeit fallen oder steigen; im allgemeinen überwiegt die fallende Tendenz. Als Prototyp könnte man die Kurve des Transistors OC 811, Nr. 11 (Bild 23) ansehen. Jedoch zeigt ein Teil der Transistoren eine ansteigende Tendenz des Reststromes und bei einem noch geringeren Prozentsatz bleibt I_{CEO} praktisch konstant. Bei den kleinen Transistoren OC 810 ··· OC 816 besitzen 90 ··· 100% der

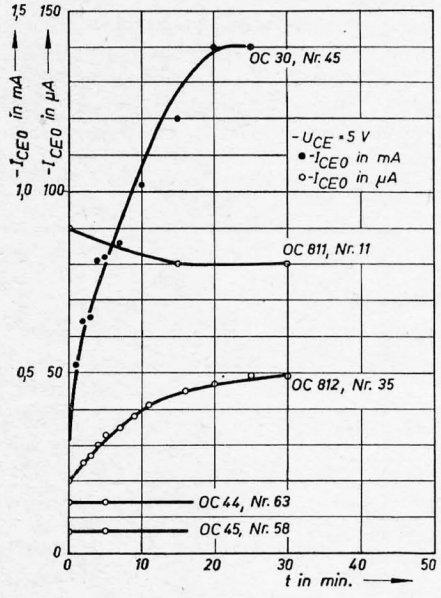


Bild 23: Zeitlicher Verlauf von I_{CEO} nach dem Einschalten

Exemplare einen mit der Zeit fallenden Reststrom. Bei den Leistungstransistoren sind die Verhältnisse wesentlich schlechter.

In der Temperaturabhängigkeit zeigen sich wesentliche Unterschiede in der absoluten Größe und in der Verdoppelungstemperatur, sowohl zwischen den Exemplaren als auch zwischen den Typen. Der Transistor TF 80/30, Nr. 47 ist extrem schlecht, der Transistor OC 30, Nr. 44 besonders gut. Die Transistoren OC 831 zeigten ein merkwürdiges Verhalten, das wahrscheinlich auf technologische Mängel der Herstellung zurückzuführen ist. Die Kurven waren reproduzierbar.

Verdoppelungstemperatur

Unter Verdoppelungstemperatur versteht man die Temperaturerhöhung, bei der sich I_{CEO} verdoppelt. Eingehende Messungen am Typ OC 810 ergaben die im Bild 25 gezeigte Häufigkeitsverteilung.

Schlußfolgerungen aus den Exemplarstreuungen des Reststromes:

1. Ein großer Prozentsatz der Transistoren hat weit geringere Restströme als die Grenzdaten besagen.

2. Ein kleiner Teil der Exemplare ist erheblich schlechter als die Grenzdaten bzw. defekt.

3. Ein Teil der Exemplare zeigt ein statistisches Reststromrauschen (Frequenz bis zu einigen kHz).

4. Durch die Punkte 2 und 3 ist für Netzgeräte mit garantierten guten Daten keine Austauschbarkeit mit den derzeitig erhältlichen Transistoren gegeben.

5. Die Leistungstransistoren waren in jeder untersuchten Hinsicht schlechter als die Vorstufentransistoren.

6. Das Aussuchen der Transistoren muß in zweierlei Richtung erfolgen:

a) Ausschließen der defekten Transistoren und der mit sehr großem Reststrom,

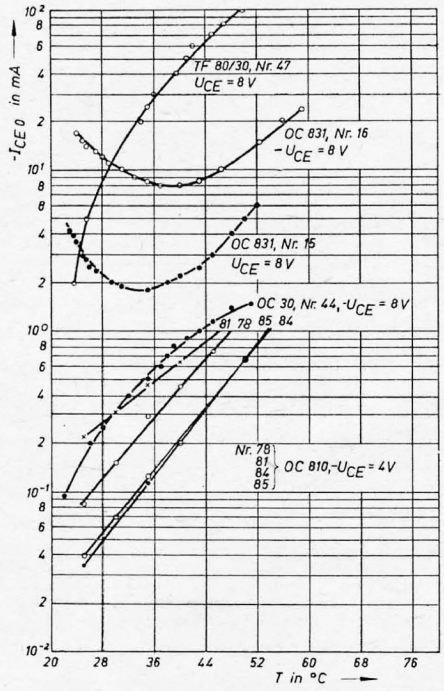


Bild 24: Temperaturabhängigkeit des Reststromes

b) Ausschließen der Transistoren mit unzulässigem Reststromrauschen.

7. Als Beurteilungsmaß für die Güte eines Transistors müßte eine Grenzkurve $I_{CEO\,max} = f(U_{CE})$, bzw. $I_{CEO\,max}$ bei der maximal zulässigen Kollektorspannung festgelegt werden. Diese Methode hat sich in der vorliegenden Arbeit als brauchbar erwiesen, um Transistoren mit zu großen Restströmen, mit zu kleinen maximalen Kollektorspannungen und zum Teil mit Defekten auszuschließen.

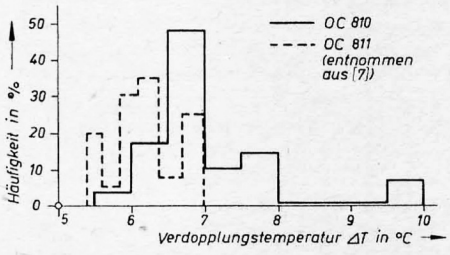


Bild 25: Häufigkeitsverteilung der Verdopplungstemperatur

Vorschläge zur Transistorisierung und Standardisierung von Netzgeräten

Heute gibt es bereits eine große Zahl industriell hergestellter Geräte, die sich in Schaltung, Leistung und Ausgangsspannung unterscheiden.

Vorzugsschaltungen

Die Vorzugsschaltungen wurden bereits behandelt (Bilder 11 ··· 15).

Ausgangsspannungen

Wenn man sich die Daten industriell gefertigter Netzgeräte ansieht, findet man, daß die Ausgangsspannungen zwischen 0 und 100 V liegen. Entsprechend verhalten sich die Betriebsspannungen von angegebenen Schaltungen. So gibt es in der Literatur Schaltungen, die für Betriebsspannungen von 2; 6; 9; 10; 12; 13; 15; 17 oder 24 V und mehr ausgelegt sind. Diese zum größten Teil unnötige Vielfalt kann durch sinnvolle Stufung reduziert werden.

Vorschlag

Betriebsspannung	Toleranz
6 V	+ 1,5 V
12 V	+ 1,5 V
24 V	+ 1,5 V

Der Transistor braucht zum normalen Arbeiten eine Kollektor-Emitter-Spannung von mindestens 0,2 ··· 0,5 V. Es gibt daher

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK, BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE

Dipl.-Phys. SIEGBERT HEISE **25**
und Dipl.-Ing. MANFRED GALOW

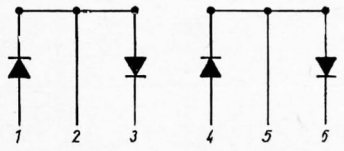
04 A 657 Diodenquartett für Ringmodulatoren

Allgemeines

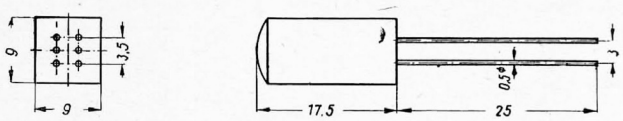
Die Übertragung mehrerer Gespräche zu gleicher Zeit auf Fernmeldeleitungen macht es erforderlich, alle Gespräche, die in dem gleichen Frequenzband liegen, in ein anderes Frequenzband zu verlagern. Diese Frequenzumsetzung wird in der Trägerfrequenztechnik durch eine Amplitudenmodulation erreicht. Moduliert man eine Trägerfrequenz Ω mit einer anderen Frequenz ω mit Hilfe eines nichtlinearen Widerstandes, so entstehen bei der idealen Amplitudenmodulation die Frequenzen $\Omega \pm n\omega$, wobei n die Werte 0, 1, 2, 3 ··· annehmen kann. Für die Übertragung wird im allgemeinen in der Trägerfrequenztechnik nur ein Seitenband ($\Omega + n\omega$ oder $\Omega - n\omega$) benötigt, da in ihm alle Einzelheiten der Nachricht enthalten sind. Durch Verwendung von Filtern können alle unerwünschten Frequenzen unterdrückt werden. Das Diodenquartett 04 A 657 ist für die Trägerfrequenztechnik zur Modulation der Trägerfrequenz mit einer Nachricht vorgesehen. Der Träger soll hierbei unterdrückt werden. Ein Maß für die Güte der Diodenquartette 04 A 657 für Ringmodulatoren ist die Größe der Trägerdämpfung.

Aufbau

Das Diodenquartett 04 A 657 besteht aus vier Germaniumspitzendioden, die in Durchlaßrichtung im Spannungsbreich von 0 bis 1 V einen annähernd gleichen Stromverlauf haben. Die vier Germaniumdioden sind in einem Gehäuse aus Polystyrol untergebracht. Das Gehäuse ist mit einem Kunstharz verschlossen. Die einzelnen Dioden sind entsprechend der auf dem Gehäuse dargestellten Schaltung angeordnet. Das Bauelement besitzt sechs Anschlußdrähte, die es gestatten, das Diodenquartett 04 A 657 sowohl für Ringmodulatoren als auch für Gleichrichtung in Brückenschaltung zu verwenden. Die Anschlußdrähte sind mit den Zahlen 1 bis 6 bezeichnet.



Das Bauelement besitzt eine Masse von etwa 2,5 g.



Maximale Abmessungen des Bauelementes

Statische Werte der Einzeldioden

Umgebungstemperatur		T_a	25 °C — 5 grd.
Durchlaßstrom	bei + 1 V	I_{AK}	7,5 mA ≦ I_{AK} ≦ 12,5 mA
Sperrstrom	bei — 10 V	I_{KA}	≦ 40 µA
Sperrstrom	bei — 40 V	I_{KA}	≦ 300 µA

Grenzwerte der Einzeldioden

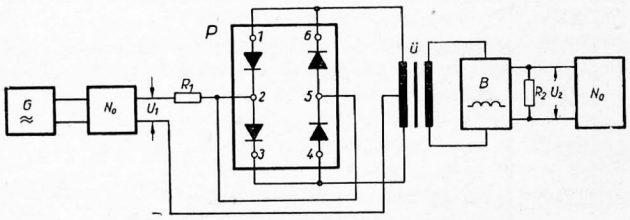
Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\ imp\ max}$	—55	—50 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\ max}$	—50	—45 V
Sperrspanuung	$U_{KA\ max}$	—40	—35 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\ imp\ max}$	100	100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{I}_{AK\ max}$	45	45 mA
Durchlaßstrom	$I_{AK\ max}$	15	3 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\ max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich + 10 °C bis + 60 °C	bei + 1 V	p	2 %/°C
	bei — 10 V	p	5 %/°C

Die verwendeten Begriffe sind radio und fernsehen 13 (1961) definiert

Betriebsdaten

Die Trägerdämpfung a_T beträgt bei U_1 = O N und einer Trägerfrequenz von 6 kHz

$$\geqq 4{,}5\ \text{N}$$



Meßschaltung zur Messung der Trägerdämpfung

G = Generator (6 kHz)
N_0 = Pegelmesser
R_1 = 250 Ω
ü = Differentialübertrager (6000 Ω : 600 Ω bei f = 6 ··· 100 kHz)
P = Prüfling 04 A 657
B = Bandpaß für 6 kHz (Dämpfung bei ≧ 12 kHz; ≧ 6 N)
R_2 = Abschlußwiderstand 600 Ω

Die Trägerdämpfung ergibt sich dann:

$$a_T = \ln \frac{U_1}{U_2} - \ln x$$

a_T = Trägerdämpfung (N)
U_1 = Trägereingangspegel
U_2 = Trägerausgangspegel
ln x = Trägerdämpfung, die durch den Übertrager und den Bandpaß hervorgerufen wird

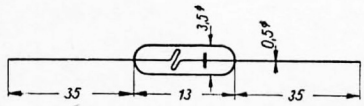
Die Trägerdämpfung durch den Übertrager beträgt 1,15 N.

OA 626 Videodiode

Aufbau

Die OA 626 ist eine Germaniumspitzendiode in Allglasausführung. Die Kristallseite der Diode (Katode) ist durch einen Farbring besonders gekennzeichnet. Masse: etwa 0,5 g.

Abmessungen



Verwendung

Die Diode ist bestimmt zur Gleichrichtung der Bildzwischenfrequenz im Fernsehempfänger. Sie ist als Universaldiode auch überall dort einsetzbar, wo keine hohen Anforderungen an die Größe der Sperrspannung gestellt werden.
Für den Einbau sind die allgemeinen Hinweise von Halbleiterdioden zu beachten.

Paralleltypen

Die OA 626 entspricht in ihren Werten weitgehend der Telefunkendiode OA 160, ein von Tungsram gefertigter Vergleichstyp ist unter der Bezeichnung OA 1160 bekannt.

Anwendung

Bild 1 zeigt eine Schaltung, die häufig zur Gleichrichtung der Bild-ZF und anschließender Verstärkung des Videosignals benutzt wird.

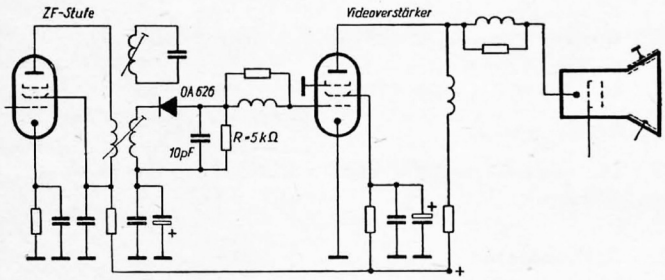


Bild 1: Videostufe

Bei der angegebenen Polung der Diode tritt an R = 5 kΩ eine negative Richtspannung auf (Bild 2), so daß nach der Verstärkung der Videospannung durch den Videoverstärker die Bildröhre an der Katode ausgesteuert werden muß.
Der Videoverstärker muß als Gleichspannungsbreitbandverstärker ausgeführt werden, da Frequenzen von 0 ··· 5 MHz übertragen werden sollen.

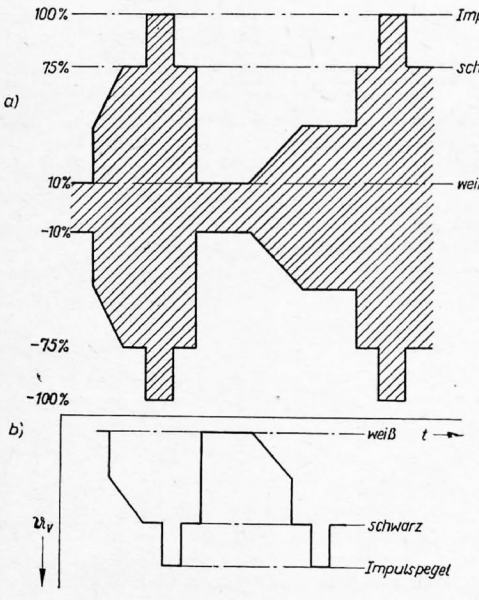


Bild 2:
a) amplitudenmodulierte ZF
b) gleichgerichtete ZF

Die Prüfung der Diode hinsichtlich der Richtspannungsabhängigkeit erfolgt mit der Meßschaltung nach Bild 3. Für eine HF-Eingangsspannung von 1 V_{eff} muß die Richtspannung ≧ 0,7 V sein.

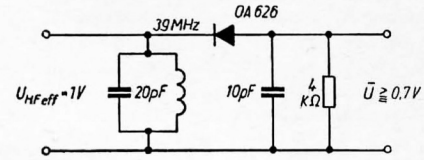


Bild 3: Schaltung zur Messung der Richtspannung

Impulsverhalten der OA 626

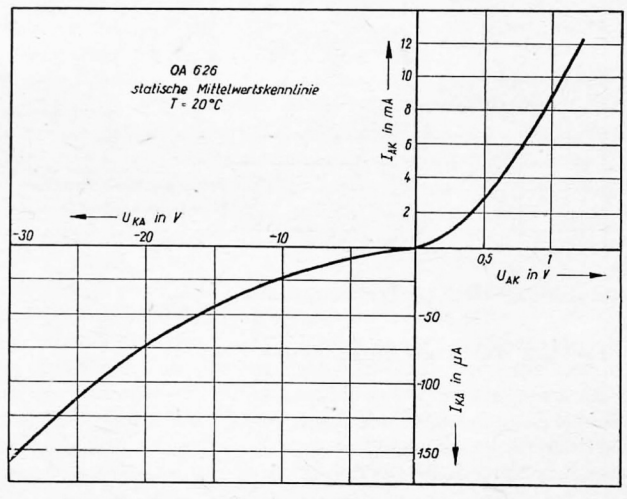
Es wurde die Sperrträgheit der Diode untersucht, die bei Impulsbetrieb von Bedeutung ist.
Die Diode wurde von einen Durchlaßstrom von 30 mA mit Rechteckimpulsen der Flankensteilheit ≦ 0,1 µs auf eine Sperrspannung von 35 V getastet.
Die Folgefrequenz betrug 50 kHz, das Tastverhältnis 1 : 1. Der als Ausgleichvorgang fließende Sperrstrom wurde auf dem Oszillografenschirm beobachtet. Nach 0,5 µs fließt ein Sperrstrom von ≦ 500 µA, der nach 3,5 µs auf einen Wert von ungefähr 300 µA abklingt. Dieser Strom von 300 µA ist bedingt durch die niedrige Sperrspannung, die bei maximal zulässigem statischem Sperrstrom an die Diode gelegt werden kann.

Statische Werte und Betriebsdaten

Umgebungstemperatur		T_a	20	°C
Durchlaßstrom	bei + 1 V	I_{AK}	≧ 3	mA
Sperrstrom	bei — 10 V	I_{KA}	≦ 100	µA
	bei — 20 V	I_{KA}	≦ 500	µA
Richtspannung		$\bar{U}$	≧ 0,7	V

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\ imp\ max}$	—27	—27 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\ max}$	—24	—24 V
Sperrspannung	$U_{KA\ max}$	—20	—20 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\ imp\ max}$	100	100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\ max}$	45	45 mA
Durchlaßstrom	$I_{AK\ max}$	20	4
Sperrschichttemperatur	$T_{j\ max}$	75	°C
mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich 10 ··· 60 °C			
bei + 1 V	p	2	%/°C
bei — 10 V	p	5	%/°C



Kennlinienfeld

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Allgemeine Einbauhinweise und vorläufige Lötvorschriften für Halbleiter

Halbleiterbauelemente sind auf Grund ihrer Empfindlichkeit gegenüber thermischen Überlastungen sowohl bei ihrer Verwendung in Schaltung als auch bei ihrem Einbau besonders schützend zu behandeln. Bei der Dimensionierung einer Schaltung kommt es darauf an, die Verlustleistung des Halbleiterbauelementes unter Beachtung der Umgebungstemperaturen und der angegebenen Kühlbedingungen in den jeweils angegebenen Grenzen zu halten. Dadurch wird die maximale Sperrschichttemperatur nicht überschritten. Beim Einbau der Halbleiterbauelemente muß man darauf achten, daß durch die meist angewendete Löttechnik keine äußeren thermischen Einflüsse direkt oder indirekt zerstörend auf die Bauelemente einwirken können. Weiterhin müssen auch mechanische Beanspruchungen während des Einbaues und bei der Verwendung in Geräten, ebenso wie bei der Röhrentechnik beachtet werden. Mechanische und äußere thermische Überanspruchungen können dazu führen, daß neben direkten mechanischen Unterbrechungen der zum Kristall führenden Zuleitungen die hermetisch abgeschlossenen Halbleiterbauelemente undicht werden und somit äußere klimatische Einflüsse direkt oder in absehbarer Zeit auf die Oberfläche der Kristalle einwirken können. Dadurch werden oftmals die Bauelemente so beeinflußt, daß sie nicht mehr funktionstüchtig sind.

Die im folgenden beschriebenen Einbauhinweise und vorläufigen Lötvorschriften sollen dazu dienen, dem Verbraucher unserer Bauelemente einige Beispiele für die zweckmäßigste Behandlung zu geben. Bei Beachtung der allgemeinen Hinweise können daraus technologische Vorschriften für die Weiterverarbeitung abgeleitet werden. (Siehe auch die hierfür gültigen bzw. in Bearbeitung befindlichen TGL.)

Außer bei Leistungsbauelementen werden für alle anderen Bauelemente Drahtlängen angegeben, die nur bei einwandfreier zusätzlicher Wärmeableitung bei Lötvorgängen noch weiter gekürzt werden dürfen, wobei darauf hingewiesen werden muß, daß nur bis zu dieser minimal angegebenen Drahtlänge eine Verzinnung der Anschlußdrähte von uns gewährleistet wird. Die Temperatur an der Glasdurchführung darf 100 °C nicht übersteigen.

Wegen der meist vorkommenden Verwendung in Verbindung mit gedruckten Schaltungen beziehen sich die Anwendungsbeispiele auf solche. Bei andersartigem Einsatz sind die Bedingungen entsprechend einzuhalten, ohne daß durch die vorliegenden Beispiele die mannigfaltigen anderen Möglichkeiten eingeschränkt werden sollen.

Es bedeuten

a = Mindestabstand einer Drahtbiegung von der Glasdurchführung

$b_1 + b_2$ = Mindestabstand der Lötstelle bei Lötvorgängen ohne zusätzliche Wärmeableitung

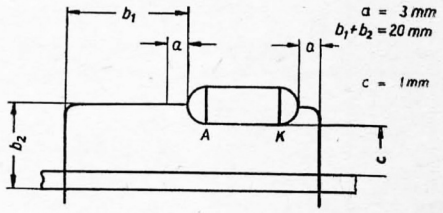
c = Abstand des Bauelementes von der Leiterplatte bei Tauchlötung

r = Biegeradius des Anschlußdrahtes (bis zu 120°) nach dem Mindestabstand a

d = Drahtdurchmesser

Gleichrichter und Zenerdioden

OY 100 ··· OY 104



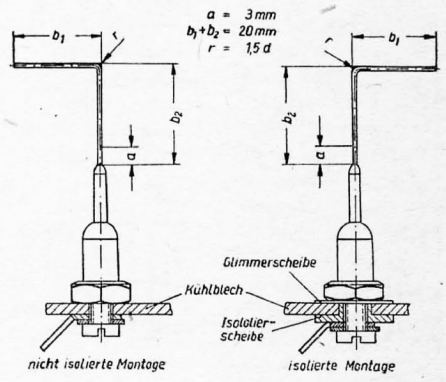
Einbauhinweise für die Gleichrichter OY 100 ··· OY 104

Löttemperatur und -zeit
bei Kolbenlötung bis zu 250 °C max 4 s
bei Tauchlötung bis zu 250 °C max 4 s
bis zu 350 °C max 2 s

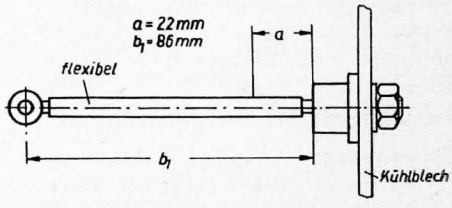
$b_1 + b_2$ gilt für beide Seiten des koaxialen Anschlusses

OY 110 ··· OY 114; OY 910 ··· OY 917; ZL 910/6 ··· ZL 910/16

Einbauhinweise für die Gleichrichter OY 110 ··· OY 114, OY 911 ··· OY 917 und für die Zenerdioden ZL 910 6 bis ZL 910/16
Bei den Typen OY 910 ··· OY 917 und ZL 910/6 ··· ZL 910/16 tritt anstelle der Zylinderschrauben eine Mutter, die auf den bei diesen Typen befindlichen Gewindebolzen aufgeschraubt wird



OY 120 ··· OY 125



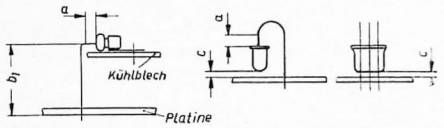
Einbauhinweisefür die Gleichrichter OY 120 ··· OY 125

Transistoren

OC 810 ··· OC 818; OC 820 ··· 823

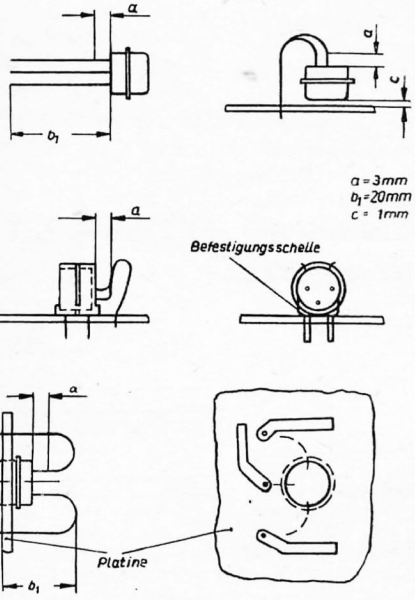


Einbauhinweise für die Transistoren OC 810 ··· OC 818 und OC 820 bis OC 823



Löttemperatur und -zeit
bei Kolbenlötung bis zu 250 °C max 4s
bei Tauchlötung bis zu 250 °C max 4s
bis zu 350 °C max 2s
Kühlschelle nach Zeichnungsnummer

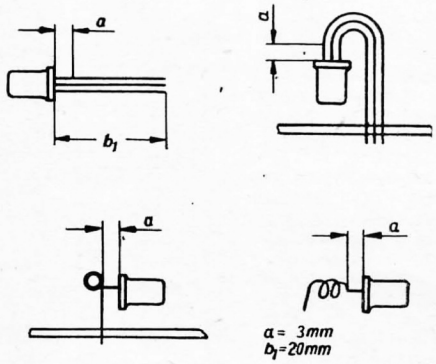
OC 824 ··· 829; OC 881 ··· 883



Einbauhinweise für die Transistoren OC 824 ··· OC 829 und OC 881 bis OC 883

Bei 1 und 2 wird der Transistor nach der Tauchlötung in die Befestigungsschelle bzw. in die Platinenöffnung geschoben.

OC 870 ··· OC 872

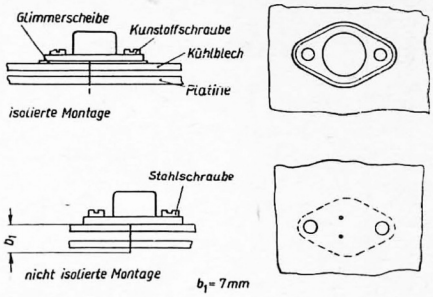


Einbauhinweise für die Transistoren OC 870 ··· OC 872

Löttemperatur und -zeit
bei Kolbenlötung bis zu 250 °C max 4s
bei Tauchlötung bis zu 250 °C max 4s
bis zu 350 °C max 2s } $b_1 = 20$ mm
bis zu 200 °C max 4s
bis zu 300 °C max 2s } $b_1 = 15$ mm

OC 830 ··· OC 833; OC 835 ··· OC 838

Löttemperatur bis zu 250 °C max 4s
bis zu 300 °C max 2s



Einbauhinweise für die Transistoren OC 830 ··· OC 833 und OC 835 bis OC 838

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK, BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE

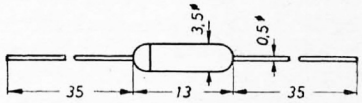
Fortsetzung aus radio und fernsehen 17 (1961) S. 544

OA 780 Germanium-Golddrahtdiode

Aufbau

Golddrahtdiode in Allglasausführung mit einem großen Verhältnis von Sperr- zu Durchlaßwiderstand für Schaltzwecke. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p.

Abmessungen



Statische Werte

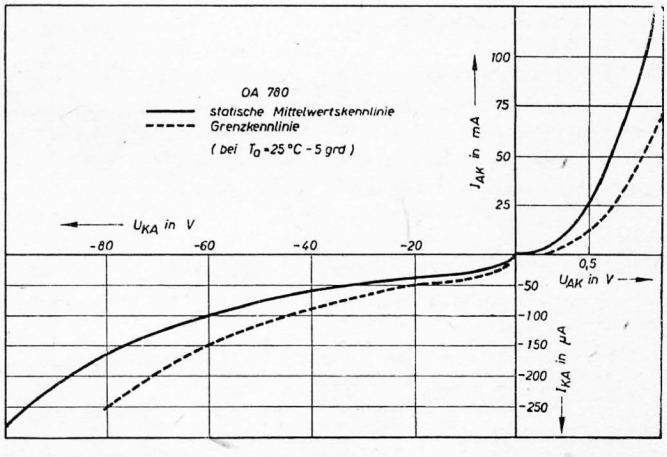
Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd.
Durchlaßspannung bei 75 mA	U_{AK}	$\leqq$ 1 V
Sperrstrom bei — 10 V	I_{KA}	$\leqq$ 50 μA
Sperrstrom bei — 80 V	I_{KA}	$\leqq$ 250 μA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	25 °C — 5 grd.
Stoßspannung (1 s, Pause $\geqq$ 1 min)	$U_{KA\,imp\,max}$	— 100 V
Spitzenspannung (f $\geqq$ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	— 95 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	— 80 V
Stoßstrom (1 s, Pause $\geqq$ 1 min)	$I_{AK\,imp\,max}$	200 mA
Spitzenstrom (f $\geqq$ 25 Hz)	$i_{AK\,max}$	150 mA
Durchlaßstrom*	$I_{AK\,max}$	50 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	70 °C

* Bei höheren Temperaturen ist der maximale Durchlaßstrom mit Hilfe folgender Gleichung zu verringern

$$I_{AK\,max}(\Delta_T) = I_{AK\,max}(T_o)\left(1 - \frac{\Delta T}{50\,°C}\right) \qquad \Delta T = T - T_o,\ T_o = 20\,°C$$



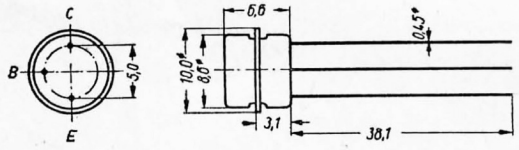
Kennlinienfeld

In Anlehnung an die Vorinformation in radio und fernsehen 20 (1960) sollen im folgenden die Transistortypen OC 824 ··· OC 829 mit ihren endgültigen Daten veröffentlicht werden.

OC 824 Germanium–pnp–Flächentransistor

Verwendung

Transistor für NF-Stufen kleiner Leistung, für Vor- und Treiberstufen in NF-Verstärkern, für Steuer- und Regelzwecke und für Oszillatoren.



Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorstrom $-I_{CBO} = 15\ \mu A$ ($-U_{CB} = 6\ V$, $-I_E = 0$)
$-I_{CEO} = 800\ \mu A$ ($-U_{CE} = 6\ V$, $-I_B = 0$)

Dynamische Meßwerte

Grenzfrequenz in Basisschaltung
bei ($-U_{CB} = 6\ V$, $-I_C = 2\ mA$) $f_\alpha \geqq 300\ kHz$

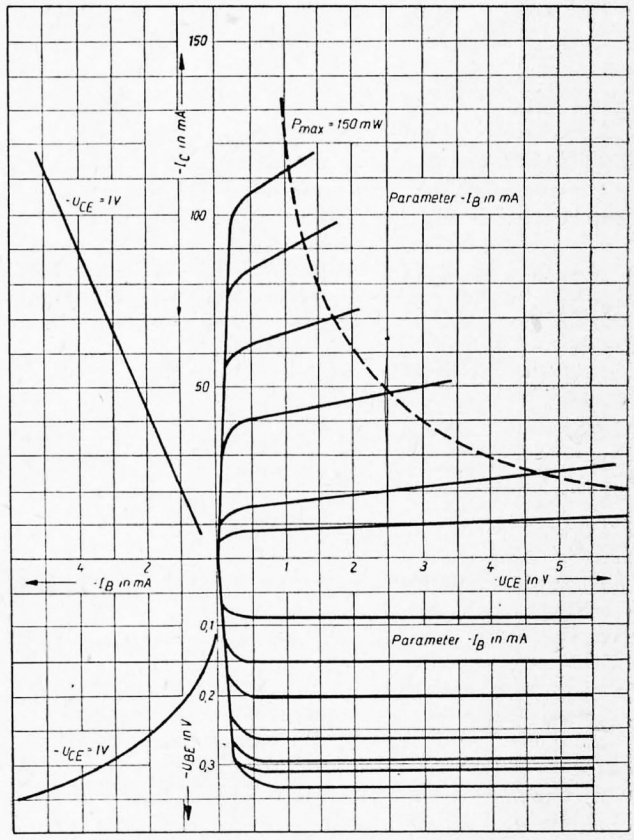
Emitterschaltung

Meßfrequenz 1 kHz
(Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6\ V$, $-I_C = 2\ mA$)

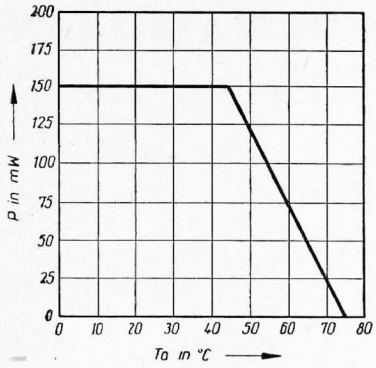
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	$\leqq 2{,}5\ k\Omega$
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	$\leqq 30 \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	$\geqq 10 \cdots 40$
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	$\leqq 200\ \mu S$
Mittlere Leistungsverstärkung bei ($-U_{CE} = 6\ V$, $-I_C = 1\ mA$, $R_L = 20\ k\Omega$)	$G_{p\,max}$	$= 32\ dB$
Rauschfaktor bei ($-U_{CE} = 1\ V$, $-I_C = 1\ mA$, $f = 1\ kHz$, $\Delta f = 1\ kHz$, $R_g = 500\ \Omega$)	F	$\leqq 25\ dB$

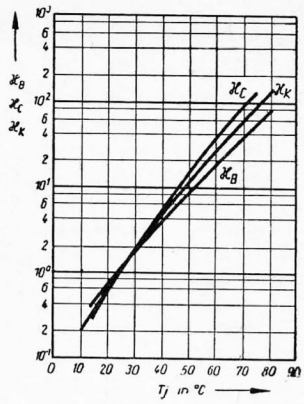
Grenzwerte (bei $T_a = 45\ °C$)

Emitterstrom	$I_{E\,max}$	$= 150$	mA
Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	$= 150$	mA
Emitterspannung	$-U_{BE\,max}$	$= 10$	V
Kollektorspannung (bei $R_{BE} = 1\ k\Omega$)	$-U_{CE\,max}$	$= 20$	V
Verlustleistung	P_{max}	$= 150$	mW
Wärmewiderstand	k_1	$= 0{,}2$	$\frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	$= 75$	°C



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung





Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ Tj}{(I_{CBO})\ Tj = 25\ °C}$$

$$\varkappa_K = \varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\ Tj}{(I_{CEO})\ Tj = 25\ °C}$$

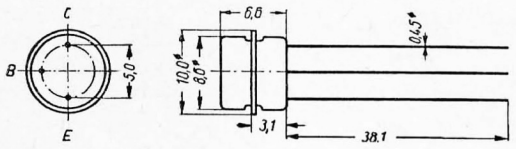
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur (rechts)

Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme (links)

OC 825 Germanium–pnp–Flächentransistor

Verwendung

Transistor für Endstufen mittlerer Leistung, für Vor- und Treiberstufen, für Steuer- und Regelzwecke und für Oszillatoren mittlerer Leistung.



Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\ \mu A$ ($-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 0$)

$-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$ ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_B = 0$)

Kollektorrestspannung

$-U_{CEO} \leqq 0{,}55$ V ($-I_C = 150$ mA, $U_{CB} = 0$)

Großsignalverstärkung

$-I_B \leqq 0{,}5$ mA ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 10$ mA)

$-U_{BE} \leqq 0{,}25$ V ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 10$ mA)

$-I_B \leqq 10$ mA ($-U_{CE} = 0{,}7$ V, $-I_C = 150$ mA)

$-U_{BE} \leqq 0{,}5$ V ($-U_{CE} = 0{,}7$ V, $-I_C = 150$ mA)

Dynamische Meßwerte

Grenzfrequenz in Basisschaltung
($-U_{CB} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA) $f_\alpha \geqq 300$ kHz

Emitterschaltung

Meßfrequenz 1 kHz
Arbeitspunkt ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA)

Eingangswiderstand
(Ausgang kurzgeschlossen) $h_{11e} \leqq 2{,}5$ kΩ

Spannungsrückwirkung
(Eingang offen) $h_{12e} \leqq 30 \cdot 10^{-4}$

Stromverstärkungsfaktor
(Ausgang kurzgeschlossen) $h_{21e} \geqq 20$

Ausgangsleitwert
(Eingang offen) $h_{22e} \leqq 200\ \mu S$

Mittlere Leistungsverstärkung
bei ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 1$ mA, $R_L = 20$ kΩ) $G_{p\,max} = 40$ dB

Rauschfaktor
bei ($-U_{CE} = 1$ V, $-I_C = 1$ mA, $f = 1$ kHz, $\Delta f = 1$ kHz, $R_g = 500\ \Omega$) $F \leqq 25$ dB

Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen

I ≙ $h_{21e} = 20 \cdots 32$

II ≙ $h_{21e} = 32 \cdots 50$

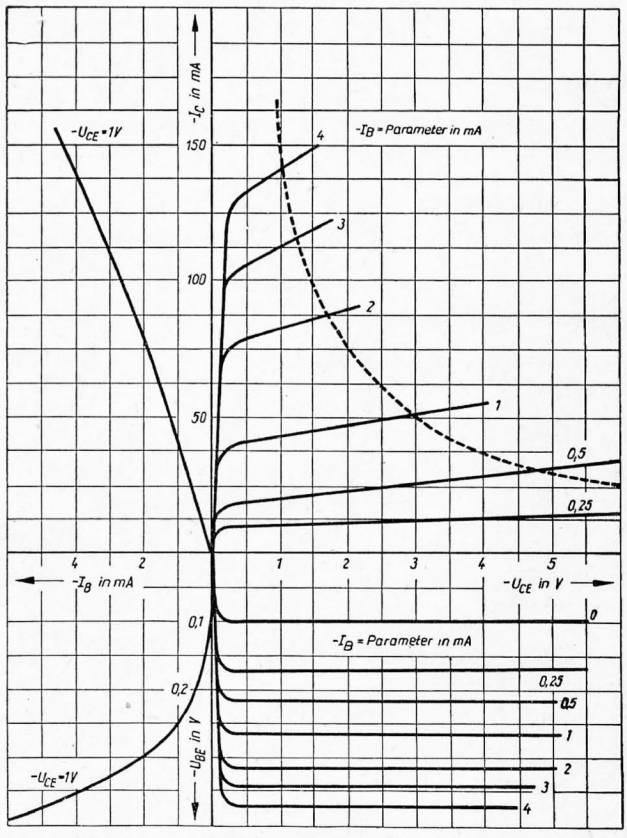
III ≙ $h_{21e} = 50 \cdots 80$

IIII ≙ $h_{21e} \geqq 80$

Toleranz: ± 10% des jeweiligen Grenzwertes

Grenzwerte (bei $T_a = 45$°C)

Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150	mA
Kollektorspannung (bei $R_{BE} = 1$ kΩ)	$-U_{CE\,max}$	= 20	V
Verlustleistung	P_{max}	= 150	mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2	°C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75	°C

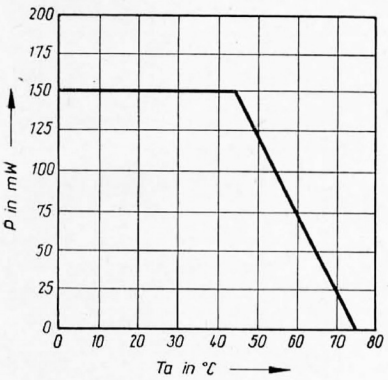


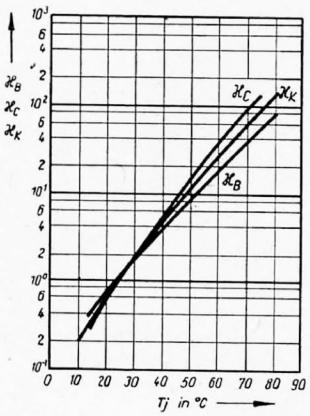
Mttleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Wird fortgesetzt

OC 825 Germanium-pnp-Flächentransistor

Fortsetzung von Heft 23 (1961)





Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ Tj}{(I_{CBO})\ Tj = 25\ °C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\ Tj}{(I_{CEO})\ Tj = 25\ °C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\ Tj}{(I_{COK})\ Tj = 25\ °C}$$

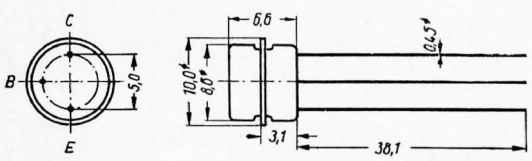
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur (links)

Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme (rechts)

OC 826 Germanium–pnp–Flächentransistor

Verwendung

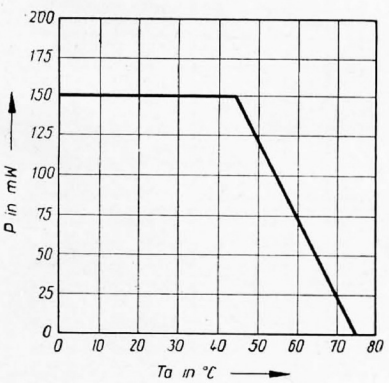
Rauscharmer Transistor für NF-Vorverstärkerstufen



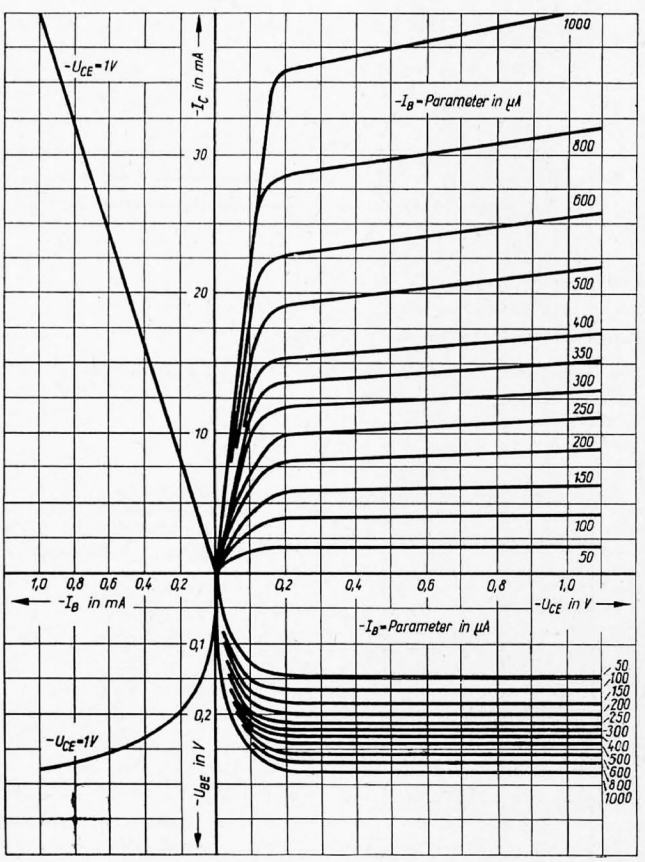
Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben.



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\,\mu A$ ($-U_{CB} = 6$ V, $-I_E = 0$)
$-I_{CEO} \leqq 800\,\mu A$ ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_B = 0$)

Dynamische Meßwerte

Grenzfrequenz in Basisschaltung
($U_{CB} = 6$ V, $I_C = 2$ mA) $f_\alpha = 300$ kHz

Emitterschaltung

Meßfrequenz f = 1 kHz
(Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	$\leqq 2{,}5$ kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	$\leqq 30 \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	$\geqq 20$
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	$\leqq 200\,\mu S$
Mittlere Leistungsverstärkung bei ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 1$ mA, $R_L = 20$ kΩ)	$G_{p\,max}$	$= 40$ dB
Rauschfaktor bei ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 1$ mA, f = 1 kHz, $\Delta f = 1$ kHz, $R_g = 500\,\Omega$)	F	$\leqq 10$ dB

Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen

I = $h_{21e} = 20 \cdots 32$
II = $h_{21e} = 32 \cdots 50$
III = $h_{21e} = 50 \cdots 80$
IIII = $h_{21e} \geqq 80$

Toleranz: ± 10% des jeweiligen Grenzwertes

Grenzwerte für Ta = 45 °C

Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150	mA
Kollektorspannung bei $R_{BE} = 1$ kΩ	$-U_{CE\,max}$	= 20	V
Verlustleistung	P_{max}	= 150	mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2	°C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75	°C

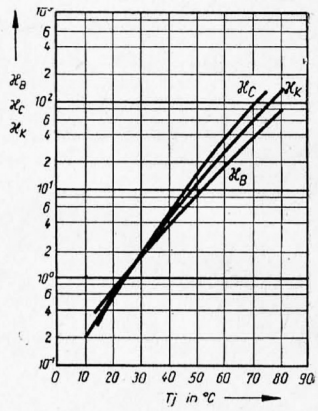
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ Tj}{(I_{CBO})\ Tj = 25\,°C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\ Tj}{(I_{CEO})\ Tj = 25\,°C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\ Tj}{(I_{COK})\ Tj = 25\,°C}$$

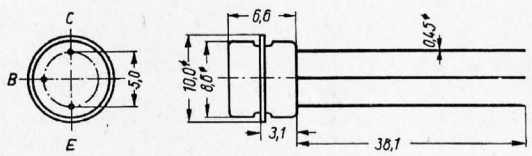


Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

OC 827 Germanium – pnp – Flächentransistor

Verwendung

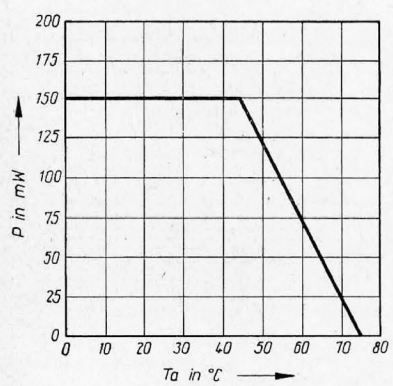
Rauscharmer Transistor für Anfangsstufen hochwertiger NF-Vorverstärker



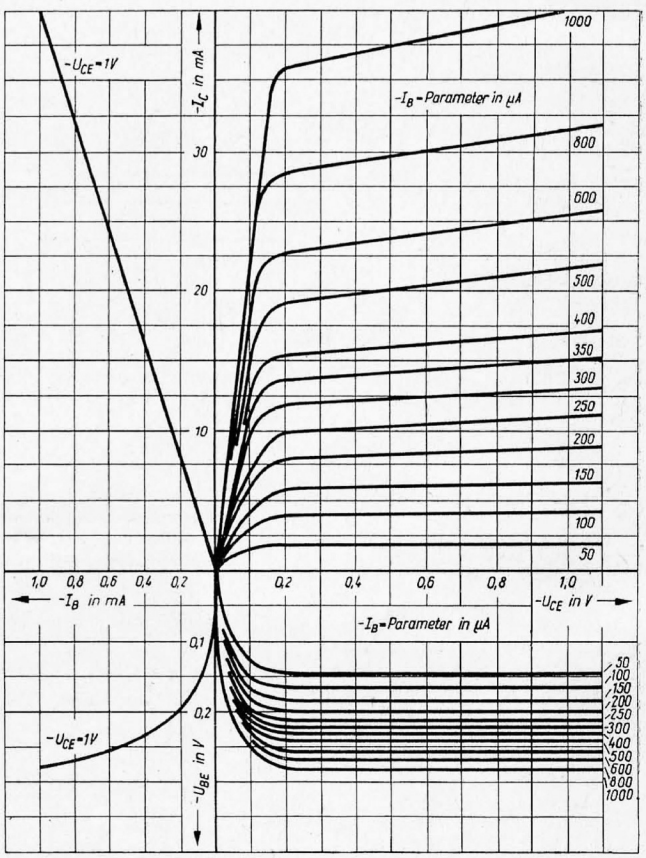
Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22$ °C ± 2 °C angegeben.



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

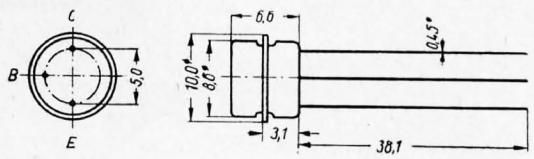


Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung

OC 828 Germanium–pnp–Flächentransistor

Verwendung

Transistor für 30-V-Schalteranwendungen



Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben

Statische Werte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\ \mu A$ $(-U_{CB} = 6\ V,\ -I_C = 0)$

$-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$ $(-U_{CE} = 6\ V,\ I_B = 0)$

Großsignalverstärkung

$-I_B \leqq 10\ mA$

$-U_{CE} = 0{,}7\ V,\quad I_C = 150\ mA$

$-U_{BE} \leqq 0{,}5\ V$

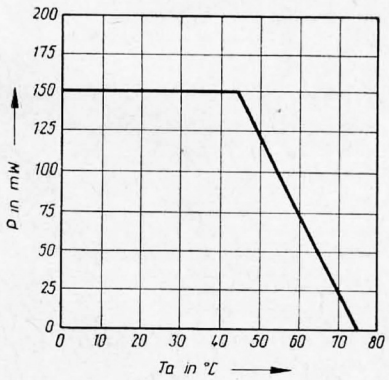
Kollektorrestspannung

$-U_{CEO} \leqq 0{,}55\ V$ $(-I_C = 150\ mA)$ $U_{CB} = 0$

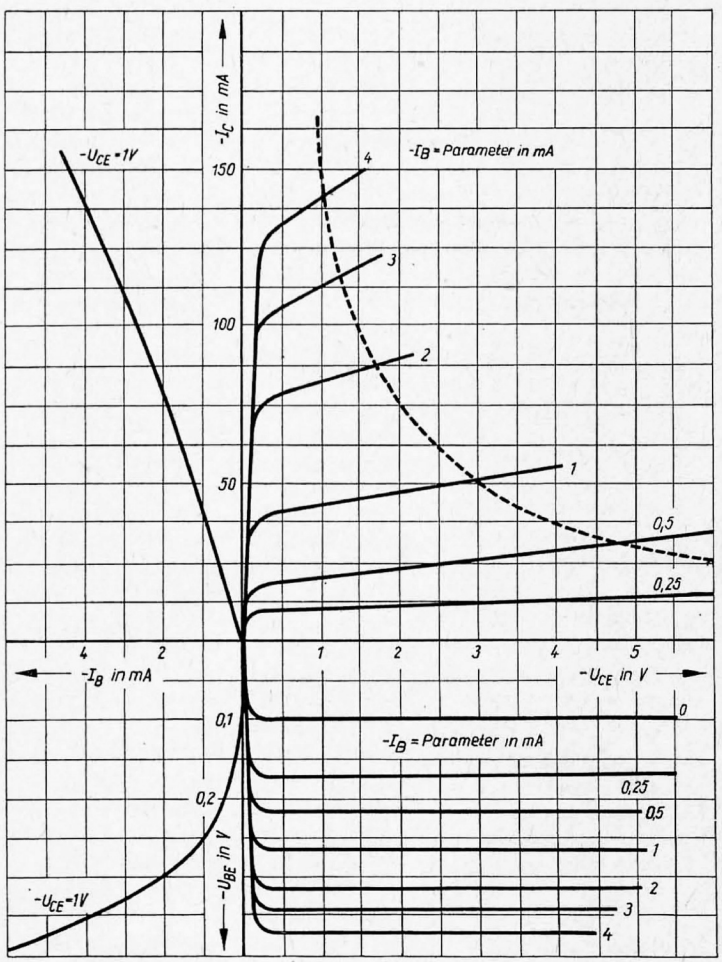
Dynamische Werte

Grenzfrequenz in Basisschaltung

$(-U_{CB} = 6\ V, -I_C = 2\ mA)$ $f_\alpha \geqq 300\ kHz$



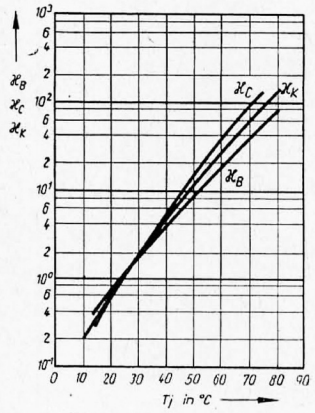
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ◀



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung ▶

Grenzwerte für Ta = 45 °C

Emitterstrom	$-I_{E\,max}$	= 150	mA
Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150	mA
Emitterspannung	$-U_{BE\,max}$	= 10	V
Kollektorspannung bei (R_{BE} = 1 kΩ)	$-U_{CE\,max}$	= 33	V
Verlustleistung	P_{max}	= 150	mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2	°C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75	°C



Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\ °C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\ °C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\ T_j}{(I_{COK})\ T_j = 25\ °C}$$

OC 827 Germanium-pnp-Flächentransistor

Fortsetzung von Heft 1 (1962)

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\ \mu A$ ($-U_{CB}$ = 6 V, $-I_E$ = 0)
$-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$ ($-U_{CE}$ = 6 V, $-I_B$ = 0)

Dynamische Meßwerte

Grenzfrequenz in Basisschaltung ($-U_{CB}$ = 6 V, I_C = 2 mA)	f_α	≧ 300 kHz
Emitterschaltung		
Meßfrequenz f = 1 kHz (Arbeitspunkt $-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 2 mA)		
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	≦ 2,5 kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	≦ 30 · 10⁻⁴
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	≧ 20
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	≦ 200 μS
Mittlere Leistungsverstärkung bei ($-U_{CE}$ = 1 V, $-I_C$ = 1 mA, R_L = 20 kΩ)	$G_{p\,max}$	= 40 dB
Rauschfaktor bei ($-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 1 mA, f = 1 kHz, Δf = 1 kHz, R_g = 500 Ω)	F	≦ 5 dB

Grenzwerte für Ta = 45 °C

Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150	mA
Kollektorspannung bei R_{BE} = 1 kΩ	$-U_{CE\,max}$	= 20	V
Verlustleistung	P_{max}	= 150	mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2	°C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75	°C

Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen

I ≙ h_{21e} = 20 ··· 32
II ≙ h_{21e} = 32 ··· 50
III ≙ h_{21e} = 50 ··· 80
IIII = h_{21e} ≧ 80

Toleranz: ± 10% des jeweiligen Grenzwertes

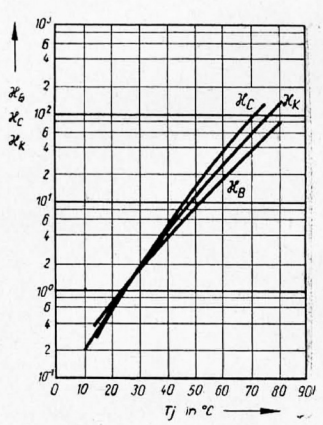
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\ °C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\ °C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\ T_j}{(I_{COK})\ T_j = 25\ °C}$$

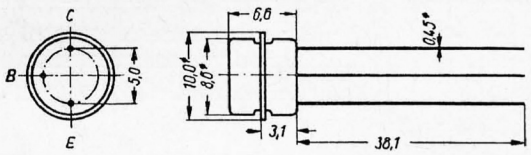


Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

OC 829 Germanium – pnp – Flächentransistor

Verwendung

Transistor für 60-V-Schalteranwendung



Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben

Statische Werte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\ \mu A$ ($-U_{CB} = 6$ V, $-I_E = 0$)

$-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$ ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_B = 0$)

Großsignalverstärkung

$-I_B \leqq 10$ mA ($-U_{CE} = 0{,}7$ V, $-I_C = 150$ mA)

$-U_{BE} \leqq 0{,}5$ V

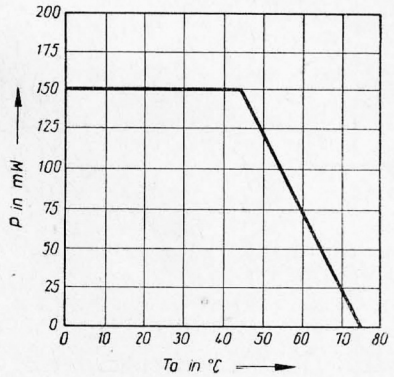
Kollektorrestspannung

$-U_{CEO} \leqq 0{,}55$ V ($I_C = 150$ mA, $U_{CB} = 0$)

Dynamische Werte

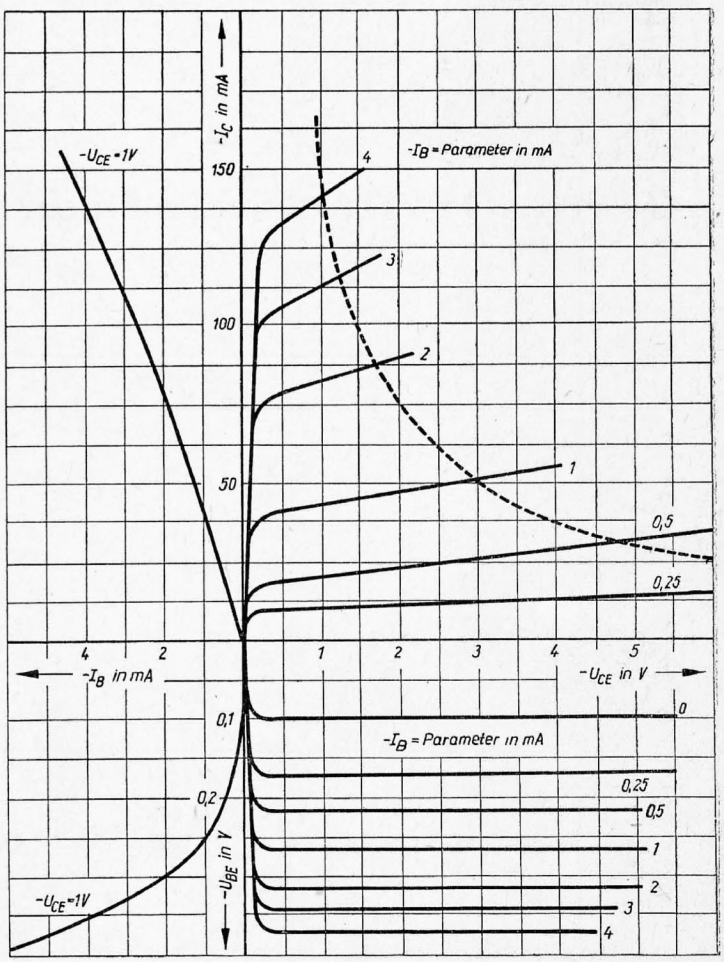
Grenzfrequenz in Basisschaltung

($-U_{CB} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA) f_α $\geqq 300$ kHz



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur und bei Montage mit Befestigungsschelle auf Schaltungsplatinen oder Chassis

◀



▶

Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung (Verlustleistungshyperbel gilt nur für Montage mit Befestigungsschelle)

Grenzwerte für Ta = 45 °C

Emitterstrom	$I_{E\,max}$	= 150	mA
Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 135	mA
Emitterspannung	$-U_{BE\,max}$	= 10	V
Kollektorspannung bei (R_{BE} = 1 kΩ)	$-U_{CE\,max}$	= 66	V
Verlustleistung	P_{max}*	= 150	mW
Wärmewiderstand	k_1*	= 0,2	°C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75	°C

* mit Befestigungsschelle und Montage auf Schaltungsplatinen oder Chassis (ohne Befestigungsschelle P_{max} = 120 mW)

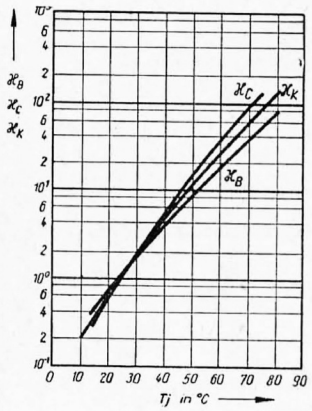
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\ °C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\ °C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\ T_j}{(I_{COK})\ T_j = 25\ °C}$$

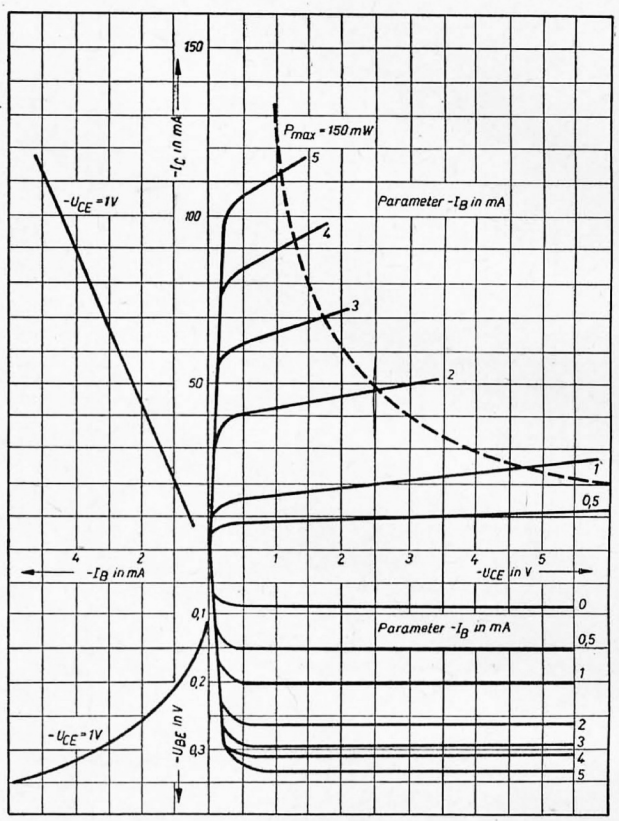


Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Ergänzung zu Halbleiterinformationen (27); radio und fernsehen 23 (1961) S. 737

Vollständiges mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung des Germanium-pnp-Flächentransistors OC 824

(Verlustleistungshyperbel gilt nur für Montage mit Befestigungsschelle)



OY 911...OY 917 Silizium-Flächengleichrichter (Vorinformation)

Typ		OY 911	OY 912	OY 913	OY 914	OY 915	OY 916	OY 917
Statische Kenndaten								
U_{KA}	in V	100	200	300	400	500	600	700
U_{AK} (bei I_{AK} = 1 A)	in V			1,2				
Dynamische Kenndaten								
Nenngleichstrom I_{AK}	in A			1				
Nennspannung U_1	in V_{eff}							
bei Widerstandsbelastung		60	125	200	250	320	380	440
bei Belastung mit Gegenspannung		30	60	100	125	160	190	220
Grenzwerte								
$U_{KA\,max}$	in V	100	200	300	400	500	600	700
$U_{ka\,max}$	in V	100	200	300	400	500	600	700
$I_{ak\,max}$ (bei Ta = 50 °C)	in A			5				
$T_{j\,max}$	in °C			+ 120				
T_a	in °C			— 55 + 100				

DIPL.-ING. MAX KUNERT

Als erster Silizium-Gleichrichter eigener Produktion für die Gerätestromversorgung kommt der 1-A-Silizium-Gleichrichter der Spannungsklassen OY 911 ··· OY 917 in der DDR auf den Markt. Zur Information der Anwender sollen hier die vorläufigen Kennwerte der Gleichrichter und wichtige Hinweise für ihren praktischen Einsatz angegeben werden.
Zur Einführung in die Grundbegriffe über Kristallflächengleichrichter sei auf den Artikel „Das Wichtigste über Germanium- und Silizium-Gleichrichter" von E. Bottke in „radio und fernsehen" 18 (1961) und 19 (1961) hingewiesen.

OY 911 ··· OY 917 Silizium-Gleichrichter (Vorläufige Daten, Änderungen vorbehalten)

Mechanische Werte

Masse ohne Scheibe und Mutter etwa 2,2 g
Schüttelfestigkeit mindestens 10 g
Stoßfestigkeit mindestens 50 g

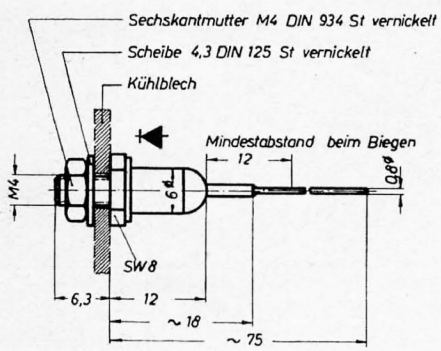


Bild 1: Abmessungen

Thermische Werte

	OY 911	OY 912	OY 913	OY 914	OY 915	OY 916	OY 917
Maximale Sperrschichttemperatur in °C	120						
Umgebungstemperatur in °C	—55 ··· +100						
Maximaler innerer Wärmewiderstand in °C/W	20						

Elektrische Werte

Nennwerte

Bei Einwegschaltung, 50 °C Umgebungstemperatur und vertikalem Aluminium-Kühlblech 80 × 80 × 2 mm³ in ruhender Luft

	OY 911	OY 912	OY 913	OY 914	OY 915	OY 916	OY 917
Ohmsche Belastung							
Nenngleichstrom[1] in A	1						
Nennsperrspannung[2] in V	60	125	200	250	320	380	440
Kapazitive Belastung							
Nenngleichstrom[1] in A	0,75						
Nennsperrspannung[2] in V	30	60	100	125	160	190	220
Minimaler Schutzwiderstand in Ω	2	4	6	8	10	12	14
Maximale Kapazität in µF	1000	600	400	300	250	200	200

[1]) Bei einer Umgebungstemperatur über 50 °C Reduzierung des Nenngleichstroms nach Bild 4.

[2]) 10% Überspannung zulässig. Bei einer Umgebungstemperatur unter 20 °C Reduzierung der Nennsperrspannung nach Bild 5.

Grenzwerte

	OY 911	OY 912	OY 913	OY 914	OY 915	OY 916	OY 917
Bei 25 °C — 5 grd Oberflächentemperatur							
Minimale Durchbruchsspannung mindestens in V	150	300	450	600	750	900	1050
Maximale Spitzenspannung Maximale Gleichsperrspannung[3]) in V	100	200	300	400	500	600	700
Bei 50 °C Umgebungstemperatur							
Maximaler Spitzenstrom[4]) in A	5						
Maximaler Stoßstrom in A	16[5]) 28[6])						

[3]) Bei einer Umgebungstemperatur unter 20 °C Spannungsreduzierung nach Bild 5.

[4]) Bei einer Umgebungstemperatur über 50 °C Stromreduzierung nach Bild 4.

[5]) Rechteckimpuls } Impulsdauer maximal 5 ms, Impulsabstand
[6]) Dreieckimpuls } mindestens 2 s.

Meßwerte

	OY 911	OY 912	OY 913	OY 914	OY 915	OY 916	OY 917
Maximaler Sperrstrom (zeitlich linearer Mittelwert über eine Periode) bei sinusförmigen Sperrspannungshalbwellen von 50 Hz mit der maximalen Spitzenspannung als Amplitude und bei 115 °C—5 grd Oberflächentemperatur in mA	0,5						
Maximale Durchlaßspannung bei 1 A Durchlaßstrom und 25 °C — 5 grd Oberflächentemperatur in V	1,2						

Bild 2: Mittlere Durchlaßkennlinie a) bei 25 °C b) bei 120 °C Oberflächentemperatur

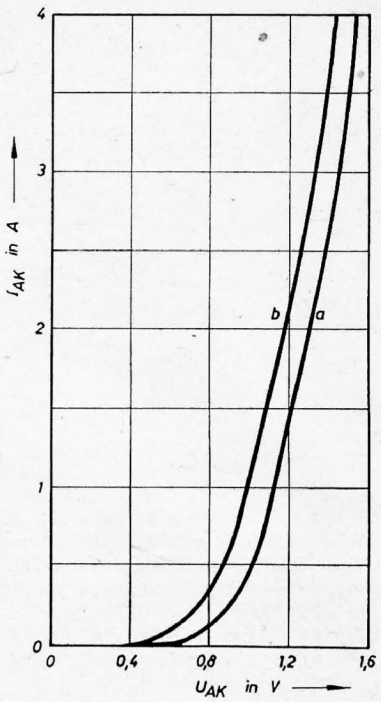
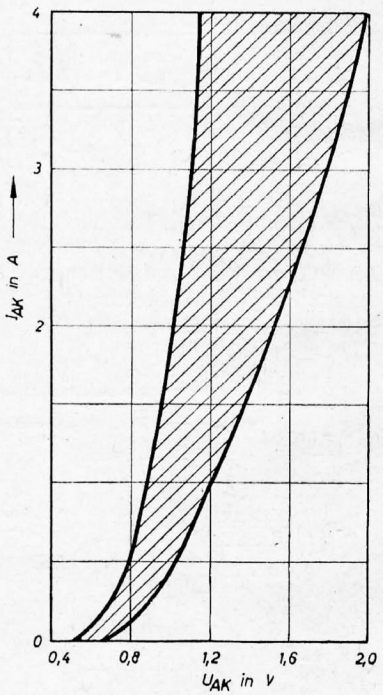


Bild 3: Streubereich der Durchlaßkennlinien



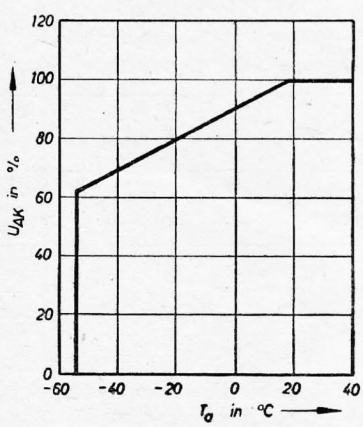
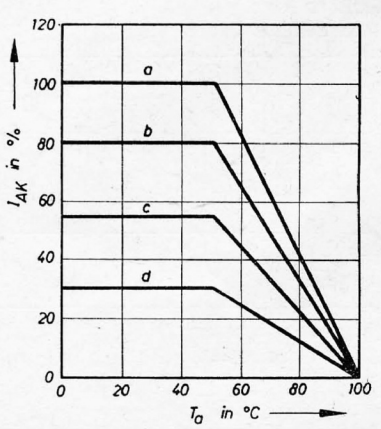


Bild 5: Abhängigkeit der Sperrspannung von der Umgebungstemperatur

Bild 4: Abhängigkeit des Durchlaßstroms von der Umgebungstemperatur und der Kühlblechgröße
a) 80 × 80 × 2 mm³ b) 60 × 60 × 2 mm³
c) 40 × 40 × 2 mm³ d) Ohne Kühlblech



DIPL.-ING. MAX KUNERT 32

OY 911 ··· OY 917 Silizium-Gleichrichter

Fortsetzung aus Heft 7 (1961)

Zubehör

Gleichrichtersicherung GS-Schmelzeinsatz 3050F/1,6 A
VEB Elektroinstallation Sondershausen

	OY 911	OY 912	OY 913	OY 914	OY 915	OY 916	OY 917
Maximaler Parallelwiderstand für Reihenschaltung bei Spannungsreduzierung je Gleichrichter auf 80% seiner Nennsperrspannung in kΩ (in W)	15 (0,25)	30 (0,5)	45 (0,5)	60 (1)	80 (1)	100 (1)	120 (1)
Minimaler Reihenwiderstand für Parallelschaltung bei Stromreduzierung je Gleichrichter auf 80% seines Nenngleichstroms in Ω (in W)	0,6 (2)						

Es ist zu erwarten, daß auf Grund gesammelter Erfahrungen die Kennwerte der Gleichrichter weiter verbessert werden. Zunächst ist eine Vergrößerung der Schlüsselweite von 8 auf 10 mm geplant, wodurch sich eine Verkleinerung des Kühlblechs ergeben kann.

Hinweise für den praktischen Einsatz von Siliziumgleichrichtern

Die spezifische Strombelastung der Silizium-Gleichrichter ist etwa 1000mal größer als die der Selen-Gleichrichter, und ihre Spannungsfestigkeit kann das 20fache der Selen-Gleichrichter erreichen. Dadurch kann der Raumbedarf eines hochsperrenden Silizium-Gleichrichters auf etwa 7% des Raumbedarfs eines Selen-Gleichrichters gleicher Leistung zusammenschrumpfen. Diese hervorragenden Merkmale der Silizium-Gleichrichter sind jedoch mit einigen Besonderheiten verknüpft, die eben auf der hohen Leistungskonzentration in einem kleinen Kristallvolumen, auf der kleinen Sperrschichtkapazität, dem niedrigen Durchlaßwiderstand und dem hohen Sperrwiderstand beruhen. Sie sollen im folgenden angedeutet werden.

Strombelastbarkeit und Überstromschutz

Die grundlegende Größe für die Strombelastbarkeit der Kristallflächengleichrichter ist ihre Kristalltemperatur (Sperrschichttemperatur). Sie darf einen bestimmten physikalisch und technologisch bedingten Maximalwert nicht übersteigen, da der Gleichrichter sonst zerstört wird. Andererseits ist die Leistungskonzentration im Kristall sehr hoch; sie beträgt im vorliegenden Fall etwa 1,3 W/mm². Um nun die Kristalltemperatur innerhalb der vorgeschriebenen Grenzen zu halten, ist dafür zu sorgen, daß die in einen Wärmestrom umgesetzte Verlustleistung des Gleichrichters den zulässigen Wert nicht übersteigt und über einen ausreichend kleinen Wärmewiderstand an die Umgebung abgeführt wird. Für den Anwender bedeutet das:

1. Nennstrom nicht überschreiten.
2. Größe und Lage des Kühlblechs einhalten.
3. Gleichrichter in angegebener Weise (Bild 1) auf das Kühlblech montieren und darauf achten, daß der Gleichrichter gut auf dem Kühlblech aufsitzt (entgraten der Bohrung, saubere und ebene Blechoberfläche).
4. Stromreduzierung bei Verkleinerung des Kühlblechs bzw. Erhöhung der Umgebungstemperatur beachten (Bild 4).
5. Gleichrichter nicht in der Nachbarschaft wärmestrahlender Bauteile anbringen.
6. Bei Parallelschaltung von Gleichrichtern den vorgeschriebenen Widerstand in Reihe mit jedem Gleichrichter schalten und den Strom reduzieren, damit trotz unterschiedlicher Durchlaßkennlinien die Stromaufteilung verbessert und kein Gleichrichter strommäßig überlastet wird. Parallelgeschaltete Gleichrichter gleichmäßig kühlen, am besten durch ein gemeinsames Kühlblech. Der Reihenwiderstand kann nur dann entfallen, wenn Gleichrichter gleicher Durchlaßkennlinie aussortiert und parallel geschaltet werden.

Bei kurzen und steilen Stromspitzen, wie sie beim Kurzschluß oder beim Einschalten einer kapazitiven Last vorkommen können, führt der damit verbundene Wärmestromstoß zu einer raschen und hohen Erwärmung des Kristalls und gegebenenfalls zu dessen Zerstörung. Die Empfindlichkeit der Gleichrichter gegenüber solchen Stromspitzen rührt daher, daß die thermische Zeitkonstante des Kühlsystems wesentlich größer ist als die Zeitkonstante des Kristalls und des elektrischen Vorgangs, so daß im ersten Augenblick der größte Teil der Wärmemenge in der sehr kleinen Wärmekapazität des Kristalls gespeichert wird und die Kristalltemperatur hochtreibt, ehe die Wärmemenge über den Wärmewiderstand nach außen abfließen kann. Zum Schutz der Gleichrichter vor den gefährlichen Stromspitzen ist vom Anwender zu beachten:

1. Gleichrichter mit einer flinken Sicherung kleinstmöglicher Stromstärke (max. 1,6 A) absichern.
2. Bei kapazitiver Belastung die maximale Ladekapazität nicht überschreiten und den vorgeschriebenen Schutzwiderstand vorsehen.
3. Falls Überströme häufig und über längere Zeit auftreten, Gleichrichtereinheit nicht nach dem mittleren Strom, sondern nach den Überströmen auslegen (Parallelschaltung).

Spannungsbelastbarkeit und Überspannungsschutz

Die grundlegende Größe für die Spannungsbelastbarkeit der Siliziumgleichrichter ist ihre Durchbruchspannung. Das ist diejenige Spannung, bei der der Gleichrichter sein Sperrvermögen verliert. Die Durchbruchspannung ist temperaturabhängig und nimmt mit sinkender Temperatur ab. Beim Betrieb des Gleichrichters darf die Sperrspannung auch nicht für kürzeste Zeiten die Durchbruchspannung erreichen oder überschreiten, da der Gleichrichter sonst zerstört wird.
Die Nennsperrspannung der Gleichrichter ist so festgelegt, daß auch bei 10% Netzüberspannung die Sperrspannungsamplitude nur ²/₃ der Durchbruchspannung beträgt. Der verbleibende Si-

cherheitsabstand zur Durchbruchspannung dient zum Auffangen nichtperiodischer Spannungsspitzen.
Vom Anwender ist zu beachten:

1. Nennsperrspannung nicht überschreiten.
2. Bei tiefen Temperaturen Sperrspannung reduzieren (Bild 5), da sonst der Sicherheitsabstand beim Einschalten des kalten Gleichrichters nicht mehr gewährleistet ist.
3. Bei Reihenschaltung von Gleichrichtern den vorgeschriebenen Widerstand parallel zu jedem Gleichrichter schalten und die Spannung reduzieren, damit trotz unterschiedlicher Sperrkennlinien die Spannungsaufteilung verbessert und kein Gleichrichter spannungsmäßig überlastet wird.

Wie schon erwähnt, dürfen selbst kürzeste Spannungsspitzen die Durchbruchspannung nicht erreichen. Spannungsspitzen können durch den „Trägerstaueffekt" und durch die Geräteschaltung selbst verursacht werden oder aus dem Netz kommen (sogenannte Spannungswischer). Der Trägerstaueffekt ist bei den hier besprochenen Gleichrichtern bei Netzfrequenz nur wenig ausgeprägt, so daß im allgemeinen die übliche Trägerstaueffektbeschaltung der Gleichrichter mit R und C entfallen kann.
Zum Schutz der Gleichrichter vor inneren und äußeren Überspannungen ist vom Anwender zu beachten:

1. Spannung am Gleichrichter oszillografisch auf Spannungsspitzen überprüfen (Ein- und Ausschaltvorgänge!) und Maßnahmen zur Unterdrückung auftretender Spannungsspitzen ergreifen. Können die Spannungsspitzen nicht beseitigt werden, Gleichrichter nach diesen Spannungsspitzen auslegen (höher sperrender Gleichrichter, Reihenschaltung von Gleichrichtern).
2. Gleichrichter, die direkt am Netz liegen, durch RC-Filter vor Spannungswischern schützen. Empfohlen wird $R = 5 \cdots 10\ \Omega$, $C = 5 \cdots 20$ nF.

Größe des Kühlblechs

Die bei den Kennwerten geforderte Größe des Aluminium-Kühlblechs von $80 \times 80 \times 2$ mm³ gilt für den unter Nennwerte angegebenen Nennbetrieb einschließlich einer gewissen Sicherheit, welche die ungünstigste Exemplarstreuung berücksichtigt. Diese Angaben und die im Bild 4 ergänzenden Angaben über die Belastbarkeit der Gleichrichter bei erhöhter Umgebungstemperatur bzw. verringerter Kühlblechgröße bringen für den Einzelfall kein Optimum. Daher wird im folgenden eine Näherungsrechnung für die Ermittlung der Kühlblechgröße angegeben.

1. Berechnung der Verlustleistung nach der Beziehung

$$P_v \approx 1{,}1\ (U_s I_{AK} + r_{ak}\, I^2_{AK\,eff}) = 1{,}1\ [U_s I_{AK} + r_{ak}\, (f\, I_{AK})^2]$$

Hierin sind:

U_s die Schleusenspannung,
I_{AK} der zeitlich lineare Mittelwert des Durchlaßstroms,
$I_{AK\,eff}$ der Effektivwert des Durchlaßstroms,
r_{ak} der differentielle Durchlaßwiderstand $\frac{\Delta u_{AK}}{\Delta i_{AK}}$,
f der Formfaktor des Durchlaßstroms $\frac{I_{AK\,eff}}{I_{AK}}$

U_s und r_{ak} werden der Durchlaßkennlinie des Gleichrichters entnommen, die nach Bild 6 vereinfacht wird.
Bei gegebenem I_{AK} sind $I_{AK\,eff}$ bzw. f von der Schaltung und der Belastungsart abhängig. Beispielsweise beträgt bei Einwegschaltung und ohmscher Belastung $f = \frac{\pi}{2} = 1{,}57$. Bei kapazitiver Belastung ist die Berechnung von f etwas umständlich [1], so daß man schneller durch Messen von I_{AK} (z. B. Drehspulinstrument) und $I_{AK\,eff}$ (z. B. Drehspulinstrument mit Thermoumformer) zum Ziel gelangt.

2. Ermittlung der Temperaturdifferenz zwischen der maximalen Oberflächentemperatur (Gehäusetemperatur) und der maximalen Umgebungstemperatur
Als maximaler innerer Wärmewiderstand der Gleichrichter sind $R_{i\,therm} = \frac{20\ °C}{W}$, als maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{jmax} = 120$ °C angegeben. Mit Hilfe der nun bekannten Verlustleistung P_v kann die maximal zulässige Oberflächentemperatur T_{pmax} nach der Beziehung

$$T_{pmax} = T_{jmax} - P_v\, R_{i\,therm}$$

berechnet werden.
Nach Einschätzung oder Messung der maximalen Umgebungstemperatur T_{amax}, die am Einbauort des Gleichrichters auftreten kann, ist auch die Temperaturdifferenz $T_{pmax} - T_{amax}$ bekannt.

3. Ermittlung der Kühlblechgröße
Mit den beiden Werten P_v und $T_{pmax} - T_{amax}$ geht man in das Nomogramm Bild 7 [2] und erhält daraus den für den betreffenden Fall höchstzulässigen Wärmewiderstand des Kühlblechs und die

Bild 6: Tatsächliche und vereinfachte Durchlaßkennlinie

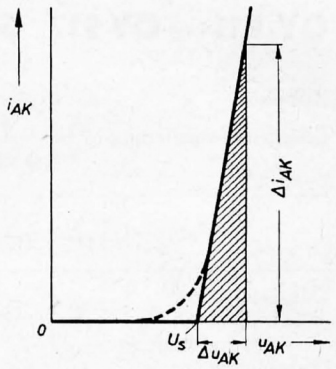
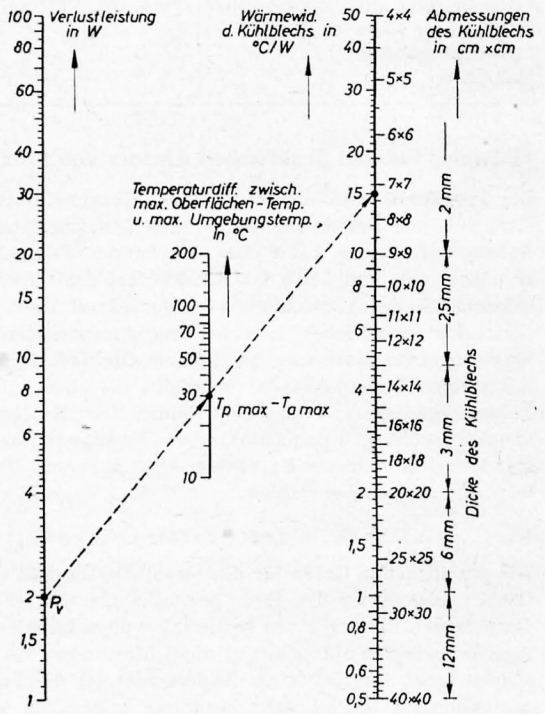


Bild 7: Nomogramm zur Dimensionierung von Kühlblechen



dazu nötigen Kühlblechabmessungen. Letztere gelten für ungeschwärztes quadratisches Aluminium-Kühlblech, das vertikal in ruhender Luft aufgestellt ist, die beidseitig zirkulieren kann. Die Strahlung ist vernachlässigt. Bei horizontaler Lage des Kühlblechs ist seine Fläche zu verdoppeln.
Wird das Kühlblech strömender Luft ausgesetzt, sinkt sein Wärmewiderstand stark ab. Bei einer Kühlluftgeschwindigkeit von 2 m/s beträgt er nur noch etwa 40 %, bei 4 m/s 25 %, bei 6 m/s 20 % seines Wertes bei ruhender Luft. Dementsprechend kann auch die Kühlblechfläche verkleinert werden.

Literatur

[1] H. Rothe und W. Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter; Akademische Verlags-Gesellschaft Leipzig 1948

[2] H. Friedberg: Dimensionierung der Kühlflächen von Leistungstransistoren und Leistungsgleichrichtern; Radioschau 6 (1961) S. 228 ··· 230

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. JOACHIM KLITZKE

Die Wärmeabfuhr bei Leistungstransistoren der Typenreihe OC 830...OC 833 und OC 835...OC 838

Die Ausnutzung des gesamten Kennlinienfeldes bei Leistungstransistoren bis zur Einstellung der maximalen Verlustleistung (Verlustleistungshyperbel) hängt davon ab, in welchem Maße die im Bauelement durch die zugeführte elektrische Leistung entstehende Wärme an die Umgebung abgegeben werden kann.
Bei Leistungstransistoren wird die zugeführte elektrische Leistung vorwiegend in der Kollektorsperrschicht in Wärme umgesetzt. Die Kollektorsperrschicht muß damit als Wärmequelle aufgefaßt werden. Für die Leistungstransistoren der Typenreihen OC 830 bis OC 833 und OC 835 ··· OC 838 wurde deshalb eine Bauform gewählt, die es gestattet, den Kollektor direkt mit dem Gehäuseboden zu verbinden (Bild 1). Damit wird verständlich, daß die Wärmeabfuhr hauptsächlich durch die Grundplatte erfolgt (Bild 2).

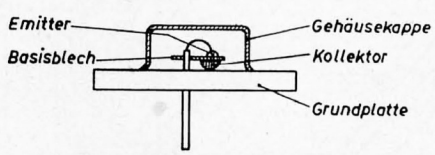


Bild 1: Schnitt durch einen Leistungstransistor der Typenreihen OC 830 ··· OC 833 und OC 835 ··· OC 838

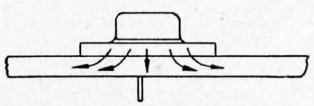


Bild 2: Wärmeabfuhr bei Montage auf Kühlblechen

Die direkte Montage der Transistoren auf Chassisplatten bzw. Kühlflächen besitzt hinsichtlich der Wärmeabfuhr den größten Wirkungsgrad.
Bei der Montage der Leistungstransistoren auf Kühlflächen muß dafür gesorgt werden, daß die Wärmeübernahme direkt unter dem Gehäuseboden möglich wird. Die günstigste Wärmeableitung wird erreicht, wenn die Kühlfläche nur mit den für die Durchführung der Emitter- und Basisanschlußdrähte notwendigen Bohrungen versehen wird (siehe Bild 3a). In den Darstellungen 3b und 3c sind für die Wärmeableitung ungünstige Montagemöglichkeiten gezeigt.
Die maximal zulässige Verlustleistung eines Transistors wird durch die maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{j\,max}$, die maximal zulässige Umgebungstemperatur $T_{a\,max}$ und den Wärmewiderstand k bestimmt. Dafür gilt die Beziehung:

$$P_{max} \leqq \frac{T_{j\,max} - T_{a\,max}}{k_{ges}}$$

Wird in dieser Gleichung ein bestimmter Wert für die Verlustleistung bei einer maximalen Umgebungstemperatur (Bezugswert meist 45 °C) fest vorgegeben, so ist das Erreichen der maximalen Sperrschichttemperatur ($T_{j\,max}$ = 75 °C), bei deren Überschreitung bleibende Veränderungen im Transistor bzw. eine Zerstörung desselben auftreten, nur von der Wärmeabfuhr an die Umgebung und damit von der Größe der Wärmewiderstände abhängig.
Der Gesamtwärmewiderstand k_{ges} ist

$$k_{ges} = k_1 + k_2$$

Hierbei ist
k_1 der innere Wärmewiderstand des Transistors ($R_{i\,therm}$)
k_2 der Wärmewiderstand zwischen Gehäuse- und Umgebungstemperatur ($R_{a\,therm}$)
k_2 ergibt sich aus

$$k_2 = k_K + k_{Ch}$$

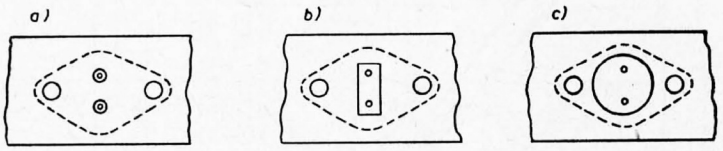


Bild 3: Montage auf Kühlflächen

Hierbei ist
k_K der Wärmekontaktwiderstand zwischen Gehäuseboden und Kühlfläche
k_{Ch} der Wärmeaustauschwiderstand des Chassis bzw. der Kühlfläche
Der innere Wärmewiderstand ergibt sich durch die Konstruktion des Transistors, der Kontaktwiderstand durch die Kontaktfläche und den Kontaktdruck. Der Wärmeaustauschwiderstand ist von den Abmessungen und dem Material der Kühlfläche abhängig. Hinzu kommt bei isolierter Montage der Wärmewiderstand der Isolationsscheibe.
Im folgenden werden die für die Typenreihen OC 830 ··· OC 833 und OC 835 ··· OC 838 erhaltenen Mittelwerte der Wärmewiderstände bzw. entsprechende Diagramme angegeben. Für die Typenreihe OC 835 ··· 838 handelt es sich dabei um vorläufige Angaben. Die zugrunde liegenden Meßergebnisse wurden mit einem im HWF aufgebauten Wärmewiderstandsmeßgerät ermittelt.

Mittelwerte für die Typenreihe OC 830··· OC 833

Der thermische Innenwiderstand wurde zu

$$k_1 \leqq 15\ °C/W$$

ermittelt.
Im Bild 4 wird die Abhängigkeit der maximalen Verlustleistung von der Umgebungstemperatur bei direkter Montage des Transistors auf eine Kühlfläche bestimmter Größe angegeben.
Bild 5 zeigt die Abhängigkeit der maximalen Verlustleistung von der Umgebungstemperatur bei isolierter Montage des Transistors auf Kühlflächen bestimmter Größe.
Das bisher im HWF-Katalog angegebene Diagramm verliert hiermit seine Gültigkeit.
Für den Transistor ohne Kühlung wurde der Wärmewiderstand zu k_{ges} = 65 °C/W ermittelt.

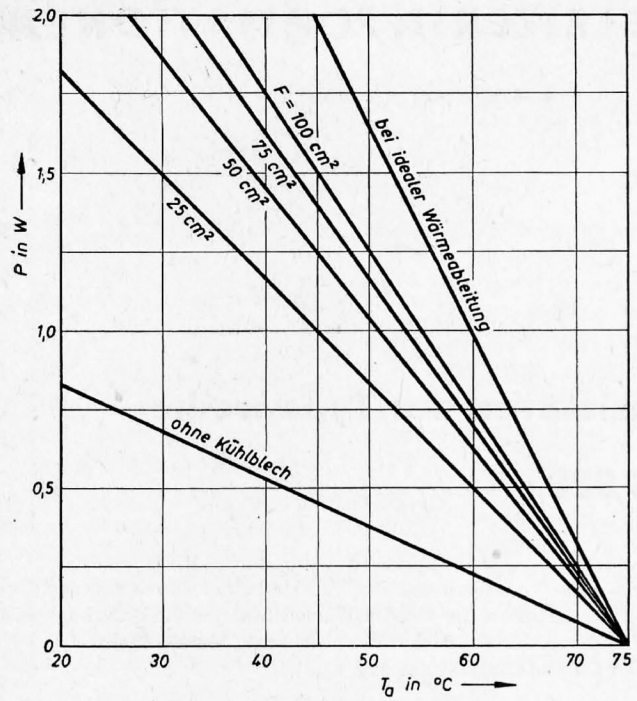


Bild 4: Typenreihe OC 830 ··· OC 833 $P_{max} = f(T_a)$; Parameter = Kühlblechfläche F, Kühlblech: 2-mm-Alu, vertikal, blank, Transistor direkt montiert

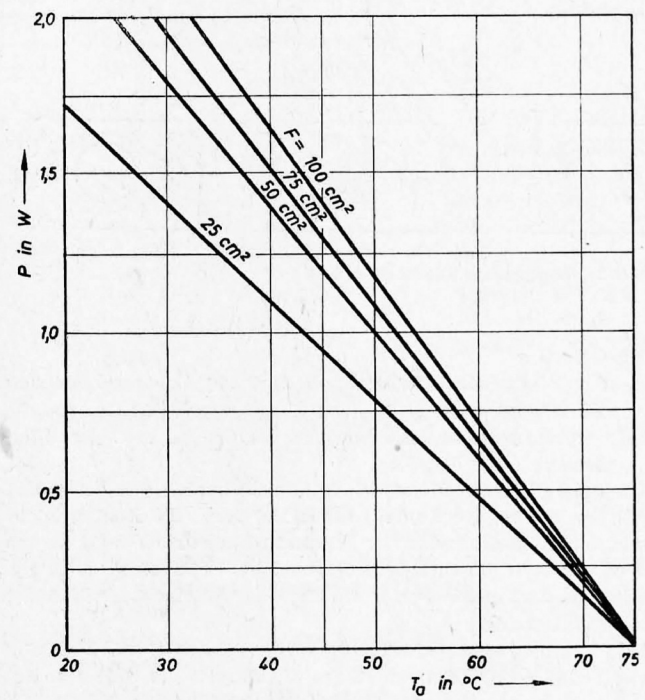


Bild 5: Typenreihe OC 830 ··· OC 833 $P_{max} = f(T_a)$; Parameter = Kühlblechfläche F, Kühlblech: 2-mm-Alu, vertikal, blank, Transistor durch eine 0,1-mm-Pertinaxscheibe isoliert montiert

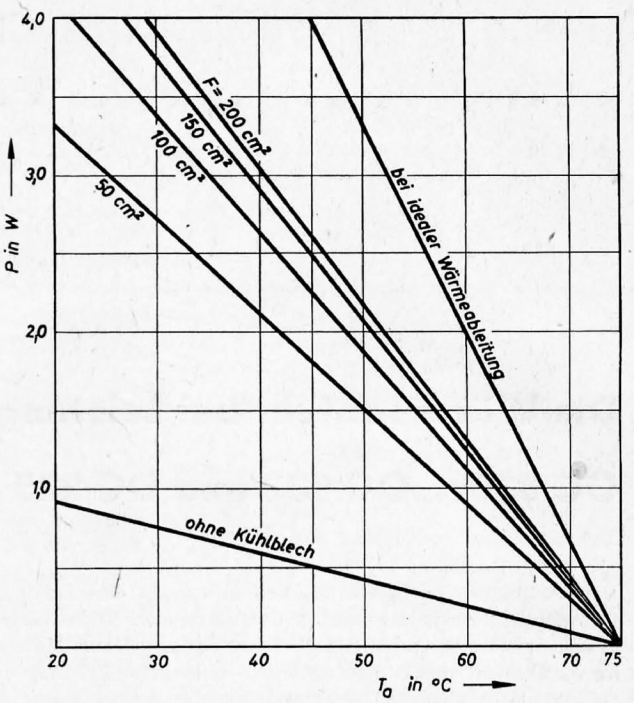


Bild 6: Typenreihe OC 835 ··· OC 838 $P_{max} = f(T_a)$; Parameter = Kühlblechfläche F, Kühlblech: 2-mm-Alu, vertikal, blank, Transistor direkt montiert

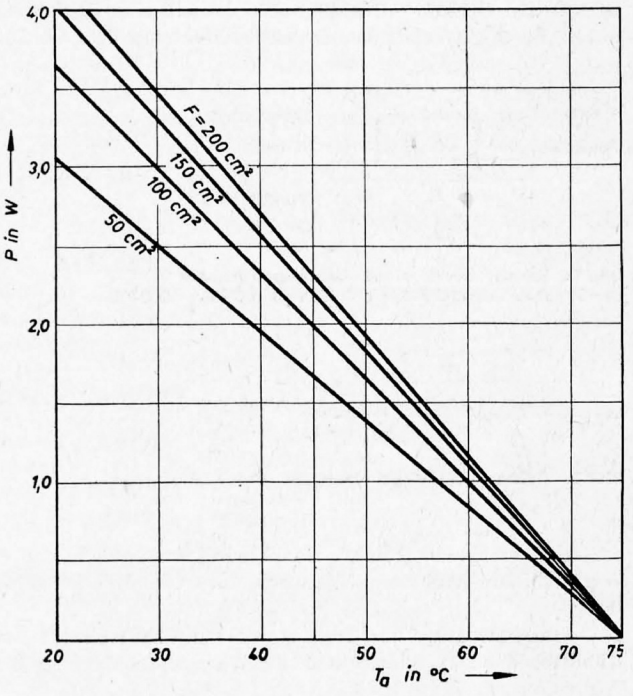


Bild 7: Typenreihe OC 835 ··· OC 838 $P_{max} = f(T_a)$; Parameter = Kühlblechfläche F, Kühlblech: 2-mm-Alu, vertikal, blank, Transistor durch 0,1-mm-Pertinaxscheibe isoliert montiert

Mittelwerte für die Typenreihe OC 835··· OC 838

Der thermische Innenwiderstand beträgt

$$k_i \leqq 7{,}5\ °C/W$$

Im Bild 6 wird die Abhängigkeit der maximalen Verlustleistung von der Umgebungstemperatur bei direkter Montage des Transistors auf eine Kühlfläche bestimmter Größe angegeben.

Bild 7 zeigt die Abhängigkeit der maximalen Verlustleistung von der Umgebungstemperatur bei isolierter Montage des Transistors auf Kühlflächen bestimmter Größe.

Für den Transistor ohne Kühlung wurde der Wärmewiderstand zu $k_{ges} = 60\ °C/W$ ermittelt.

Für den Kontaktwiderstand zwischen Gehäuseboden und Kühlfläche müssen Werte von

$$k_K = 0{,}5 \cdots 1\ °C/W$$

bei Berechnungen angesetzt werden.

Bei der isolierten Montage unter Benutzung einer 0,1-mm-dicken Pertinaxscheibe tritt zwischen Gehäuse und Kühlfläche (einschließlich der Kontaktwiderstände) eine Wärmewiderstand von

$$k_{Kontakt\ +\ Isolation} = 2{,}5\ °C/W$$

auf.

Die angegebenen Diagramme gelten für die vertikale Lage der Kühlflächen. Bei der horizontalen Anordnung der Kühlflächen sind diese jeweils um den Faktor 1,3 zu vergrößern.

Unter Benutzung der vorstehend mitgeteilten Kennwerte und Diagramme ist die Auslegung von Schaltungen mit den Leistungstransistoren der Typenreihen OC 830 ··· OC 833 und OC 835 bis OC 838 hinsichtlich der Wärmeabführung einfach durchführbar.

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM INSTITUT FÜR HALBLEITERTECHNIK, TELTOW

Dipl.-Ing. MAX KUNERT

Siliziumdioden als Schutz für Gleich- und Wechselstrommeßgeräte

Bekanntlich werden Gleich- und Wechselstrommeßgeräte oft schon bei drei- bis vierfacher Überlast zerstört. Zu ihrem Schutz eignen sich in manchen Fällen sehr gut Siliziumdioden. Solange der Strom durch das Meßwerk unter dem zulässigen Maximalwert bleibt, beeinflußt die Siliziumdiode die Anzeige kaum; sobald der Maximalwert überschritten wird, übernimmt die Diode praktisch trägheitslos den größten Teil des Überlaststromes.

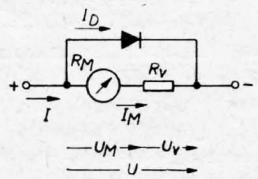


Bild 1: Schutzschaltung

Wirkungsweise der Schutzschaltung

Ein Meßwerk mit dem Widerstand R_M und einem Maximalstrom für Endausschlag $I_{M\,max}$ soll durch eine Siliziumdiode vor Überlastung geschützt werden. Dazu dient die Schutzschaltung nach Bild 1. Die Siliziumdiode wird der Reihenschaltung des Meßwerks mit einem noch zu bestimmenden Widerstand R_v parallelgeschaltet. Bei Endausschlag soll der Fehlerstrom durch die Diode höchstens $I_D = I_{D\,grenz} = k\,I_{M\,max}$ betragen. Die Durchlaßkennlinie der Siliziumdioden ist bei kleinen Strömen und den üblichen Temperaturen näherungsweise eine charakteristische Exponentialfunktion nach Bild 2, die sich im doppeltlogarithmischen Koordinatensystem nach Bild 3 darstellt. Die Stromspannungskennlinie des Meßwerks ist im doppeltlogarithmischen Koordinatensystem eine Gerade nach Bild 4, die bei Widerstandsänderung die angedeutete Parallelverschiebung erfährt.

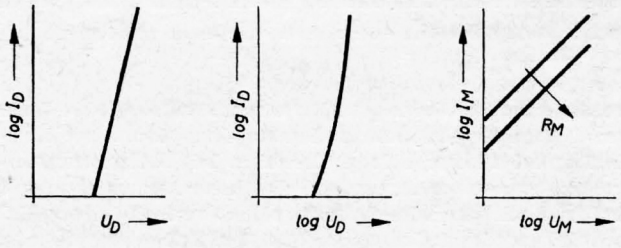


Bild 2: Diodenkennlinie einfachlog.

Bild 3: Diodenkennlinie doppeltlog.

Bild 4: Meßwerkkennlinie doppeltlog.

Im Bild 5 sind die Kennlinien von Meßwerk und Diode gemeinsam eingetragen. Bei $I_{M\,max}$ liegt über Meßwerk und Diode die Spannung $U_{M\,max}$ ($R_v = 0$), die im allgemeinen zu klein ist, um die Schutzwirkung der Diode zur Geltung kommen zu lassen. Zum Beispiel kann bei einer dreifachen Überlastung der Diodenstrom I_D' immer noch so klein sein, daß er nicht ins Gewicht fällt.

Man muß also durch einen Vorwiderstand R_v die Stromspannungskennlinie des Meßzweigs der Diodenkennlinie so anpassen, daß eine optimale Schutzwirkung gegeben ist. Dazu sucht man auf der Diodenkennlinie den bei Endausschlag zulässigen Fehlerstrom

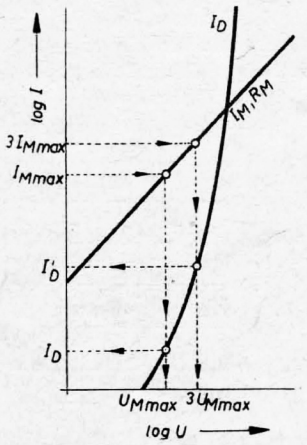


Bild 5: Dioden- und Meßwerkkennlinie doppeltlog.

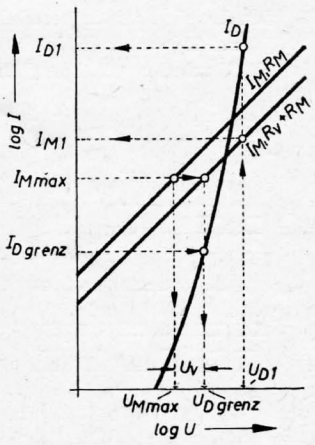


Bild 6: Anpassung des Meßzweigs an die Diode

$I_{D\,grenz}$ mit der entsprechenden Spannung $U_{D\,grenz}$ auf und verschiebt durch R_v die Kennlinie des Meßzweigs in der Weise, daß bei dieser Spannung $U = U_{D\,grenz}$ durch das Meßwerk der Maximalstrom $I_{M\,max}$ fließt (Bild 6). Die Größe des Vorwiderstandes erhält man aus der Beziehung

$$R_v = \frac{U_{D\,grenz}}{I_{M\,max}} - R_M$$

Wächst nun infolge Überlastung die Spannung über $U_{D\,grenz}$ hinaus auf einen Wert U_{D_1} an, so übernimmt die Diode den größten Teil des Überlaststroms. Durch sorgfältige Auswahl und Anpassung läßt sich erreichen, daß bei 100facher Überlastung das Meßwerk nur 1,5 ··· 2fach überlastet wird.

Ähnliche Schutzwirkungen erhält man mit Zenerdioden unter Ausnutzung des Zenerknicks. Das ist jedoch im allgemeinen nur bei Spannungsmessern vorteilhaft, deren Meßwerk von vornherein mit einem Vorwiderstand ausgestattet ist, an dem die zur Öffnung der Zenerdiode notwendige Spannung von mindestens 5 V abfällt. In den anderen Fällen ist die hier geschilderte Verwendung der Durchlaßseite von Siliziumdioden angebracht, bei der $U_{D\,grenz} = 0{,}25$ bis 0,45 V bei $I_{D\,grenz} = 1\,\mu A$ beträgt.

Einfluß der Temperatur

Treten im Meßgerät Temperaturschwankungen auf, müssen sie bei der Auslegung der Schutzschaltung berücksichtigt werden. Das ist deshalb notwendig, weil der Diodenstrom bei konstanter Diodenspannung exponentiell mit der Diodentemperatur ansteigt (Bild 7) bzw. die Diodenspannung bei konstantem Diodenstrom nahezu linear mit steigender Temperatur abnimmt (Bild 8).

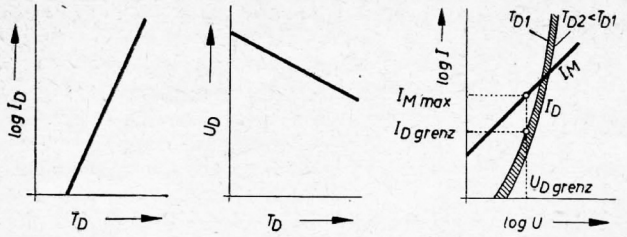


Bild 7: Temperaturabhängigkeit des Diodenstroms bei konstanter Diodenspannung

Bild 8: Temperaturabhängigkeit der Diodenspannung bei konstantem Diodenstrom

Bild 9: Temperaturstreuung der Diodenkennlinie

Um bei Temperaturerhöhung den Fehlerstrom $I_{D\,grenz}$ nicht zu überschreiten, muß die im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Anpassung des Meßzweigs an die Diode für die höchste zu erwartende Temperatur vorgenommen werden. Bei tieferen Temperaturen setzt dann infolge der erwähnten Temperaturstreuung der Diodenkennlinie die Schutzwirkung etwas später ein.

Beispiel

Gegeben ist ein Mikroamperemeter der Klasse 1,5 mit $I_{M\,max} = 100\ \mu A$ und $R_M = 500\ \Omega$, das im Temperaturbereich von $+10$ °C bis $+40$ °C arbeiten soll. Es soll durch eine Siliziumdiode vor Überlastungen geschützt werden, wobei der Fehlerstrom $I_{D\,grenz} = 0{,}01\ I_{M\,max} = 1\ \mu A$ nicht übersteigen soll.

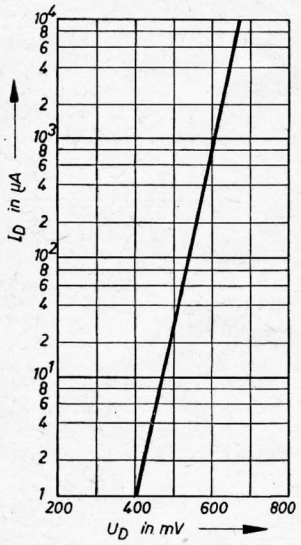


Bild 10: Durchlaßkennlinie der im Beispiel benutzten Siliziumdiode bei 20 °C Diodentemperatur

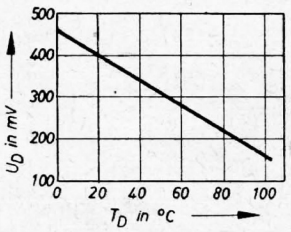


Bild 11: Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung der im Beispiel benutzten Siliziumdiode bei 1 µA Diodenstrom

Zur Verfügung steht eine Siliziumdiode mit folgenden Eigenschaften: Durchlaßkennlinie nach Bild 10, Temperaturabhängigkeit der Diodenspannung bei $I_D = 1\ \mu A$ nach Bild 11.
Der Meßzweig muß bei $T_D = 40$ °C der Diode angepaßt werden. Bei dieser Temperatur und $I_D = 1\ \mu A$ beträgt nach Bild 11 $U_{D\,grenz\,1} = 335$ mV. Nach der angegebenen Beziehung wird

$$R_v = \frac{335 \cdot 10^{-3}\,V}{100 \cdot 10^{-6}\,A} - 500\,\Omega = 2850\,\Omega$$

Dann ist

$$R_v + R_M = 3350\,\Omega,$$

d. h. der Innenwiderstand des Mikroamperemeters steigt auf das etwa 7fache seines ursprünglichen Wertes an. Diese nachteilige Erscheinung kann etwas eingeschränkt werden, wenn man eine Diode mit möglichst kleinem $U_{D\,grenz}$ verwendet. Zur Erfassung der Temperaturstreuung der Diodenkennlinie entnimmt man Bild 11 noch die Diodenspannung bei $+10$ °C. Sie beträgt $U_{D\,grenz\,2} = 430$ mV.
Im Bild 12 sind die Ergebnisse der Schutzschaltung dargestellt. Bei Endausschlag des Mikroamperemeters und 40 °C Diodentemperatur fließen in Wirklichkeit $100\ \mu A + 1\ \mu A = 101\ \mu A$. Der

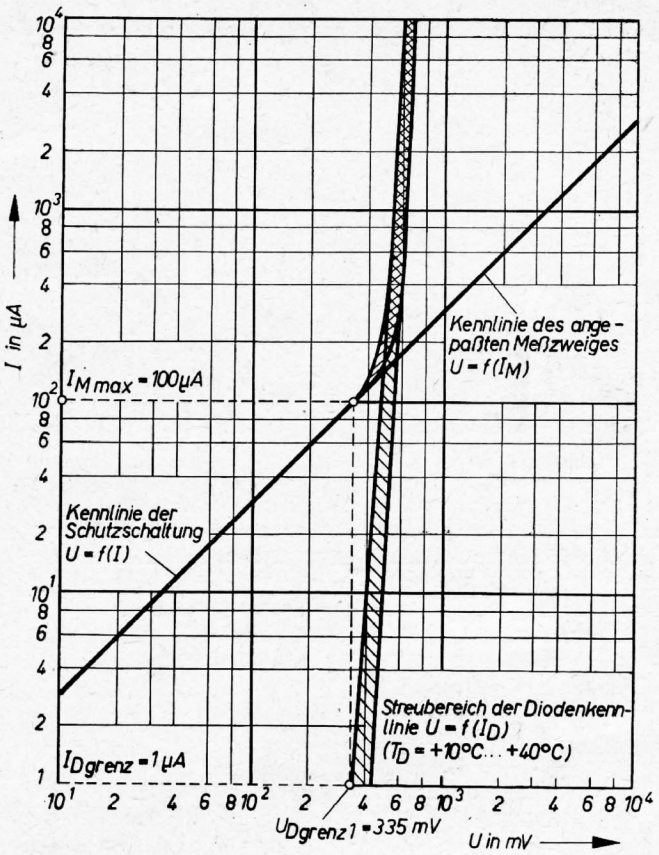


Bild 12: Schutz des im Beispiel benutzten µA-Meters

Anzeigefehler liegt innerhalb der Instrumentenklasse und nimmt bei kleineren Strömen und tieferen Temperaturen rapide ab. Bei 100facher Überlastung, also 10000 µA wird das Meßwerk je nach Temperatur nur 1,8 ··· 2fach überlastet.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten

Die angegebene Schutzschaltung läßt sich allgemein bei vielen empfindlichen Strom- und Spannungsmessern anwenden. Auch Wechselstrommeßgeräte können nach Bild 13 durch Antiparallel-

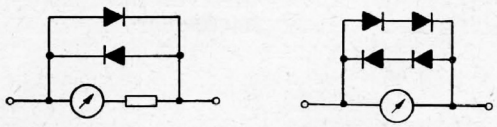


Bild 13 (rechts): Überlastschutz eines Wechselstrommeßgeräts bzw. Überlastschutz eines Gleichstrommeßgeräts für beide Stromrichtungen

Bild 14 (links): Überlastschutz eines Wechselstrommeßgeräts

schaltung zweier Dioden geschützt werden. Auf die gleiche Weise erzielt man für Gleichstrommeßgeräte einen Schutz vor Überlastung bei falscher Polung. Besonders bei Wechselstrommeßgeräten kann es vorkommen, daß die Meßwerkspannung so groß ist, daß die Schutzdioden durch sie geöffnet werden. In diesem Fall schaltet man Schutzdioden nach Bild 14 in Reihe oder verwendet Zenerdioden.

Literatur

[1] Peter D. Ducker: The Use of Silicon Junction Diodes for the Protection of A—C and D—C Meter Circuits; Semiconductor Products 3 (1961) S. 54 ··· 56

Interessenten an Siliziumdioden für den Überlastschutz von Meßgeräten wenden sich bitte zwecks Bedarfsermittlung an das Institut für Halbleitertechnik, Abt. Technische Information, Teltow bei Berlin, Elbestraße 2.

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. P. BAUMANN, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
Dipl.-Ing. M. HUNECK, Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau **35**

Dynamische Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872

Im folgenden werden einige für den Anwender wichtige Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872 (Schweißausführung) in Form von Kurven, Ortskurven und Tabellen wiedergegeben und diskutiert. Es wurden je 20 Exemplare untersucht.

Transistorgrenzfrequenzen

Als Transistorgrenzfrequenz bezeichnet man diejenige Frequenz, bei der die Kleinsignal-Stromverstärkung auf einen definierten Wert abgefallen ist.

α-Grenzfrequenz f_α

f_α ist diejenige Frequenz, bei der der Betrag der Stromverstärkung in Basisschaltung auf den $1/\sqrt{2}$ fachen Wert bei 1 kHz abgefallen ist.

β-Grenzfrequenz f_β

Mit f_β wird diejenige Frequenz bezeichnet, bei der der Stromverstärkungsfaktor $|\beta|$ des Transistors in Emitterschaltung auf $1/\sqrt{2}$ des Wertes bei 1 kHz abgefallen ist.

β_1-Grenzfrequenz f_{β_1}

Bei der β_1-Grenzfrequenz ist der Betrag der Stromverstärkung in Emitterschaltung auf den Wert 1 abgefallen.
Der physikalische Zusammenhang der verschiedenen Grenzfrequenzen wird in [1] behandelt.
Bild 1 zeigt die Frequenzabhängigkeit von $|\beta|$, dem Betrag der Kurzschlußstromverstärkung für ein mittleres Exemplar OC 871. Die Abhängigkeit wurde im doppeltlog. Maßstab dargestellt. Bis zu einer Frequenz von etwa 20 kHz zeigt sich keine Frequenzabhängigkeit. Ab $f \approx 300$ kHz erhält man den theoretisch zu erwartenden Abfall von etwa 6 dB/Oktave. Nach den oben gegebenen Definitionen erhält man die β-Grenzfrequenz zu $f_\beta \approx 72$ kHz und die β_1-Grenzfrequenz zu $f_{\beta_1} = 5{,}8$ MHz. Die α-Grenzfrequenz erhält man hieraus unter Zugrundelegung der in [1] angegebenen Näherungsformel zu $f_\alpha \approx 1{,}2 \cdot f_{\beta_1} = 7$ MHz. Aus der f_{β_1}-Frequenz läßt sich nach [2] näherungsweise die Emitterkapazität $C_{b'e}$ des Ersatzschaltbildes nach *Giacoletto* in Emitterschaltung bestimmen.
Es gilt

$$C_{b'e\,(pF)} \approx 6220\,\frac{I_{E\,(mA)}}{f_{\beta_1}\,(MHz)} \qquad (1)$$

Damit erhalten wir für unser Beispiel bei einem Emittergleichstrom von 1 mA eine Emitterkapazität von $C_{b'e} \approx 1070$ pF.
Bild 2 zeigt die $|\beta|$-Frequenzabhängigkeit einiger Transistortypen des Halbleiterwerkes Frankfurt (Oder) und Bild 3 dasselbe für einige westdeutsche Typen sowie den sowjetischen Drifttransistor P 401. Die NF-Transistoren zeigen erwartungsgemäß die niedrigste f_{β_1}-Grenzfrequenz, die Drift- bzw. diffusionslegierten Transistoren die höchste.
Die Tabellen 1 und 2 geben einen Einblick in die zu erwartenden Streuungen und enthalten folgende Kennwerte für die Typen OC 871 und OC 872:

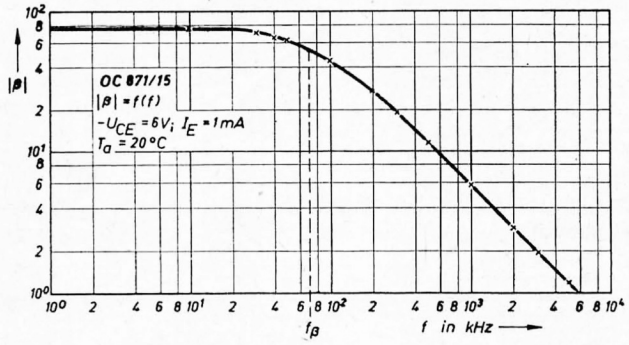


Bild 1: Frequenzabhängigkeit vom Betrag der Kurzschlußstromverstärkung

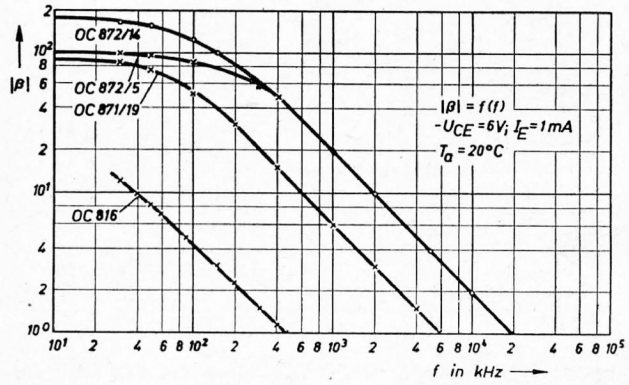


Bild 2: Frequenzabhängigkeit vom Betrag der Kurzschlußstromverstärkung

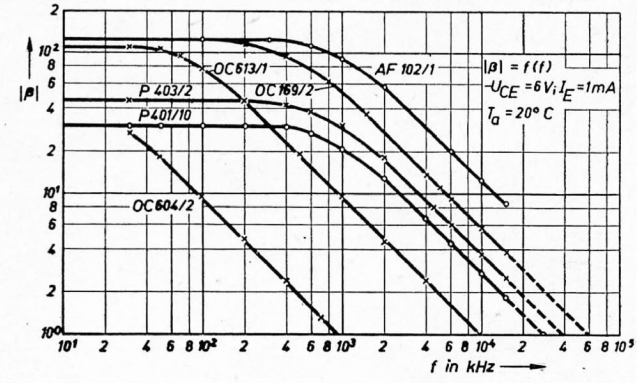


Bild 3: Frequenzabhängigkeit vom Betrag der Kurzschlußstromverstärkung

Stromverstärkung β_0 in Emitterschaltung bei 1 kHz, Grenzfrequenzen f_β und f_{β_1} sowie die nach Gl. (1) errechnete Emitterkapazität.
Aus den Tabellen ergibt sich, daß der Typ OC 872 im Mittel eine höhere Stromverstärkung und höhere β_1-Grenzfrequenz und zwangsläufig eine kleinere Emitterkapazität besitzt. Für vergleichbare Valvo-Typen werden für den gleichen Arbeitspunkt ($-U_{CE}$ = 6 V, I_E = 1 mA) folgende Mittelwerte angegeben:

OC 45: β_0 = 50 (25 ··· 125)
$C_{b'e} \approx 1000$ pF
f_α = 6 (3 ··· 12) MHz
OC 44: β_0 = 100 (45 ··· 225)
$C_{b'e} \approx 410$ pF
f_α = 15 (7,5 ··· 30) MHz

Der β_0-Wert wurde mit dem Transistorenmeßgerät Typ 1014 vom Funkwerk Erfurt gemessen. Ein Meßgerät zur Aufnahme der Frequenzabhängigkeit von $|\beta|$ wurde nach einem in [2] angegebenen Meßprinzip aufgebaut. Als Generator wurde der HF-Meßgenerator Typ 2159 vom Funkwerk Erfurt und als Indikator das selektive Mikrovoltmeter Typ USVH von Rohde & Schwarz verwendet.
Bild 4 zeigt den Verlauf der Abhängigkeit der f_{β_1}-Grenzfrequenz vom Emitterstrom bei konstanter Kollektorspannung, bzw. Bild 5 den Verlauf $f_{\beta_1} = f(-U_{CE})$ bei konstantem Emitterstrom. Die Zunahme der Grenzfrequenz mit der Kollektorspannung erklärt sich durch die Zunahme der Ladungsträgergeschwindigkeit. Eine theoretische Erklärung für den Verlauf nach Bild 4 findet man in [3]. Danach ist bei höheren Emitterströmen ein Maximum von f_{β_1} zu erwarten, was sich im Bild 4 auch andeutet.

Tabelle 1: Kennwerte des Transistors OC 871 (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA)

Lfd. Nr.	β_0	f_β in kHz	f_{β_1} in MHz	$C_{b'e}$ in pF
1	40	112	4,15	1500
2	50	100	5,35	1170
3	88	95	8,60	730
4	60	85	4,80	1300
5	136	70	8,50	730
6	50	118	5,60	1120
7	120	73	5,55	1130
8	120	42	4,70	1330
9	96	40	3,80	1640
10	70	41	2,95	2100
11	92	83	8,90	700
12	93	70	6,55	955
13	96	40	4,00	1560
14	85	92	8,50	730
15	76	70	5,60	1120
16	52	90	5,80	1080
17	72	50	3,15	2000
18	60	88	5,10	1220
19	88	70	5,95	1040
20	76	90	6,10	1020

Tabelle 2: Kennwerte des Transistors OC 872 (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA)

Lfd. Nr.	β_0	f_β in kHz	f_{β_1} in MHz	$C_{b'e}$ in pF
1	140	170	22,3	280
2	125	170	20,0	310
3	200	95	16,5	380
4	140	200	28,0	220
5	100	190	19,5	320
6	126	90	10,7	580
7	108	120	14,0	445
8	108	100	11,8	530
9	190	75	14,3	435
10	185	100	19,0	325
11	124	88	9,9	630
12	170	70	11,4	545
13	124	120	15,4	405
14	180	95	19,3	323
15	50	160	9,1	685
16	28	200	6,6	945
17	160	80	13,5	460
18	112	170	19,0	330
19	164	140	24,0	260
20	140	115	19,4	320

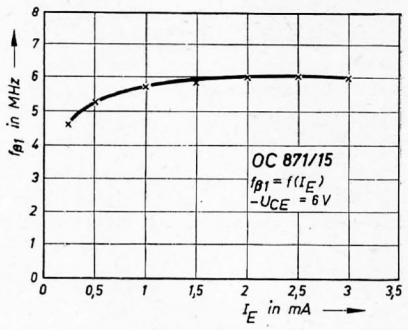


Bild 4: Abhängigkeit der f_{β_1}-Grenzfrequenz vom Emitterstrom

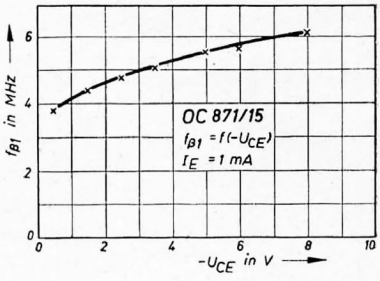


Bild 5: Abhängigkeit der f_{β_1}-Grenzfrequenz von der Kollektorspannung

y-Parameter

Grundsätzlich läßt sich ein Transistor durch beliebige Parameter beschreiben. Von den gebräuchlichen r-, h- und y-Parametern haben sich die y-Parameter gerade bei HF-Transistoren durchgesetzt, da sie leicht meßbar sind. Da die komplexen Ein- und Ausgangsleitwerte als Parallelschaltung von R und C erscheinen, lassen sich diese leicht in die äußere Schaltung einbeziehen.
Die vier y-Parameter haben folgende Bedeutung:

$$y_{11E} = \left.\frac{i_1}{u_1}\right|_{u_2 = 0} = g_{11E} + jb_{11E} =$$ komplexer Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$y_{12E} = \left.\frac{i_1}{u_2}\right|_{u_1 = 0} = g_{12E} + jb_{12E} =$$ komplexer Rückwirkungsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

$$y_{21E} = \left.\frac{i_2}{u_1}\right|_{u_2 = 0} = y_{21E} \cdot e^{-j\varphi_{21E}} =$$ komplexe Vorwärtssteilheit bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$y_{22E} = \left.\frac{i_2}{u_2}\right|_{u_1 = 0} = g_{22E} + jb_{22E} =$$ komplexer Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

Die komplexe Vorwärtssteilheit (im folgenden kurz Steilheit genannt) hat dabei induktiven Charakter, denn es ist $i_2 = y_{21E} \cdot u_1 = |y_{21E}| \cdot e^{-j\varphi_{21E}} \cdot u_1$, woraus hervorgeht, daß der Kollektorstrom der Basiswechselspannung nacheilt. Alle anderen Parameter haben kapazitiven Charakter, da ein positiver Blindleitwert einer Kapazität entspricht. Mittels der y-Parameter lassen sich folgende Verstärkungsfaktoren definieren:

$$\beta = \left.\frac{i_2}{i_2}\right|_{u_2 = 0} = \frac{y_{21E}}{y_{11E}} =$$ Kurzschlußstromverstärkung

$$\mu = \left.\frac{u_2}{u_1}\right|_{i_2 = 0} = -\frac{y_{21E}}{y_{22E}} =$$ Leerlaufspannungsverstärkung

$$V_{p_{opt.}} = \frac{|y_{21E}|^2}{4\, g_{11E} \cdot g_{22E}} =$$ optimale Leistungsverstärkung bei ein- und ausgangsseitiger Anpassung und Neutralisation

Wie man daraus erkennen kann, spielen für die Verstärkung besonders die Parameter y_{11E}, y_{21E} und y_{22E} eine Rolle. Der Parameter y_{12E} ist bei Fragen der Neutralisation wichtig.

Wird fortgesetzt

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. P. BAUMANN, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
Dipl.-Ing. M. HUNECK, Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau **36**

Dynamische Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872

Fortsetzung aus Heft 3 (1963)

Betrag der Steilheit in Emitterschaltung $|y_{21E}|$

Die Messung des Betrages der Steilheit wurde für je 20 Exemplare bei den Frequenzen 0,5; 2; 5 MHz (OC 871) bzw. 0,5; 1; 2; 5; 7 und 10 MHz (OC 872) vorgenommen. Die Mittelwerte wurden für beide Typen im Bild 6 eingetragen. Für die Frequenzen 0,5 MHz (OC 871) und 2 MHz (OC 872) wurde im VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) der Kennwert $|y_{21E}|$ von je 500 Exemplaren gemessen. Die dabei gewonnenen Mittelwerte stimmen gut mit den im Bild 6 angegebenen Werten überein.

Die Ursache der Frequenzabhängigkeit der Steilheit ist einmal in dem inneren physikalischen Vorgang des Transistors begründet. Betrachten wir einen pnp-Transistor, dann benötigen die Defektelektronen eine endliche Laufzeit, um den Basisraum zu durchqueren, d. h. von der Emitter-Basis-Sperrschicht zur Basis-Kollektor-Sperrschicht zu gelangen. Die Ladungsträger haben nun aber eine unterschiedliche Geschwindigkeit, außerdem ist der Weg von Sperrschicht zu Sperrschicht unterschiedlich (Emitter- und Kollektorpillen sind gewölbte Flächen). Betrachtet man den gesamten äußeren Transistor, dann bewirkt der Basisbahnwiderstand mit zunehmender Frequenz eine Spannungsteilung am Eingang. Diese Faktoren verringern die Amplitude des Kollektorwechselstromes und führen somit zu einer Abnahme des Betrages der Steilheit mit zunehmender Frequenz. *Minner* hat in [4] folgende empirisch ermittelte Beziehung für die Abhängigkeit des Betrages der Steilheit von der Frequenz aufgestellt, die sowohl für Legierungs- wie auch für Drifttransistoren gilt

$$|y_{21E}| \approx \frac{S_o}{\sqrt[3]{1 + f/f_k}} \cdot \frac{1}{1 + 2\pi f(\tau_B + \tau_C)}$$

Hierbei sind

$S_o = |y_{21E}|_{f \to 0}$ die Steilheit bei tiefen Frequenzen,
f die Arbeitsfrequenz,
f_k eine Konstante (etwa 100 MHz),
τ_B die Zeitkonstante der Basis-Emitterstrecke und
τ_C die Zeitkonstante der Kollektor-Basisstrecke.

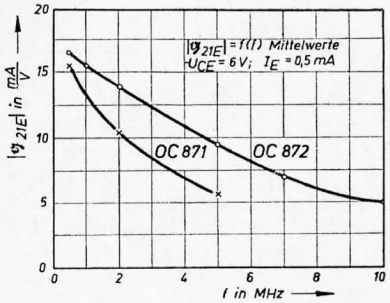


Bild 6: Mittelwerte der Steilheit in Emitterschaltung

Wie weiter in [4] festgestellt wurde, sind die beiden Zeitkonstanten vom Gleichstromarbeitspunkt des Transistors abhängig. In der Arbeit werden solche Abhängigkeiten für die Transistoren OC 615 und AF 101 angegeben. Umgekehrt läßt sich bei bekannten übrigen

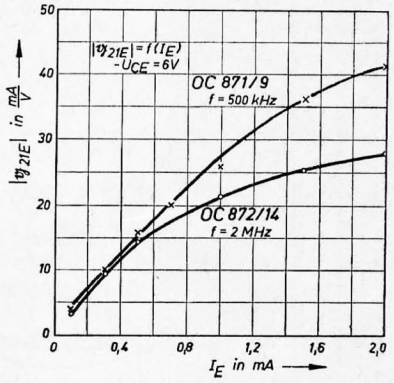


Bild 7: Mittelwerte der Steilheit als Funktion des Emittergleichstromes

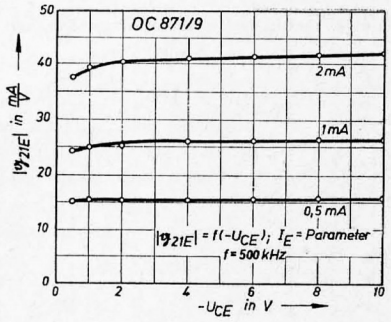


Bild 8: Mittelwerte der Steilheit als Funktion der Kollektorgleichspannung

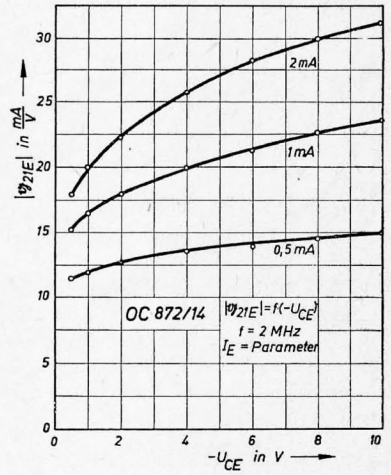


Bild 9: Mittelwerte der Steilheit als Funktion der Kollektorgleichspannung

Größen aus obiger Beziehung die Summe der Zeitkonstanten errechnen.

Um die Abhängigkeit der Größe $|y_{21E}|$ vom Gleichstromarbeitspunkt festzustellen, wurden an Mittelwerttransistoren OC 871 und OC 872 folgende Messungen durchgeführt:

1. Betrag der Steilheit als Funktion des Emittergleichstromes bei f = 0,5 und 2 MHz für einen OC 871 bzw. OC 872 (Bild 7).
2. Betrag der Steilheit als Funktion der Kollektorgleichspannung bei f = 500 kHz (OC 871) und f = 2 MHz (OC 872) und Emitterströmen von 0,5; 1 und 2 mA als Parameter (Bilder 8 und 9).

Auffallend ist die starke Zunahme des Steilheitsbetrages mit dem Emitterstrom. Aus der Theorie des Transistors ist bekannt, daß die sogenannte innere Steilheit bei tiefen Frequenzen der Beziehung $S_0 \approx 39 \cdot I_{E[mA]}$ [mS] genügt. Bei hohen Frequenzen ist diese Beziehung durch die oben genannten Effekte nicht mehr erfüllt.

Die Messung des Steilheitsbetrages erfolgte mit einer in [5] angegebenen Meßschaltung.

Komplexe Steilheit y_{21E}

In den bisherigen Diagrammen wurde nur der Betrag der Steilheit dargestellt. Zur Berechnung von Oszillatorschaltungen ist aber die Kenntnis der komplexen Steilheit notwendig. Daher wurde von verschiedenen Exemplaren die Ortskurve der komplexen Steilheit mit der Frequenz als Parameter gemessen und in die Bilder 10 (OC 871/1 u. 12, f = 0,3 ··· 3 MHz) und 11 (OC 872/3, 4 und 14, f = 0,5 ··· 5 MHz) eingetragen.

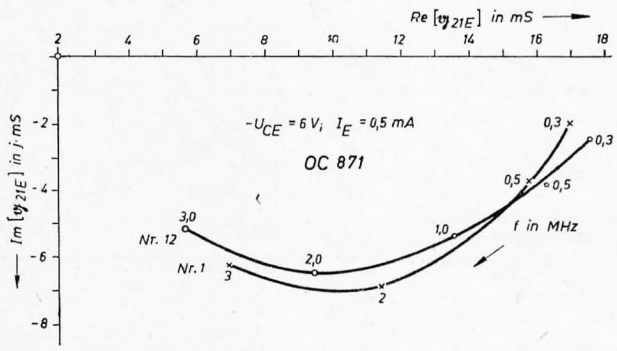


Bild 10: Ortskurven der komplexen Steilheit

Aus den Diagrammen lassen sich für jede Frequenz Real- und Imaginärteil der Steilheit entnehmen. Es ist jedoch üblicher, die Steilheit nach Betrag und Phase anzugeben, ähnlich wie bei Elektronenröhren. Da in den Diagrammen Real- und Imaginärteil im gleichen, linearen Maßstab aufgetragen sind, lassen sich Betrag $|y_{21E}|$ und Phasenwinkel $-\varphi_{21E}$ ganz einfach mittels Lineal und Winkelmesser ermitteln.

Für den Mittelwerttransistor OC 872/14 wurde aus der Ortskurvendarstellung (Bild 11) Betrag und Phase auf diese Weise ermittelt und im Bild 12 eingetragen. Wie man sieht, stimmt der Verlauf des Betrages mit den im Bild 6 dargestellten gut überein. Erwartungsgemäß steigt der Phasenwinkel $-\varphi_{21E}$ mit zunehmender Frequenz an, was sich durch die Laufzeiteffekte der Ladungsträger erklärt. Bild 13 zeigt die Frequenzabhängigkeit von $|y_{21E}|$ und $-\varphi_{21E}$ für den schlechtesten (Nr. 6) und für den besten (Nr. 4) der untersuchten 20 Exemplare. Bei f = 2 MHz wird auch für den Transistor OC 872/6 der in [6] angegebene Wert von $|y_{21E}| \geqq 10$ mS eingehalten.

Man erkennt auch aus Bild 13, daß das sehr gute Exemplar Nr. 4 einen wesentlich kleineren Phasenwinkel als das Exemplar Nr. 6 hat.

Ein interessantes Ergebnis zeigen die Bilder 14 und 15. Dort sind die bei gegebener Frequenz und Kollektorgleichspannung gemessenen y_{21E}-Ortskurven mit I_E als Parameter eingetragen. In beiden Diagrammen ist deutlich festzustellen, daß die Phase $-\varphi_{21E}$ mit zunehmendem Emittergleichstrom ansteigt. Dieses Verhalten wurde in [7] ebenfalls gemessen.

Wird fortgesetzt

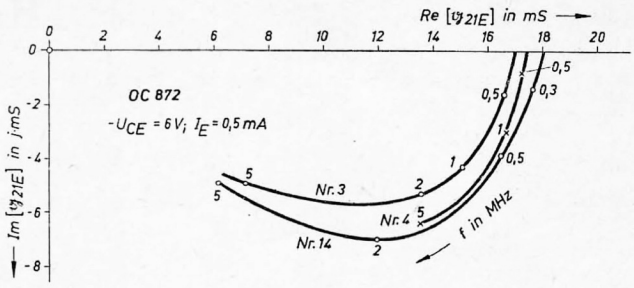


Bild 11: Ortskurven der komplexen Steilheit

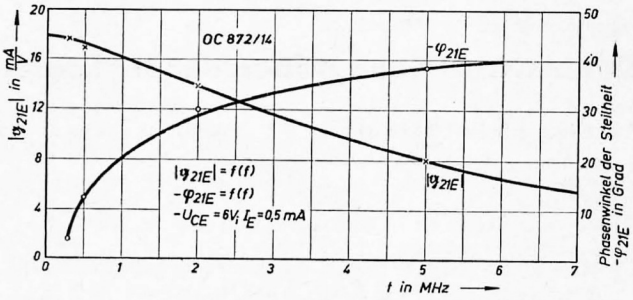


Bild 12: Betrag und Phase des Transistors Nr. 14 (OC 872)

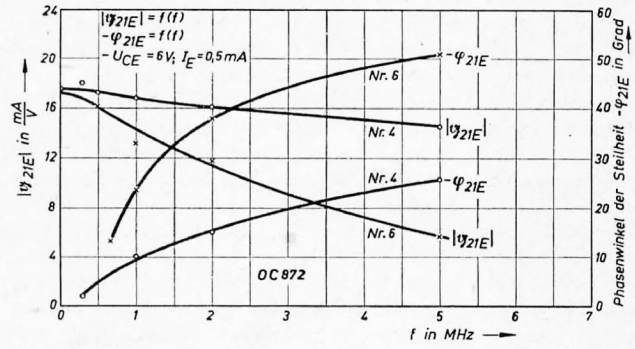


Bild 13: Betrag und Phase der Transistoren Nr. 4 und 6 (OC 872)

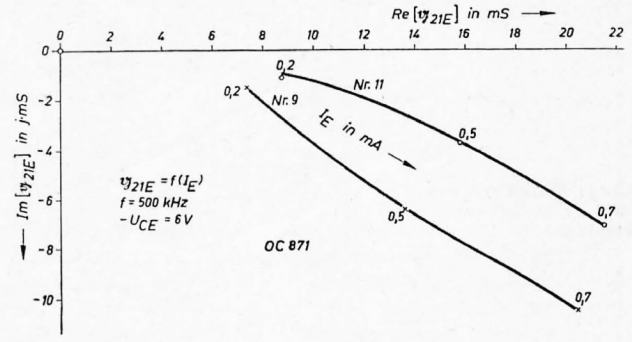


Bild 14: y_{21E}-Ortskurven mit I_E als Parameter (Nr. 9 und 11)

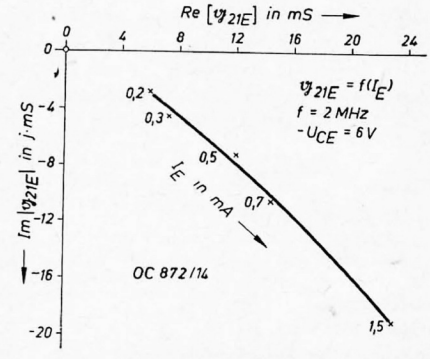


Bild 15: y_{21E}-Ortskurven mit I_E als Parameter (Nr. 14)

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. P. BAUMANN, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
Dipl.-Ing. M. HUNECK, Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau **37**

Dynamische Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872

Fortsetzung aus Heft 4 (1963)

Messung der Eingangsgrößen

Die Bilder 16 bis 20 zeigen die Abhängigkeit der Eingangsgrößen $kR_e \equiv 1/g_{11E}$ und $C_e \equiv C_{11E}$ ($b_{11E} = \omega \cdot C_{11E}$) von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom, während die Bilder 21 und 22 Ortskurven des Eingangsleitwertes mit der Frequenz als Parameter zeigen. Bild 16 zeigt die Eingangskapazität und den Kurzschlußeingangswiderstand für ein Mittelwertexemplar, Bild 17 für das schlechteste und Bild 18 für das beste Exemplar der 20 gemessenen OC 872 bei jeweils 0,5 und 1 mA Emitterstrom. Die Bilder zeigen den aus dem Ersatzschaltbild von *Giacoletto* erklärbaren Verlauf, daß der Realteil des Eingangswiderstandes (kR_e) mit zunehmender Frequenz abnimmt, da mit steigender Frequenz die Emitterkapazität $C_{b'e}$ den parallel zu ihr liegenden Emitterleitwert $g_{b'e}$ immer mehr kurzschließt, bis bei genügend hoher Frequenz nur noch der reelle Basiswiderstand als Eingangswiderstand wirksam ist.

Bild 17 zeigt, daß bei dem schlechten Exemplar der Eingangswiderstand ab etwa 25 MHz praktisch konstant bleibt und dem Basiswiderstand entspricht (etwa 300 Ω). Bei den anderen beiden Exemplaren tritt dieser Zustand erst bei höheren Frequenzen auf.

Von Vorteil ist die Darstellung der komplexen y_{11E}-Ortskurve. Die Bilder 21 und 22 zeigen solche Ortskurven für die Transistoren OC 872/4,6 u. 14. Diese Kurven wurden aus den Bildern 16 bis 18 mit der Beziehung

$$y_{11E} = g_{11E} + jb_{11E} = 1/kR_e + j\,\omega\,C_e$$

ermittelt.

Aus diesen Ortskurven kann man nach [8]
den Basiswiderstand $5_{bb'}$
den Emitterleitwert $g_{b'e}$ und
die Emitterkapazität $C_{b'e}$
des Ersatzschaltbildes nach *Giacoletto* bestimmen.

Mit den Beziehungen $C_{b'c} \ll C_{b'e}$, $g_{b'c} \ll g_{b'e}$ und $C_{cb} \approx 0$ gelangt man zur Darstellung des eingangsseitigen Ersatzschaltbildes (Bild 23).

Die Darstellung der Ortskurve des Leitwerts nach dieser Schaltung ergibt einen Halbkreis (Bild 24).

Der Basiswiderstand ergibt sich als Reziprokwert des Realteils

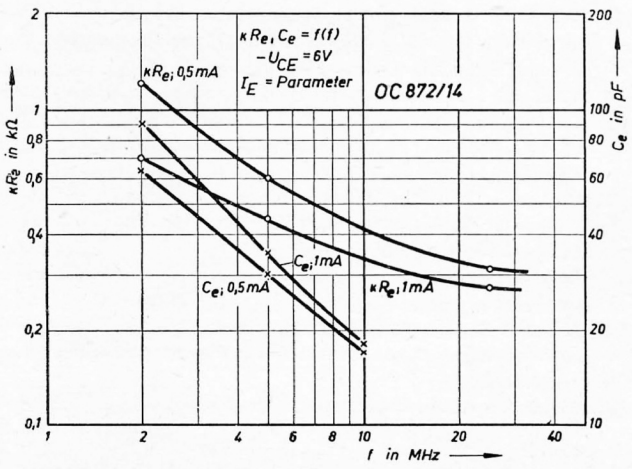


Bild 16: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

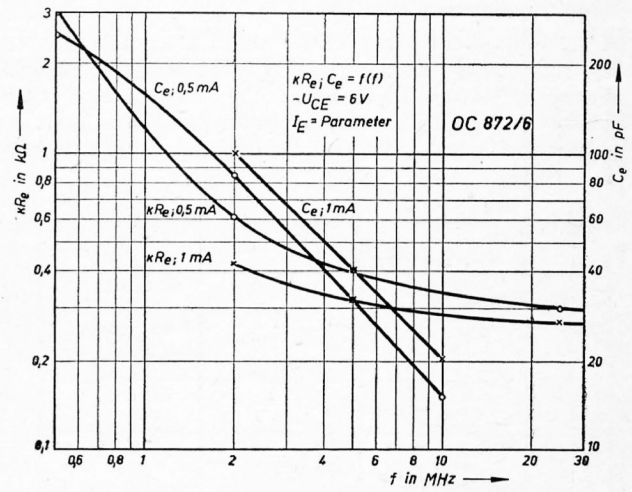


Bild 17: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

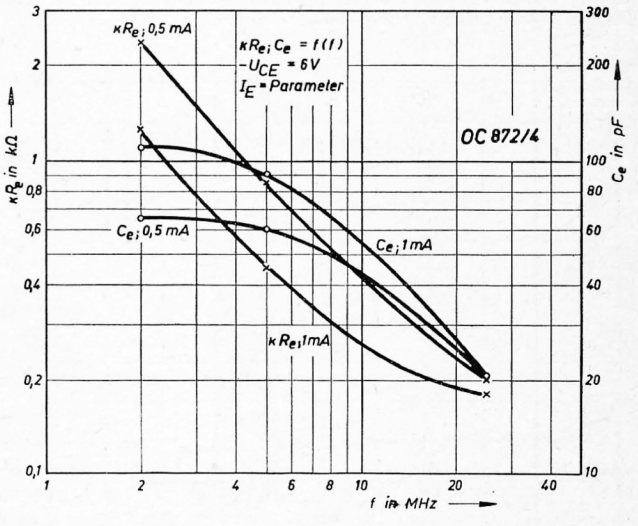


Bild 18: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

von y_{11E}, der durch den Schnittpunkt des Halbkreises mit der reellen Achse gegeben ist.
Aus dem vereinfachten y_{11E}-Ersatzschaltbild ergibt sich, daß bei $f = 0$ der Eingangsleitwert

$$y_{11E}|_{f \to 0} = \frac{g_{b'e}}{1 + r_{bb'} \cdot g_{b'e}}$$

beträgt.
Dieser Wert ergibt sich als linker Schnittpunkt des Halbkreises mit der reellen Achse. Bei bekanntem Basiswiderstand läßt sich daraus also der Emitterleitwert bestimmen

$$g_{b'e} = \frac{y_{11E}|_{f \to 0}}{1 - y_{11E}|_{f \to 0} \cdot r_{bb'}}$$

Die Emitterkapazität läßt sich aus der Frequenz bestimmen, bei der der Halbkreis seinen höchsten Punkt erreicht.
Es gilt

$$f_m = \frac{1 + r_{bb'} \cdot g_{b'e}}{2\pi\, C_{b'e} \cdot r_{b'}},$$

woraus sofort

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_m}\left(g_{b'e} + \frac{1}{r_{bb'}}\right)$$

folgt. Für das Mittelwertexemplar OC 872/14 ergeben sich aus diesen Beziehungen folgende Werte: $r_{bb'} \approx 300\ \Omega$, $g_{b'e} \approx 0{,}2$ mS und $C_{b'e} \approx 110$ pF, wobei der letzte Wert zu niedrig sein dürfte. Im Mittel müßten etwa 300 ··· 400 pF erscheinen.
Aus den Bildern 19 und 20 läßt sich schließlich noch der Einfluß der Kollektorgleichspannung bzw. des Emittergleichstromes auf die Eingangsgrößen ersehen.

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden einige Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren vom Typ OC 871 bzw. OC 872 in Schweißausführung (Gehäuse TO-18) in Form von Tabellen, Kurven und Ortskurven dargestellt, wobei besonders die Abhängigkeit der Größen vom Arbeitspunkt und der Frequenz näher untersucht wurde. Es sei aber ausdrücklich betont, daß auf Grund der geringen untersuchten Stückzahlen dem Anwender nur etwaige Richtwerte gegeben werden können, die keinesfalls als Garantiewerte des Herstellerwerkes anzusehen sind.

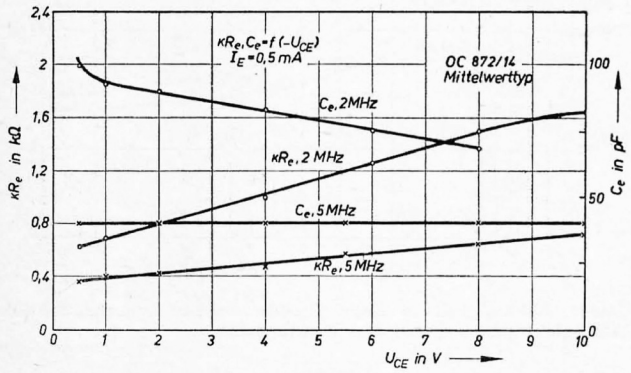


Bild 19: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

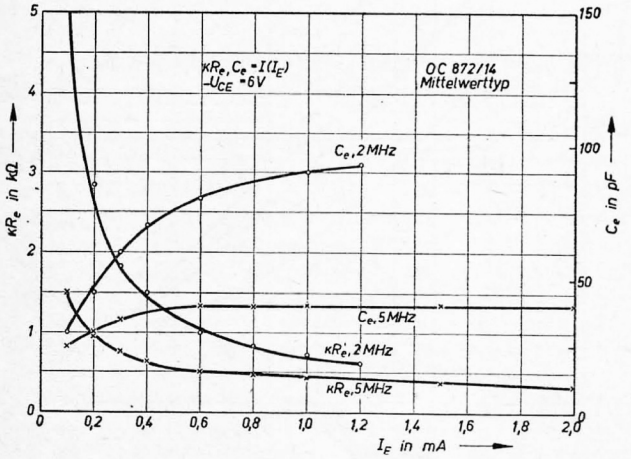


Bild 20: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

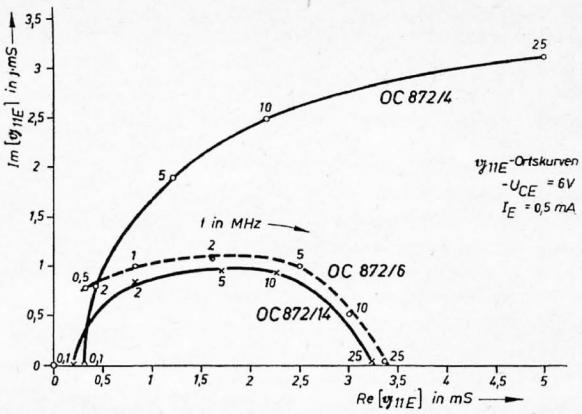


Bild 21: Ortskurven des Eingangsleitwerts mit der Frequenz als Parameter

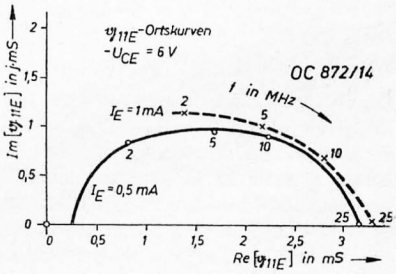


Bild 22: Ortskurven des Eingangsleitwerts mit der Frequenz als Parameter

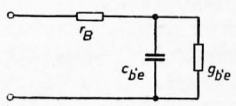


Bild 23: Ersatzschaltbild zur Darstellung von y_{11E} unter Berücksichtigung von Näherungen (für r_B lies $r_{bb'}$)

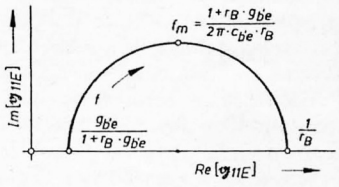


Bild 24: Ortskurve des Eingangsleitwerts gemäß vereinfachtem Ersatzbild (für r_B lies $r_{bb'}$)

Literatur

[1] E. Bottke: Transistorgrenzfrequenzen; radio und fernsehen 9 (1961) S. 267 bis 269
[2] Thuy, Krauss: Emitterkapazität und β_1-Frequenz bei Transistoren; radio mentor 5 (1961) S. 388 bis 390
[3] C. T. Kirk: A Theory of Transistor Cutoff Frequency (f_T) Fall-off at High Current Densities; IRE Transactions on Electron Devices, Band ED-9, März 1962, S. 164 bis 174
[4] W. Minner: Die Steilheit des HF-Legierungs- und Drifttransistors als Funktion der Frequenz und des Arbeitspunktes und ihre Ableitungen; Archiv der elektrischen Übertragung 9 (1960) S. 411 bis 420
[5] Olschewski: Einfache Meßverfahren zur Bestimmung der hochfrequenten Vierpolparameter von Transistoren; Telefunken Röhren-Mitteilung RM 6006/59
[6] VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder): Katalog Halbleiterbauelemente Ausgabe 1961
[7] G. Ledig: Der HF-Transistor und seine komplexen Kenngrößen im Frequenzgebiet von 0 bis 2 MHz; Dissertation, TH Berlin-Charlottenburg
[8] Münch: Transistormeßtechnik; Fernmeldeingenieur 7 (1960)

Schluß

Berichtigung:

Wir bitten, im Heft 4 (1963) S. 126 den Text der 15. Zeile wie folgt zu ändern:
$S_0 = 38$ mS bei $I_E = 1$ mA und $t = 25$ °C genügt. Für die von außen meßbare Steilheit ist insbesondere bei hohen Frequenzen diese Beziehung ...

Dipl.-Ing. ERWIN BURA 38

OY 120 bis OY 125 Germaniumgleichrichter

Vorläufige Kennwerte, Änderungen vorbehalten

Gleichrichter für mittlere Gleichstromleistungen

Mechanische Werte

Masse ohne Scheibe und Mutter etwa 19 g
Schüttelfestigkeit mindestens 10 g
Stoßfestigkeit mindestens 10 g

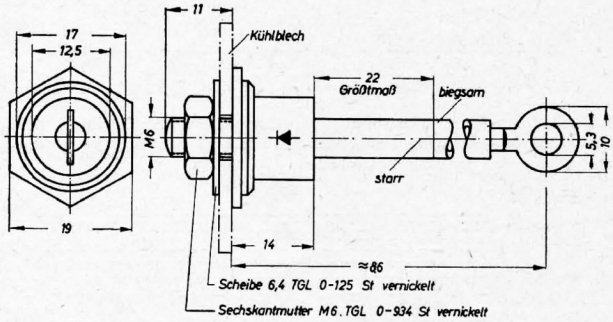


Bild 1: Abmessungen

Elektrische Werte

Nennwerte

Bei Einwegschaltung mit ohmscher Belastung, 35 °C Umgebungstemperatur und vertikalem Aluminium-Kühlblech 150 × 150 × 2 mm³ in ruhender Luft.

	OY 120	OY 121	OY 122	OY 123	OY 124	OY 125
Nenngleichstrom[1]) in A	10					
Nennsperrspannung[2]) in V	12	24	42	60	100	125

[1]) Bei einer Umgebungstemperatur über 35 °C erfolgt eine Stromreduzierung nach Bild 4.
Nach Vereinbarung werden gruppierte Gleichrichter geliefert, die bei 20prozentiger Stromreduzierung parallelgeschaltet werden können.
[2]) Effektive Anschlußwechselspannung. 10% Überlastung zulässig. Bei Belastung mit Gegenspannung darf die Anschlußspannung höchstens die Hälfte der Nennsperrspannung betragen.

Meßwerte

Bei 25 °C—5 grd Oberflächentemperatur

maximale Durchlaßspannung bei 10 A Durchlaßstrom (wg = 0)[1])	in V	0,6
maximaler Sperrstrom bei maximaler Sperrspannung	in mA	2

[1]) wg = Welligkeit des Durchlaßstroms

Grenzwerte

Bei 35 °C Umgebungstemperatur

	OY 120	OY 121	OY 122	OY 123	OY 124	OY 125
maximale Sperrspannung in V	20	40	65	100	150	200
maximale Spitzenspannung in V						
maximaler Spitzenstrom periodisch (dauernd) in A	32					

Zerstörungsstrom siehe Bild 5

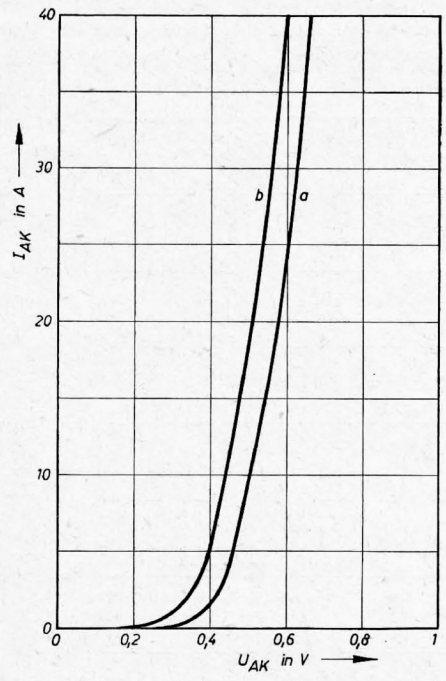


Bild 2: Mittlere Durchlaßkennlinie a) bei 25 °C; b) bei 75 °C Gehäusetemperatur

Thermische Werte

maximale Sperrschichttemperatur	in °C	75
maximale Gehäusetemperatur[2])	in °C	60
Umgebungstemperatur	in °C	—55 °C ... +70 °C
maximaler innerer Wärmewiderstand	in grd/W	2,2

Zubehör

Gleichrichtersicherung		D-Schmelzeinsatz 15 A/500 V/fllinke Ausführung (VEB Elektroinstallation Sondershausen)		
		OY 123	OY 124	OY 125
maximaler Parallelwiderstand für Reihenschaltung bei Spannungsreduzierung je Gleichrichter auf 80% seiner Nennsperrspannung	in kΩ	1,5	1,8	2,2
	in W	4	10	10

[2]) Meßstelle am Sockelsechskant

Hinweise für den praktischen Einsatz

Die Definitionen der in den nachfolgenden Ausführungen verwendeten Begriffe der Halbleitertechnik sind in TGL 8094 (Halbleiter/Halbleitergleichrichterdioden/Begriffe) Entwurf September 1962 niedergelegt. Soweit es für das Verständnis der Ausführungen erforderlich ist, werden die Begriffe hier erläutert. Wird auf das vorhergehende Kenndatenblatt Bezug genommen, dem die zur Zeit noch verbindliche frühere Fassung der genannten TGL zugrunde liegt, werden die Unterschiede zum neuen Entwurf besonders herausgestellt.

Die Einkristall-Gleichrichterbauelemente sind schon soweit eingeführt, daß sich allgemeine Bemerkungen erübrigen. Es sollen darum nur Erläuterungen zu den Kenndaten der Germaniumgleichrichterdiode OY 120 bis OY 125 und einige Hinweise gegeben werden, die beim Einsatz dieser Diode bzw. Zelle zu beachten sind. Unter „Gleichrichterzelle" versteht man das Bauelement ohne Kühleinrichtung, während das Bauelement mit der vom Hersteller angegebenen „Nenn"-Kühleinrichtung als „Gleichrichterdiode" bezeichnet wird.

Wird fortgesetzt

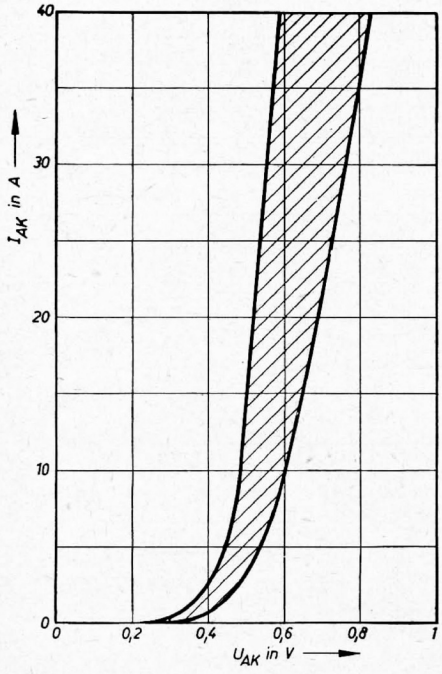


Bild 3: Streubereich der Durchlaßkennlinien bei 25 °C Gehäusetemperatur

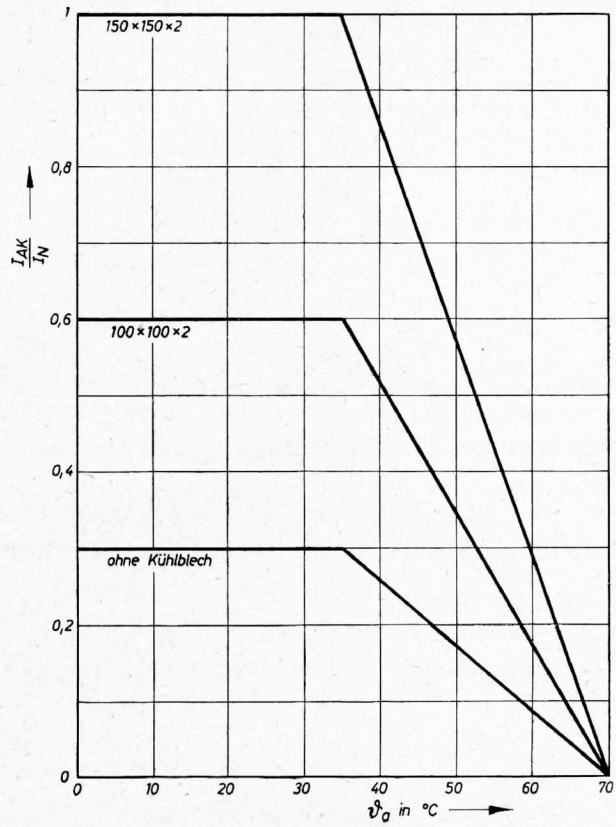


Bild 4: Abhängigkeit des maximal zulässigen Durchlaßstromes (zeitlicher linearer Mittelwert bei Sinushalbwellen) von der Umgebungstemperatur und der Kühlblechgröße

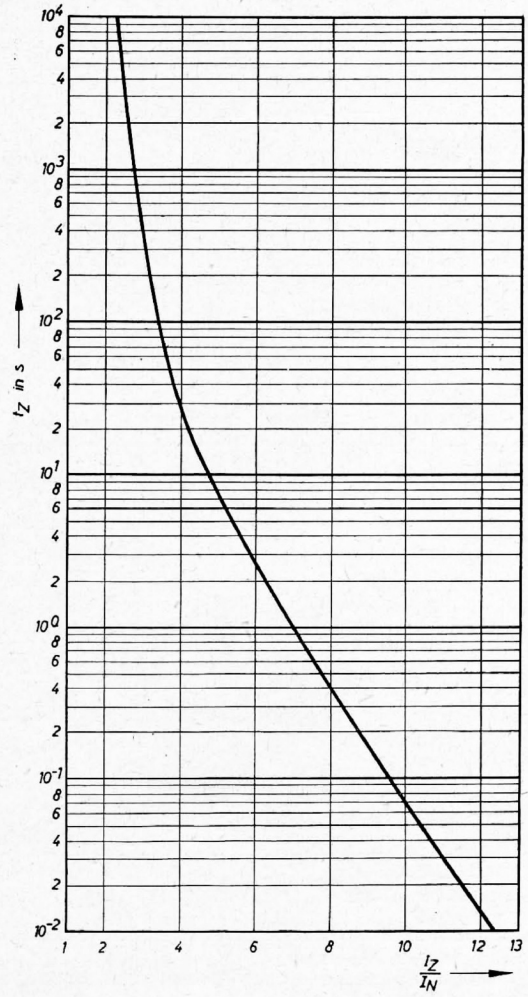


Bild 5: Zerstörungskennlinie (I_Z = Zerstörungsstrom; I_N = Nenngleichstrom)

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM INSTITUT FÜR HALBLEITERTECHNIK, TELTOW

Dipl.-Ing. ERWIN BURA 39

OY 120 bis OY 125 Germaniumgleichrichter

Fortsetzung aus Heft 7 (1963)

Strombelastbarkeit und Überstromschutz

Um die Gleichrichterzelle mit Nenndurchlaßstrom (Nenngleichstrom) zu betreiben, ohne daß die Sperrschichttemperatur den zulässigen Wert überschreitet, muß die Zelle fest und eben auf dem angegebenen Kühlblech aufsitzen. Als Kriterium für die Zulässigkeit einer Belastung bei Verwendung einer beliebigen Kühlanordnung dient die Angabe, daß die Gehäusetemperatur der Gleichrichterzelle 60 °C nicht überschreiten darf. Dieser Wert gilt für den Betrieb mit einer Verlustleistung, die nicht größer als die bei Nennbetrieb auftretenden Verluste ist. Bei Stromreduzierung, wie sie z. B. bei erhöhter Umgebungstemperatur erforderlich ist, wird durch die Verringerung der Verlustleistung auch der Temperaturabfall über dem inneren Wärmewiderstand kleiner, so daß eine lineare Erhöhung der Gehäusetemperatur von maximal 60 °C bei Nenndurchlaßstrom bis auf 70 °C bei $\bar{I}_{AKzul} = 0$ zugelassen werden kann (Bild 6).

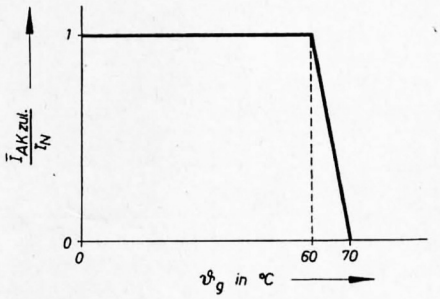


Bild 6: Zulässiger Durchlaßstrom in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur

Soll die Diode unter gleichen Bedingungen (Kühlung, Frequenz) in Schaltungen eingesetzt werden, die von der, für die der Nenndurchlaßstrom I_N angegeben ist, abweichen, so ergibt sich der maximale Betriebsstrom; das ist der für die Diode höchste dauernd zulässige Durchlaßstrommittelwert aus der Bedingung, daß die maximal zulässige Verlustleistung nicht überschritten werden darf. Mit der für Leistungsgleichrichterdioden üblichen Approximation der Durchlaßkennlinie durch eine Gerade der Steigung

$$\frac{\Delta I_{AK}}{\Delta U_{AK}} = \frac{1}{r_{AK}},$$

die auf der Abszisse die Schleusenspannung U_S abschneidet, ist zu schreiben

$$U_S \cdot I_N + r_{AK} (f_N \cdot I_N)^2 = U_S \bar{I}_{AKzul} + r_{AK} + r_{AK} (f \cdot I_{AKzul})^2 . \quad (1)$$

Daraus ergibt sich der maximale Betriebsstrom

$$\bar{I}_{AKzul} = -\frac{1}{2\,kf^2} + \sqrt{\left(\frac{1}{2\,kf^2}\right)^2 + \frac{I_N}{kf^2} + \left(\frac{f_N}{f}\right)^2 \cdot I_N^2} . \quad (2)$$

Hierin sind

$$k = \frac{r_{AK}}{U_S},$$

f_N der Formfaktor des Nenndurchlaßstromes und
f der Formfaktor des Durchlaßstroms der Diode in einer beliebigen Schaltung.

Der Formfaktor des Durchlaßstroms der Diode hat in den verschiedenen Schaltungen die in folgender Tabelle angegebenen Werte.

Es wird zwischen ungeglättetem Strom bei rein ohmscher Last und völlig geglättetem Gesamtstrom unterschieden.

Schaltungsart	Zweiphasenschaltung		Dreiphasenschaltung		Sechsphasenschaltung (außer Saugdrosselschaltung)	
Schaltungsbeispiel	Mittelpunktschaltung Brückenschaltung		Drehstrom-Brückenschaltung		Sterngabelschaltung Doppelsternschaltung	
Glättung	ohne	vollständige	ohne	vollständige	ohne	vollständige
f	1,57	1,41	1,75	1,73	2,45	2,45
$\bar{I}_{AKzul}$ in A	10	10,3	9,6	9,7	8,3	8,3

Bei Parallelschaltung von Dioden ist eine pauschale Reduzierung des Diodenstromes erforderlich, da die Streuung der Durchlaßkennlinien eine ungleichmäßige Stromaufteilung bewirkt. Stehen nach ihrem Durchlaßspannungsabfall vom Hersteller gruppierte Dioden zur Verfügung, so ist eine Stromreduktion auf 80% des maximalen Betriebsstroms notwendig, wenn Dioden einer Gruppe parallelgeschaltet werden. Die Kontrolle der Zulässigkeit der Belastung, vor allem bei Verwendung nicht gruppierter Dioden, ist durch Messung der Gehäusetemperatur möglich. Bei einer Umgebungstemperatur von 35 °C darf die Gehäusetemperatur keiner Diode 60 °C überschreiten.

Die im Datenblatt angegebene Zerstörungskennlinie gibt die Abhängigkeit der Zerstörungszeit vom Zerstörungsstrom wieder. Dabei ist die Zerstörungszeit t_z die Zeitdauer vom Beginn der Überlastung bis zur Zerstörung der Diode und der Zerstörungsstrom der zeitliche lineare Mittelwert eines sinushalbwellenförmigen Durchlaßstroms, durch den die Diode zerstört wird, die vor der Überlastung den stationären Zustand bei Nenndurchlaßstrom und Nennsperrspannung[1]) erreicht hatte. In dieser Erläuterung der Zerstörungskennlinie sind folgende für den Anwender wichtigen Hinweise enthalten:

[1]) Die durch den Begriff der Nennsperrspannung gekennzeichnete Sperrspannungsbeanspruchung ist in ihrer physikalischen Wirkung davon unabhängig, ob die Nennsperrspannung den unter bestimmten Bedingungen maximal zulässigen Scheitelwert der Sperrspannung beinhaltet, wie im neuen TGL-Entwurf, oder den Effektivwert, wie im Kenndatenblatt.

1. Es ist durch strombegrenzende Maßnahmen dafür zu sorgen, daß bei Überlastungen ein dem Sicherheitsbedürfnis entsprechender Abstand zur Zerstörungskennlinie eingehalten wird.
2. Die anhand der Zerstörungskennlinie abgeschätzten zulässigen Grenzüberlastungen dürfen nicht mehrfach kurz aufeinanderfolgend auftreten.
3. Die Zerstörungskennlinie gilt nicht exakt, wenn die Dioden in Schaltungen eingesetzt sind, bei denen die Formen von Durchlaßstrom und Sperrspannung von denen bei Ein- bzw. Zweiphasenschaltung mit ohmscher Last abweichen. Die Abweichungen machen sich jedoch erst im Bereich kurzzeitiger sehr hoher Überlastungen bemerkbar. Da die Streuinduktivitäten des Transformators eine Verzögerung des Stromanstiegs bewirken, also keine plötzliche Kommutierung zulassen, ist auch dieser Bereich durch die ermittelte Zerstörungskennlinie in guter Näherung erfaßt.

Zum Schutz gegen unzulässige Stromüberlastungen werden zweckmäßigerweise Schmelzsicherungen angewandt. Der im Datenblatt empfohlene Schmelzeinsatz ist als Zellensicherung geeignet. Für die Bemessung von Gleichrichterschaltungen kann dann nicht die mittlere Strombelastung maßgebend sein, sondern die Auslegung muß nach der zu erwartenden Überlastung erfolgen. Es ist damit zu rechnen, daß in absehbarer Zeit besser an die Diode angepaßte Sicherungen (überflinke 16-A- und 25-A-Schmelzeinsätze) auf den Markt kommen werden.

Spannungsbelastbarkeit und Überspannungsschutz

Unter der im Datenblatt angegebenen maximalen Sperrspannung (maximale Betriebsscheitelsperrspannung) ist der höchstzulässige periodisch auftretende Scheitelwert der Sperrspannung zu verstehen. Diesem Wert ist die Sperrstromangabe zugeordnet. Davon werden allgemein der Spitzenwert der Sperrspannung (periodische Spitzensperrspannung), der periodische Spannungsspitzen kennzeichnet, wie sie z. B. bei der Kommutierung auftreten können, und der Spitzenwert nicht periodisch auftretender Spannungsspitzen (Stoßspannung), wie beispielsweise Schaltspannungsspitzen, unterschieden. Diese Werte sind im Datenblatt zusammengefaßt und als maximale Spitzenspannung aufgeführt. Dadurch soll darauf hingewiesen werden, daß auch für kürzeste Zeiten ein bestimmter Sperrspannungswert nicht überschritten werden darf.

Zum Abbau der Spannungszeiten aus dem Netz werden Kondensatoren zwischen die Eingangsklemmen geschaltet.

Eine Trägerstaueffekt-Beschaltung braucht bei der 10-A-Germaniumdiode nicht vorgenommen zu werden.

Bei der Reihenschaltung der Dioden sind wegen der Streuung der Sperrkennlinien Parallelwiderstände erforderlich, um eine hinreichend gleichmäßige Spannungsaufteilung zu erzwingen. Außerdem sind dann als zulässige Sperrspannung der einzelnen Dioden 80% des im Datenblatt angegebenen Nenn- bzw. Grenzwertes bei der Auslegung der Schaltung anzusetzen. Werden der einzelnen Diode einer Reihenschaltung noch (n — 1) Dioden parallelgeschaltet (z. B. auf einem gemeinsamen Kühlkörper), so muß bei Annahme des ungünstigen Falles der dieser Gruppe zugeordnete Parallelwiderstand das 1/n-fache des im Datenblatt empfohlenen Widerstandswertes und die n-fache Leistung haben. Für die Stromaufteilung auf die parallelen Dioden ist es jedoch günstiger, wenn nicht die einzelnen Dioden zu Gruppen parallelgeschaltet, sondern die Ein- und Ausgänge der parallelen Zweige verbunden werden.

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Germanium-pnp-Legierungs-Diffusionstransistoren OC 880 bis OC 883

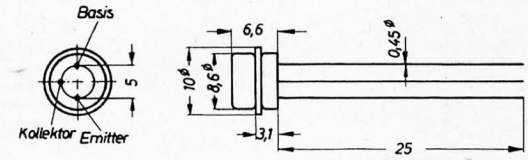
Verwendung

OC 880 HF-Transistor für Vor-, Misch- und ZF-Stufen im MW- und LW-Bereich

OC 881 HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im KW-Bereich bis 8 MHz

OC 882 HF-Transistor für ZF-Stufen von 10,7 MHz

OC 883 HF-Transistor für Mischstufen bis 100 MHz



Abmessungen

Kennwerte

Statische Kennwerte ($T_a = 25$ °C)

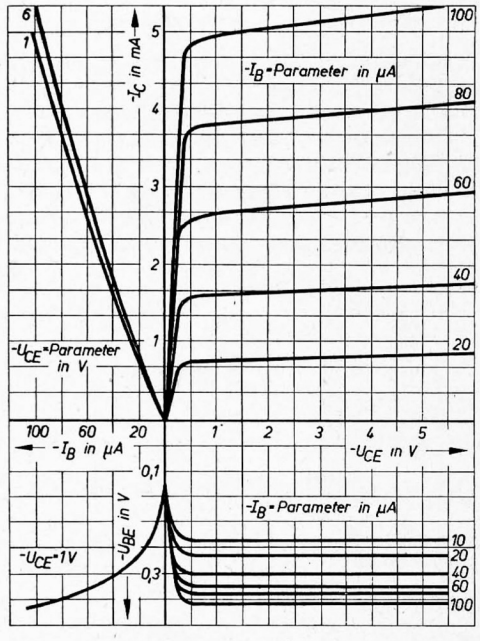
$-I_{CBO} \leqq 7{,}5\ \mu A$ bei $-U_{CB} = 6$ V; $I_E = 0$
$-I_{COK} \leqq 20\ \mu A$ bei $-U_{CB} = 6$ V; $U_{BE} = 0$

Dynamische Kennwerte ($T_a = 25$ °C)

	Y_{21e} in mA/V		f_α in MHz	f_1 in MHz	r_{Bb} in Ω	C_C in pF
	$-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 0{,}5$ mA; f 2 MHz	$-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; f = 10 MHz	$-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 0{,}5$ mA	$-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA	$-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA	$-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA
OC 880	≧10		≧10			
OC 881		≧20		≧20	≦200	≦15
OC 882		≧26		≧30	≦100	≦10
OC 883		≧30		≧50	≦ 50	≦10

Zulässige Werte

$-U_{CBE\,zul} \leqq 20$ V
$-U_{CE\,zul} \leqq 10$ V
$U_{BE\,zul} \leqq 0{,}5$ V
$-I_{BC\,zul} \leqq 10$ mA
$T_{jzul} \leqq 75$ °C
$P_{zul} \leqq 50$ mW



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung ($T_a = 25$ °C)

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. PETER BAUMANN **40**

Einige HF-Messungen an den Transistoren OC 880 bis OC 883

An den diffusionslegierten Transistoren OC 880 bis OC 883 des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder wurden Messungen zur Frequenz- und Arbeitspunktabhängigkeit des Betrages der Vorwärtssteilheit und der maximalen Leistungsverstärkung sowie zur f_T-Frequenz vorgenommen. Die mitgeteilten Meßwerte dienen nur zur Information und stellen keine Erweiterung der vom Herstellerwerk garantierten Kenndatenangaben dar [siehe auch radio und fernsehen 9 (1962)].

Es soll zunächst der wichtige Vierpolparameter-Kennwert $|y_{21e}|$, der Betrag der komplexen Vorwärtssteilheit in Emitterschaltung, betrachtet werden.

Die Bilder 1 bis 4 zeigen hierzu für die einzelnen Transistortypen die Frequenzabhängigkeit von $|y_{21e}|$ bei dem Gleichstromarbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA und der Temperatur T = 20 °C.

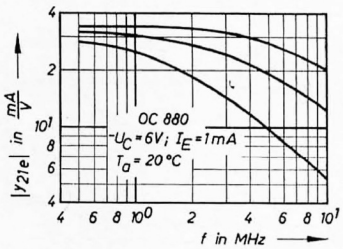


Bild 1: $|y_{21e}| = f(f)$

Es wurden jeweils 200 Exemplare bei den Frequenzen 0,5; 2; 5 und 10 bzw. 15 MHz (OC 883) gemessen. Die mittlere Kurve stellt den arithmetischen Mittelwert dar. Sie wird von einer oberen und einer unteren Kurve eingehüllt, die für das beste bzw. schlechteste untersuchte Exemplar der jeweiligen Transistortype gilt. Die Bilder 1 bis 4 zeigen den zu erwartenden Verlauf, daß der Betrag der Vorwärtssteilheit ab einer gewissen vom Transistortyp und Exemplar abhängigen Frequenz abfällt. Diese Abnahme von $|y_{21e}|$ mit der Frequenz ist beim Typ OC 880 sehr augenscheinlich. Messungen ergaben, daß der Betrag der Vorwärtssteilheit bei den angegebenen Frequenzen und dem Emittergleichstrom $I_E = 1$ mA nur unwesentlich von der angelegten Kollektorgleichspannung im Bereich $-U_{CE} = 3 \cdots 12$ V abhängig ist. $|y_{21e}|$ ist jedoch eine stark stromabhängige Vierpolgröße.

In den Bildern 5 bis 7 wurde hierzu für die Typen OC 880 bis OC 882 die Funktion $|y_{21e}| = f(I_E)$ mit der Frequenz als Parameter aufgenommen. Zu diesen Messungen wurden Exemplare herangezogen, die etwa den Verlauf der arithmetischen Mittel-

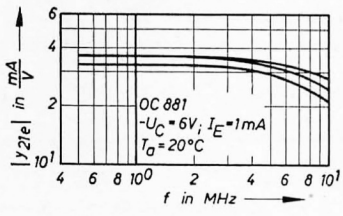
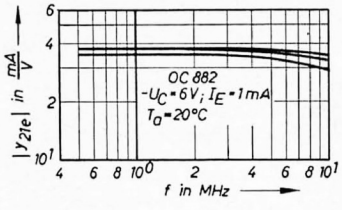
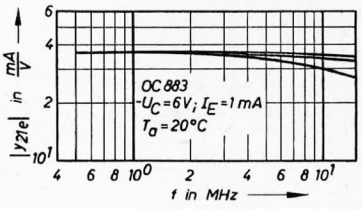


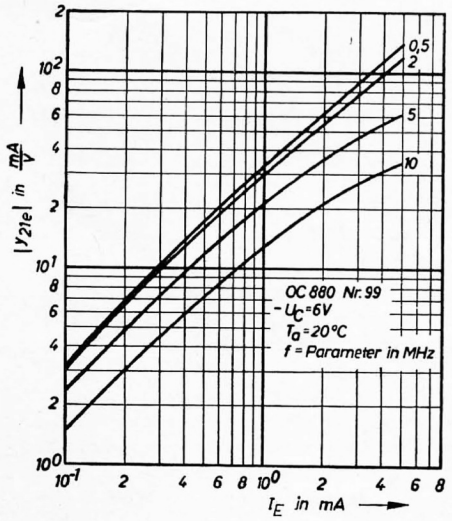
Bild 2: $|y_{21e}| = f(f)$ ◀

Bild 3: $|y_{21e}| = f(f)$ ▶

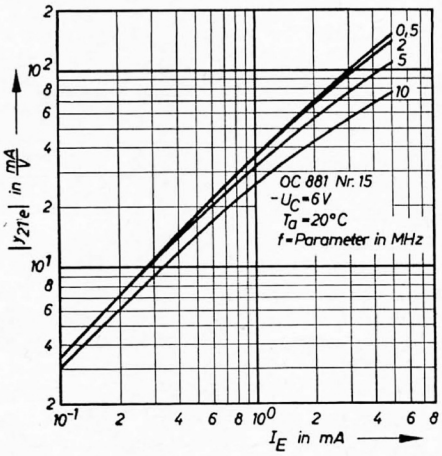
Bild 4 (rechts außen): $|y_{21e}| = f(f)$



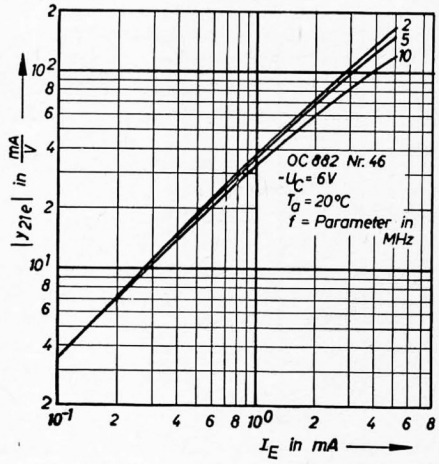




◀ **Bild 5:** $|y_{21e}| = f(I_E)$



▲ **Bild 6:** $|y_{21e}| = f(I_E)$



▲ **Bild 7:** $|y_{21e}| = f(I_E)$

werte der Bilder 1 bis 4 zeigten. Das mittlere Exemplar des Typs OC 883 entspricht in der Stromabhängigkeit von $|y_{21e}|$ dem Typ OC 882 (Bild 7).

Bei den Frequenzen 0,5 und 2 MHz liegt eine nahezu lineare Stromabhängigkeit von $|y_{21e}|$ vor.

Mit zunehmender Frequenz verringert sich der Anstieg von $|y_{21e}|$ mit dem Emittergleichstrom. Bei Frequenzen um 100 MHz kann bei $I_E = 5 \cdots 10$ mA bereits ein Maximum von $|y_{21e}|$ erwartet werden.

Für die untersuchten 200 Exemplare des Typs OC 882 wurde bei den Meßbedingungen $f = 10$ MHz; $-U_C = 6$ V; $I_E = 1$ mA; $T = 20$ °C im Mittel ein Betrag der Vorwärtssteilheit von $|y_{21e}| > 30$ mA/V gemessen (siehe Bild 3). Hinsichtlich dieses Typisierungskennwertes wurden also bei der Mehrzahl der Transistoren OC 882 die Bedingungen für den nächsthöheren Transistortyp OC 883 erfüllt. Die betreffenden Transistoren hielten jedoch den weiteren für den Typ OC 883 angegebenen Typisierungskennwert $f_{\beta=1} \geqq 50$ MHz nicht ein.

Bei den obigen Meßbedingungen gilt die Beziehung

$$f_{\beta=1} \approx f_T = |h_{21e}| \cdot f = \left|\frac{y_{21e}}{y_{11e}}\right| \cdot f \qquad (1)$$

Dabei ist $f_{\beta=1}$ diejenige Transistorfrequenz, bei der der Betrag der Kleinsignal-Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung $|h_{21e}|$ auf 1 abgefallen ist und f_T diejenige Transistorfrequenz, die das Produkt des Betrages der Kleinsignalkurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung $|h_{21e}|$ und der Meßfrequenz f darstellt, wobei f so gewählt wird, daß $|h_{21e}|$ mit einer Neigung von annähernd 6 dB pro Oktave abnimmt. (Definition nach IEC).

Aus Gleichung (1) ist ersichtlich, daß Transistoren mit gleichem Betrag der Vorwärtssteilheit und verschiedener f_T-Frequenz einen unterschiedlichen Betrag des Eingangsleitwertes aufweisen müssen. Als extremes Beispiel seien die Exemplare OC 882 Nr. 127 und OC 883 Nr. 181 angeführt, die bei den oben angeführten Meßbedingungen den gleichen Wert $|y_{21e}| = 32$ mA/V, jedoch eine stark unterschiedliche f_T-Frequenz mit $f_T = 45$ MHz (OC 882 Nr. 127) bzw. $f_T = 76$ MHz (OC 883 Nr. 181) aufweisen. Hierzu wurden folgende Vierpoleingangswerte gemessen:

	OC 882 Nr. 127	OC 883 Nr. 181
Eingangswiderstand $1/g_{11e}$ ($\triangleq kR_e$) in kΩ	0,59	1,40
Eingangskapazität C_{11e} ($\triangleq C_e$) in pF	102	60

Wird zur Beurteilung der HF-Eigenschaften eines Transistors nur die f_T-Frequenz herangezogen, so kann das zu Fehlschlüssen führen. Bei den angegebenen Meßbedingungen ist die f_T-Frequenz nach Gleichung (1) dem Verhältnis der Beträge des Vorwärts- und Eingangsleitwertes proportional.

Mit der Beziehung

$$|y_{11e}| = \sqrt{g_{11e}^2 + (\omega C_{11e})^2} \qquad (2)$$

stehen somit die Vierpolgrößen $|y_{21e}|$; g_{11e} und C_{11e} mit der f_T-Frequenz in Zusammenhang.

Bei den gegebenen Meßbedingungen wurden am Exemplar OC 880 Nr. 99 gemessen: $|y_{21e}| = 12{,}6$ mA/V, $1/g_{11e} = 0{,}585$ kΩ, $C_{11e} = 16$ pF.

Mit den Gleichungen (1) und (2) wird hieraus $f_T = 63{,}5$ MHz (gemessen $f_T = 66$ MHz).

Mit den entsprechenden Werten für das Exemplar OC 882 Nr. 127 errechnet man $f_T = 48{,}5$ MHz (gemessen $f_T = 45$ MHz).

Bei annähernd gleichem Eingangswiderstand $1/g_{11e}$ bewirkt hier die etwa 6mal kleinere Eingangskapazität C_{11e} des Exemplars OC 880, daß die f_T-Frequenz höher liegt als bei dem betrachteten Exemplar OC 882, obwohl letzteres einen etwa 2,5mal größeren Betrag der Vorwärtssteilheit $|y_{21e}|$ aufzuweisen hat.

Für den Einsatz etwa bei der Frequenz 10,7 MHz (UKW-ZF-Verstärker) empfiehlt sich jedoch auf alle Fälle das Exemplar OC 882, weil es für diesen Anwendungszweck vor allem auf hohe $|y_{21e}|$-Werte ankommt.

So gilt für eine rückwirkungsfreie Verstärkerstufe in Emitterschaltung bei Anpassung am Eingang und Ausgang folgende Beziehung für die maximale Leistungsverstärkung:

$$v_{P\,max} = \frac{|y_{21e}|^2}{4\, g_{11e} \cdot g_{22e}} \qquad (3)$$

bzw.

$$v_{P\,max} = \frac{|h_{21e}|^2 \cdot |y_{11e}|^2}{4 \cdot g_{11e} \cdot g_{22e}} \qquad (4)$$

Als Beispiel hierzu sei das Exemplar OC 883 Nr. 181 betrachtet. Bei $f = 10$ MHz; $-U_C = 6$ V; $I_E = 0{,}5$ mA wurden gemessen:

$|y_{21e}| = 17{,}8$ mA/V

$\frac{1}{g_{11e}} = 1{,}8$ kΩ $\qquad$ $\frac{1}{g_{22e}} = 32$ kΩ

$C_{11e} = 55$ pF $\qquad$ $|h_{21e}| = 4{,}8$ fach

Nach Gleichung (3) errechnet man die maximale Leistungsverstärkung zu

$$v_{P\,max} = 4560\text{fach}$$

Mit

$$v_{P\,max}\,[\text{dB}] = 10 \cdot \log v_{P\,max} \qquad (5)$$

entspricht das

$$v_{P\,max} = 36{,}6\ \text{dB}$$

Nach den Gleichungen (2) und (4) wird

$$v_{P\,max} = 4070\text{fach} = 36{,}1\ \text{dB}$$

Die festzustellende Abweichung von 0,5 dB resultiert aus der Meßungenauigkeit der verwendeten Meßgeräte, wobei der Bestimmung von $v_{P\,max}$ nach Gleichung (3) der Vorzug zu geben ist.

Entsprechend der Frequenzabhängigkeit der in den Gleichungen (3) und (4) enthaltenen Kenngrößen ist die maximale Leistungsverstärkung stark frequenzabhängig.

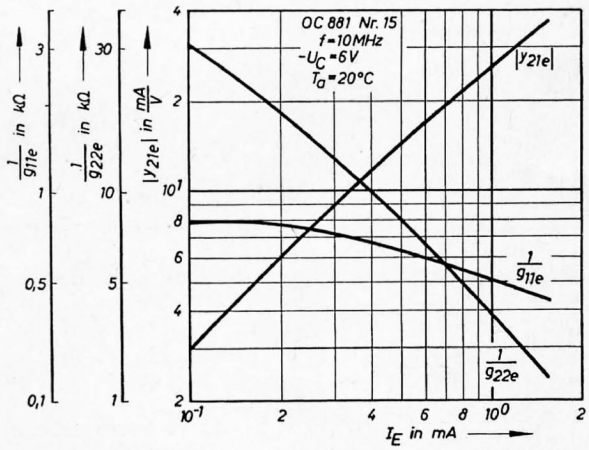


Bild 8: $|y_{21e}|$; $\frac{1}{g_{11e}}$; $\frac{1}{g_{22e}} = f(I_E)$

Es wurden z. B. folgende Werte an dem Exemplar OC 880 Nr. 99 bei $-U_C = 6$ V und $I_E = 0{,}5$ mA nach Gleichung (3) errechnet

$v_{P\,max}$ in dB	39,80	33,8	14,7
f in MHz	0,5	2	10

Bei gegebener Frequenz ist die maximale Leistungsverstärkung ebenfalls vom Transistorgleichstromarbeitspunkt abhängig. Bild 8 zeigt zunächst die Emitterstromabhängigkeit der Größe $|y_{21e}|$; $1/g_{11e}$ und $1/g_{22e}$ für das Exemplar OC 881 Nr. 15.

Auffallend ist die stark gegenläufige Tendenz des Betrages der Vorwärtssteilheit $|y_{21e}|$ und des Ausgangswiderstandes $1/g_{22e}$.

Es ist jedoch zu beachten, daß $|y_{21e}|$ quadratisch in die Bestimmung der maximalen Leistungsverstärkung eingeht.

Wird fortgesetzt

Halbleiterwiderstände

Die nachfolgenden Informationen geben einen Überblick über die wichtigsten Halbleiterwiderstände des VEB Keramische Werke Hermsdorf. Die auszugsweise Wiedergabe aus den Hermsdorfer Technischen Mitteilungen erfolgt mit freundlicher Genehmigung des VEB Keramische Werke Hermsdorf.

Buchstaben- und Zahlenschlüssel

Die nähere Bezeichnung der Typen erfolgt durch Buchstaben und Ziffern. Durch große Buchstaben werden die allgemeinen Werkstoffeigenschaften bezeichnet, durch Ziffern die elektrischen Werte. Wenn innerhalb bestimmter Typen mit gleichen Bauformen mehrere Ausführungen möglich sind, so wird dies durch einen nachgestellten kleinen Buchstaben angegeben.

Erster großer Buchstabe

Der erste große Buchstabe kennzeichnet die Klassenzugehörigkeit der Halbleiter. Somit gilt:

T — temperaturabhängiger Widerstand, Herwid-T
S — spannungsabhängiger Widerstand Herwid-S
D — druckabhängiger Widerstand, Herwid-D
F — Festwiderstand (Massewiderstand), Herwid-F

Die Herwid-T-Bauelemente umfassen nicht ausschließlich die „Heißleiter", sondern auch Bauelemente mit positivem Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes oder mit verschwindendem Temperaturkoeffizienten. Es sind Thermistoren (thermically sensitive resistors) in der allgemeinsten Bedeutung.
Herwid-S-Bauelemente umfassen nicht ausschließlich die Varistoren im üblichen Sinn, sondern auch Überspannungsableiterscheiben.

Zweiter großer Buchstabe

Der zweite große Buchstabe wird unmittelbar dem ersten großen Buchstaben nachgestellt und dient der näheren Definition der Werkstoffeigenschaft. Seine Bedeutung ist aus der Tabelle 1 ersichtlich.

Tabelle 1: Bedeutung des zweiten großen Buchstaben

Buchstabe	Bedeutung
N	Bauelement mit negativem Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes
P	Bauelement mit positivem Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes
V	Bauelement mit ausgeprägter Spannungsabhängigkeit (Varistor)
Ü	Bauelement mit weniger ausgeprägter Spannungsabhängigkeit (Überspannungsableiterscheibe)
S	Bauelement mit schwach ausgeprägter Spannungsabhängigkeit (Steuerring)

Dritter großer Buchstabe

Infolge der Vielzahl der Typen wird bei einigen Typengruppen zur weiteren Unterscheidung ein dritter großer Buchstabe nachgestellt, der auf das Anwendungsgebiet hinweist. für das die betreffende Typengruppe entwickelt worden ist. Selbstverständlich können die Widerstände auch für andere Zwecke als vorgesehen eingesetzt werden, jedoch ist dann in den meisten Fällen eine Rückfrage beim Herstellerwerk zweckmäßig. Dies gilt beispielsweise dann, wenn Anlaßtypen für Rundfunk- und Fernsehgeräte infolge ihrer hohen Grenzleistung zur Temperaturmessung eingesetzt werden sollen. Die Bedeutung des dritten großen Buchstaben geht aus der Tabelle 2 hervor.

Tabelle 2: Bedeutung des dritten großen Buchstaben

Buchstabe	Bedeutung
A	Anlaßwiderstände für Rundfunk- und Fernsehempfänger
D	Dämpfungswiderstände
E	Entstörwiderstände
F	Fühler
I	indirekt geheizte Widerstände
K	Kompensationswiderstände (in Scheibenform)
M	Meßwiderstände (in Stabform)
R	Regelwiderstände (in Miniaturausführung)
S	Spezialwiderstände (in Perlform)
T	Meßwiderstände für tiefe Temperaturen
V	Vakuum-Meßwiderstände
Z	Zündwiderstände

Ziffernangaben

An die Buchstabenkennzeichnung schließt sich eine Zifferngruppe an, die entweder aus einer Zahl besteht und dann den Kaltwiderstandswert (ohne Eigenerwärmung) bei 20 °C angibt oder aus zwei Zahlen zusammengesetzt ist, die durch einen Schrägstrich voneinander getrennt sind. Dann bedeutet die erste Zahl stets die Spannung in V oder kV, die an dem Bauelement anliegt, wenn der hinter dem Schrägstrich stehende Strom in mA oder kA fließt.
Die auf die Ziffernangabe folgende, durch einen Querstrich abgetrennte Zahl kennzeichnet die Bauform, wenn innerhalb der durch die ersten Buchstaben gekennzeichneten Typengruppe mehrere Bauformen geliefert werden, und hat die in der Tabelle 3 angegebene Bedeutung.

Tabelle 3: Bauformen der Halbleiterwiderstände

Zahl	Bauform
4	Scheiben mit 4 ± 1,0 mm ∅, ohne Innenloch
9	Scheiben mit 9 ± 1,5 mm ∅, ohne Innenloch
13	Scheiben mit 13 ± 2,0 mm ∅, ohne Innenloch
18 × 7,5	rechteckige Plättchen mit 18 mm Länge, 7,5 mm Breite
44	Scheiben mit 44 ± 2,0 mm ∅, ohne Innenloch

Soweit in bezug auf die Kontaktierung oder den Oberflächenschutz spezielle Ausführungsformen existieren, ist dies bei den entsprechenden Typenblättern vermerkt.
Zur näheren Erläuterung der Typenangaben seien nachfolgend einige Beispiele angeführt:

TNA 12/300 ist ein temperaturabhängiger Halbleiterwiderstand mit negativem Temperaturkoeffizienten für Anlaßzwecke in Rundfunk- und Fernsehempfängern. Bei einem Nennstrom von 300 mA beträgt der Spannungsabfall 12 V.

TNM 300 ist ein stabförmiger Meßwiderstand mit einem Kaltwiderstand $R_{20} = 300\ \Omega$.

TNK 270-4 ist ein temperaturabhängiger Halbleiterwiderstand mit negativem Temperaturkoeffizienten für Kompensationszwecke in Scheibenform mit einem ∅ von 4 mm. Der Kaltwiderstand R_{20} beträgt 270 Ω.

SV 390/10-44 ist ein spannungsabhängiger Widerstand (Varistor) in Scheibenform mit einem ∅ von 44 mm ohne Innenloch. Bei einem Nennstrom von 10 mA beträgt der Spannungsabfall 390 V.

SÜ 2,3/10 ist ein spannungsabhängiger Widerstand (Überspannungsableiterscheibe), der bei einem Nennableitstoßstrom von 10 kA eine Restspannung von 2,3 kV aufweist.

Beschriftung

Die Beschriftung der Halbleiterwiderstände erfolgt entweder durch Aufdruck der entsprechenden Buchstaben- und Zahlenangaben oder durch Farbkennzeichnung nach den IEC-Empfehlungen, bezogen auf Widerstands- oder Spannungswert. Die Farbkennzeichnung ist jeweils bei den entsprechenden Typenblättern angegeben.

Wird fortgesetzt

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Einige HF-Messungen zu den Transistoren OC 880 bis OC 883

Fortsetzung aus Heft 11 (1963)

So ergibt sich für das betreffende Exemplar OC 881 im Bereich von $I_E = 0{,}1 \cdots 1{,}5$ mA trotz Abfalles von $1/g_{11e}$ und $1/g_{22e}$ ein Anstieg von v_{Pmax} mit I_E, wie es Bild 9 zeigt. In das Bild 9 wurde weiterhin die Stromabhängigkeit der maximalen Leistungsverstärkung für die Exemplare OC 880 Nr. 99, OC 882 Nr. 134 und OC 883 Nr. 181 aufgenommen.
Vor allen Dingen auf Grund des höheren Betrages der Vorwärtssteilheit liegen die Exemplare vom Typ OC 882 bzw. OC 883 durchweg höher in den Werten für v_{Pmax} als diejenigen vom Typ OC 881 und OC 880 (Bilder 1 bis 7). Es sei an dieser Stelle erwähnt, daß auch Transistorexemplare gemessen wurden, die wegen höherer Werte für den Ausgangswiderstand $1/g_{22e}$ eine höhere maximale Leistungsverstärkung als andere Exemplare aufwiesen, die bei gleichen Werten für den Betrag der Vorwärtssteilheit höhere Werte für die f_T-Frequenz zeigten.

Bei mehreren Exemplaren der Typen OC 882 und OC 883 wurde ein Maximum von v_{Pmax} in Abhängigkeit von I_E bei fester Kollektorspannung zwischen $I_E = 0{,}6$ und 1,2 mA festgestellt.

Bild 10 zeigt Meßergebnisse zur Abhängigkeit der Größen $|y_{21e}|$; $1/g_{11e}$ und $1/g_{22e}$ von der Kollektorgleichspannung.

Es wurde das Exemplar OC 882 Nr. 46 bei f = 10 MHz und $I_E = 1$ mA untersucht. Während $|y_{21e}|$ und $1/g_{11e}$ im Bereich von 3 ··· 9 V nahezu unabhängig von $-U_C$ gemessen wurden, zeigt der Ausgangswiderstand $1/g_{22e}$ einen starken Anstieg mit der Spannung, der im Bereich von 3 V bis 9 V als annähernd linear gemessen wurde. Die letztere Kenngröße ist damit auch für die Zunahme der maximalen Leistungsverstärkung mit der Kollektorgleichspannung verantwortlich. Diese Abhängigkeit wurde für das betreffende Exemplar im Bild 11 dargestellt.

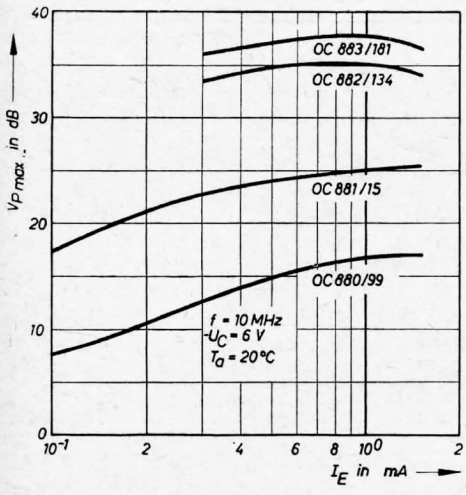


Bild 9: $v_{Pmax} = f(I_E)$

Bild 10: $|y_{21e}|; \frac{1}{g_{11e}}; \frac{1}{g_{22e}} = f(-U_C)$

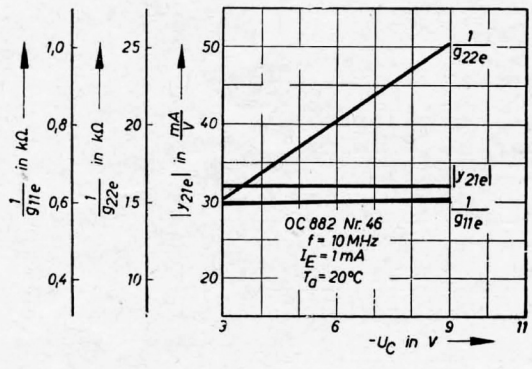
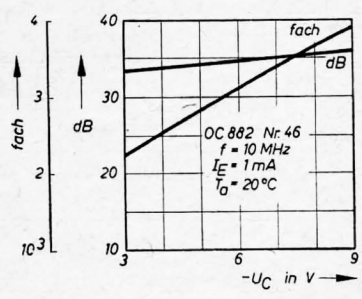


Bild 11: $v_{Pmax} = f(-U_C)$



HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM INSTITUT FÜR HALBLEITERTECHNIK, TELTOW

Dipl.-Ing. JOACHIM WINDEL

Vorläufige dynamische Kennwerte der Silizium-Höchstfrequenzdioden OA 541/2, OA 546/7, OA 551/2, OA 556/7

Allgemeine Bemerkungen

Bei den angegebenen Diodentypen handelt es sich um umformierte Punktkontaktdioden aus p-Silizium mit einem federnd aufgesetzten Metallkontakt. Der Kristall ist am oberen Ende der Keramikpatrone mit einem Messingteil verbunden, während die Kontaktfeder mit dem unteren Teil der Patrone (pin) verlötet ist.
Das Durchlaßgebiet bei diesem Aufbau wird dann erreicht, wenn der untere Teil der Patrone (pin) negativ gegenüber dem oberen Anschluß vorgespannt ist.
Zur Beschreibung des elektrischen Verhaltens bei höheren Frequenzen werden die dynamischen Kennwerte herangezogen, da die statischen wegen der Wirksamkeit des komplexen Ersatzschaltbildes bei höheren Frequenzen schnell an Bedeutung verlieren.
Die elektrischen Kennwerte sind in Diodenfassungen gemessen worden, die im IHT hergestellt wurden. Die Angabe einer entsprechenden Normfassung kann aus diesem Grunde nicht erfolgen. Die Werte selbst sind unter den Bedingungen des Breitbandfalls angegeben, d. h., Spiegel- und Signalwelle finden gleiche Anpassungsverhältnisse vor.

Erläuterungen der angegebenen Kennwerte

Stromempfindlichkeit β [μA/μW]

Die Stromempfindlichkeit ist das Verhältnis des Kurzschlußrichtstromes zur absorbierten Leistung bei kleinen Aussteuerungen.

Nullpunktwiderstand R_o [Ω]

Der Nullpunktwiderstand ist der differentielle Widerstand im Nullpunkt.

Konversionsverlust L [dB]

Der Konversions- oder Mischverlust ist das Verhältnis der verfügbaren Signal- zur verfügbaren ZF-Leistung. Der zehnfache Logarithmus dieses Verhältnisses wird in dB angegeben. Je nach Abschluß der auftretenden Spiegelwelle werden Werte für Spiegelwellenleerlauf oder -kurzschluß (reaktiver Fall) und der Wert für gleiche Anpassung der Spiegel- und Signalwelle (Breitbandfall) unterschieden. Wegen der Abhängigkeit des Sperrschichtleitwertes von der Größe der Oszillatoramplitude wird diese dabei mit angegeben.

Mischerrauschtemperaturfaktor t_m

Der Mischerrauschtemperaturfaktor ist als das Verhältnis der ausgangsseitig (ZF) verfügbaren Rauschleistung der Mischdiode zu der eines auf T_o befindlichen ohmschen Widerstandes definiert.
Dieser Faktor gibt an, wieviel mal so groß die Temperatur der Diode als die Raumtemperatur T_o ist.

$$T_m = t_m \cdot T_o$$

Die analytischen Verknüpfungen des Mischerrauschtemperaturfaktors mit abhängigen Größen zeigen, daß die Randbedingungen, die an die Werte des Mischverlustes geknüpft sind, auch den Mischerrauschtemperaturfaktor beeinflussen.
Wegen des im ZF-Gebiet noch wirksamen Funkelanteils des Diodenrauschens verändert der jeweilige Wert der ZF den Mischerrauschtemperaturfaktor zusätzlich.
Die angegebenen Werte beziehen sich auf eine ZF von 30 MHz.

Gesamtempfängerrauschzahl F_{ges} [dB]

Die Gesamtempfängerrauschzahl ist die Rauschzahl der Kaskadenschaltung von Mischdiode und nachfolgendem ZF-Verstärker. Sie ist üblich definiert zu

$$F_{ges} = \frac{N_{ausg}}{G_{ges} \cdot k \cdot T_o \cdot B}$$

Dabei ist N_{ausg} die gesamte Ausgangs(ZF)-Rauschleistung, G_{ges} das Produkt beider Leistungsverstärkungen, d. h. G_{ZF}/L_{Diode} und B die effektive Bandbreite des Empfängers.
Es ergibt sich daraus

$$F_{ges} = L\,(t_m + F_{ZF} - 1).$$

Diese Größe wird oftmals als Vergleichsgröße verschiedener Mischdioden bei vorgegebener F_{ZF} angegeben.
Eine Typisierung nach dieser Größe, ohne besondere Zusatzmaßnahmen (ZF-Widerstandstransformation), kann zu Fehlurteilen der Diodenqualität führen, da Dioden gleicher Mischerrauschzahl

$$F_m = L \cdot t_m$$

und unterschiedlichem ZF-Widerstand wegen $F_{ZF} = F_{ZF}(R_{ZF})$ unterschiedliche Gesamtempfängerrauschzahlen besitzen können.

ZF-Widerstand R_{ZF} [Ω]

Der ZF-Widerstand ist der ZF-seitige Ausgangswiderstand der Mischdiode.
Aus dem Äquivalentnetzwerk des Mischer-Sechspols ist seine Abhängigkeit von den verschiedenen Spiegelwellenabschlüssen bzw. von dem Arbeitspunkt zu erkennen.

Stehwellenverhältnis m

Das Stehwellenverhältnis gibt das Verhältnis von minimaler zu maximaler Spannung auf einer Leitung mit dem Wellenwiderstand Z und einem Abschlußwiderstand R an. Dabei besteht die bekannte Beziehung mit dem Betrag des Reflexionsfaktors r wie folgt:

$$m = \frac{U_{min}}{U_{max}} = \frac{R}{Z} = \frac{1-r}{1+r}$$

Es ist $m \leqq 1$, obwohl vielfach in der englischsprachigen Literatur (VSWR) auch der Kehrwert dieses Verhältnisses angegeben wird. In den Kennwerten gilt das Stehwellenverhältnis für die Güte der Anpassung an den Oszillator.

Kurzzeitimpulsbelastung $W_{p\,zul}$ [erg]

Die zulässige Kurzzeitimpulsbelastung ist ein Maß für die Energie, die die Diode im angegebenen Fall bei einmaligem kurzzeitigen ($\tau \approx 3$ ns) Vorgang ohne Veränderung ihrer Daten aufnehmen kann.
Für Anlagen, die eine gemeinsame Empfangs- und Sendeantenne besitzen und demzufolge entsprechende Umschalter (TR-Switch) verwenden, gelangt wegen der endlichen Ionisierungszeit der TR-Röhren ein Teil der Sendeleistung während des ersten Teils des

Sendeimpulses (Spike) auch auf den Empfangsmischer, der dadurch, falls er nicht bestimmte $W_{p\,zul}$-Werte besitzt, zerstört werden kann (burnout).
Zur Einhaltung der Forderungen nach minimalem Mischverlust durch Absenken der Sperrschichtkapazität und des Bahnwiderstandes auf dem Wege der Verkleinerung der Punktkontakt-Geometrie und einer möglichst großen zulässigen Kurzzeitimpulsbelastung ist der Hersteller zu Kompromissen gezwungen.

Vorläufige Kennwerte

Sämtliche angegebenen Diodentypen werden ausschließlich in der angegebenen Bauform I (Internationale Patrone) geliefert.

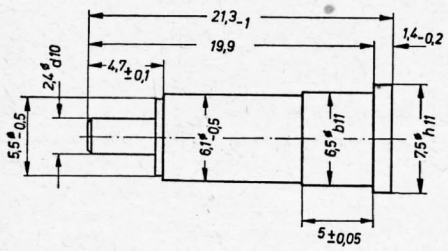


Bild 1: Abmessungen

Verwendung

Misch- und Richtdioden für 4 und 10 GHZ

Kenn- und Grenzdaten

Mischdioden

	OA 541	OA 542	OA 546	OA 547
Meßfrequenz f_M in MHz	9375	9375	4000	4000
Oszillatorleistung P_0 in mW	1	1	0,5	0,5
ZF-Ausgangswiderstand R_{ZF} in Ω	200· ·500	200···500	200···500	200···500
Eingangsstehwellenverhältnis in m	≧0,6	≧0,6	≧0,8	≧0,8
Mischverlust L in dB	≦8	≦7	≦7	≦6
Mischerrauschtemperaturfaktor t_m	≦3	≦2	≦3	≦2
zul. Kurzzeitimpulsbelastung (etwa 3 ns) $W_{p\,zul}$ in erg	≦0,3	≦0,3	≦0,3	≦0,3
Mischerrauschzahl F_m	<19	<10	<15	<8

Bemerkung

Es werden auch die Mischdioden als typengerecht angesehen, die Überschreitungen der angegebenen Werte für L oder t_m besitzen, aber unterhalb der Mischerrauschzahlen bleiben.
Gleichstromlastwiderstand $R_L = 100\,\Omega$; ZF-Lastwiderstand $R_{E\,ZF} = 400\,\Omega$.
Sämtliche Datenangaben sind unverbindlich.

Gegentaktmischdioden

	2 OA 542	2 OA 547
Daten wie	OA 542	OA 547
	mit Pärchenabweichungen $\Delta L \leqq 0{,}3$ dB $\Delta R_{ZF} \leqq 50\,\Omega$ $\Delta m \leqq 0{,}1$	

Richtdioden

	OA 551	OA 552	OA 556	OA 557
Meßfrequenz f_M in MHz	9375	9375	4000	4000
Signalleistung P_S in mW	1	1	1	1
Eingangsstehwellenverhältnis in m	≧0,6	≧0,6	≧0,8	≧0,8
Richtstrom I_r in mA bei $R_L = 100\,\Omega$	≧1,0	≧1,2	≧1,2	≧1,4
Stromempfindlichkeit β in $\frac{\mu A}{\mu W}$ bei $P_S = 50\,\mu W$, $R_L = 5\,\Omega$	≧0,8	≧1,3	≧1,5	≧2,0
Nullpunktwiderstand R_0 in kΩ	>2	>2	>2	>2

Bemerkung zu den Misch- und Richtdioden

Die Dioden werden im IHT in Hohlleiterfassungen eines Querschnittes entsprechend den Kurzzeichen R 40 und R 100 in DIN 47302 ausgemessen, wobei eine Kurzschlußschieberabstimmung erfolgt. Im größeren Profil R 40 ist eine festbleibende Vorabstimmung durch Stifttransformation vorhanden. In den vorhandenen Fassungen liegt der Variationsbereich der Kurzschlußschieberstellung für optimale Anpassung bei der vorabgestimmten R 40-Fassung bei 48 ± 1 mm, bei der R 100-Fassung entsprechend bei 15 ± 3 mm.
Da diese Werte und damit auch das Stehwellenverhältnis von den verwendeten Fassungen abhängen, gelten Dioden, die alle Typenmerkmale außer *m* einhalten, trotzdem als typengerecht.

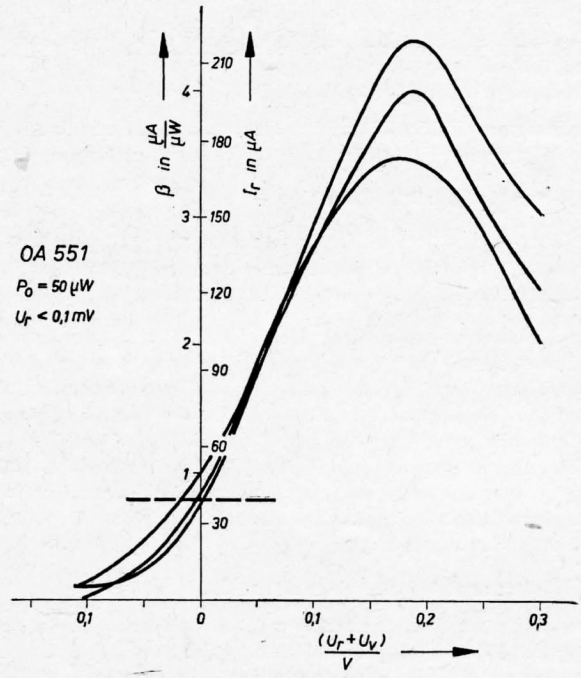


Bild 2: Stromempfindlichkeit

Abschließend sollen einige Verläufe von L, t_m, R_{ZF} und β über der Oszillatorleistung bzw. Vorspannung das prinzipielle Verhalten der Dioden unter diesen Bedingungen zeigen. Es sind hierbei willkürliche Dioden benutzt worden. Wenn der Mischverlust bei diesen besser ist als er dem Typ entspricht, so erfolgte die Gruppierung unter OA 541, weil andere Kennwerte für die OA 542 nicht gehalten wurden (z. B. t_m). Die Abhängigkeit der Stromempfindlichkeit β zeigt, daß sich erhebliche Verbesserungen bei durchlaßseitiger Vorspannung erreichen lassen. *Wird fortgesetzt*

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM INSTITUT FÜR HALBLEITERTECHNIK, TELTOW

J. LUDWIG, M. GABRIEL und P. SCHÜTZE **56**

Vorläufige Kenndaten der Si-pnp-Legierungstransistoren OC 920 bis OC 923

Die im Institut für Halbleitertechnik, Teltow, entwickelten Si-Legierungstransistoren weisen Eigenschaften auf, die für Schaltzwecke und auch für spezielle NF-Verstärkerzwecke im Bereich höherer Umgebungstemperaturen besonders geeignet sind. So sind die Eigenschaften als Schalter im Gebiet kleiner Ströme und Spannungen für den Einsatz als Meßzerhacker im Gleichspannungsvoltmeter mit denen von Germaniumtransistoren vergleichbar. Während infolge gewisser Materialkonstanten das Minimum der Restspannung als Funktion von I_B bei $I_C = 0$ wesentlich höher und auch die Temperaturkompensation nicht ganz so günstig ist, ergeben sich für den Sperrstrom, der wesentlich den Driftfehler eines Gleichspannungsvoltmeters bestimmt, die für Si-Bauelemente typischen kleinen Werte. Da hierbei die Basis-Emitter-Strecke gesperrt wird, stellt sich der unterhalb des Wertes von I_{CBO} liegende Sperrstrom I_{CEV} ein. Aus verschiedenen Gründen ist eine Abhängigkeit der Sperrströme von der Sperrspannung vorhanden, jedoch kann diese meist vernachlässigt werden, was zum Ersatzschaltbild eines Generators mit sehr hohem Innenwiderstand führt. Die Temperaturabhängigkeit der Restströme liegt in derselben Größenordnung wie bei Germaniumtransistoren. Die Streuung ist allerdings etwas größer.

Da die Restspannung und der Sperrstrom eines unsymmetrischen Legierungstransistors im inversen Betrieb kleiner sind als im normalen Betrieb, werden Transistoren im Schaltbetrieb bei kleinen Pegeln vorwiegend invers betrieben.

Zur Charakterisierung des Schaltverhaltens bei größeren Strömen dienen die Angaben über die Restspannung, Gleichstromverstärkung B in der Nähe der Restspannung sowie die Schaltzeiten bzw. Schaltzeitkonstanten. Die Temperaturabhängigkeit dieser Werte ist größtenteils aus den Diagrammen ersichtlich. Die Schaltzeiten bzw. Schaltzeitkonstanten gelten nur für die angegebenen Aussteuerungsgrenzen. Wird der Scheitelwert des Stromes verringert, so verschlechtern sich im allgemeinen die Zeiten etwas, da die bei abnehmendem Strom zunehmende Stromverstärkung mit einer Reduzierung der Grenzfrequenz in Emitterschaltung einhergeht. Aus dem Absolutwert der Gleichstromverstärkung bei größeren Strömen ergibt sich die Forderung, den Transistor normal zu betreiben, da bei inversem Betrieb eine Aussteuerung nicht mehr möglich ist.

Zur Kennzeichnung der Spannungsfestigkeit werden die maximal zulässigen Kollektor-Emitter-Spannungen bei offenem Basis-Anschluß angegeben. Sofern kein Punch-through-Effekt auftritt, bei dem eine derartige Aufweitung der Kollektor- oder Emittersperrschicht auf Kosten der Basiszone auftritt, daß die Majoritätsträger direkt zwischen Kollektor und Emitter fließen können, unterscheiden sich im Gegensatz zu Ge-Transistoren die Sperrspannungen $U_{CE\,max}$ und $U_{CB\,max}$ nur wenig voneinander. Ferner ist der Einfluß eines äußeren Widerstandes zwischen Basis- und Emitteranschluß sehr gering. Das gleiche Verhalten drückt sich in den Absolutwerten der Sperrströme (Restströme) aus. I_{CBO}, I_{CEO} und I_{CES} liegen bei Zimmertemperatur dicht zusammen.

Eine Verbesserung der hier angegebenen Daten durch Erhöhung der Emitterbasis-Sperrspannung auf 10 V, durch Schaffung eines neuen Typs mit höherer Stromverstärkung sowie eines Typs, der bei einer Betriebsspannung von 6 V eine hohe Stromverstärkung (etwa 40 ··· 150) und eine hohe Grenzfrequenz (etwa 4 ··· 12 MHz) mit einem günstigen Rauschmaß (ungefähr 4 ··· 10 dB) verbindet, wird zu gegebener Zeit bekanntgegeben werden.

Abmessungen

Bauform B 1 nach TGL 11811 (entspr. TO 5). Anschlüsse isoliert. Masse etwa 1 g.

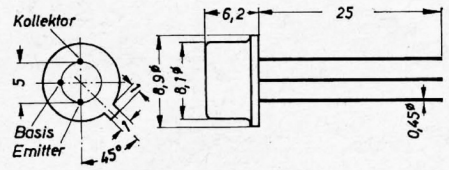


Bild 1: Abmessungen

Kurzzeichen und Erläuterungen

ϑ_a	Umgebungstemperatur
$\vartheta_{j\,max}$	maximal zulässige Sperrschichttemperatur
$\vartheta_{s\,max}$	maximal zulässige Lagerungstemperatur
$-U_{CE\,Sat}$	Kollektorsättigungsspannung für $-I_B$ = konst. (wie für $-I_C = 55$ mA, $-U_{CE} = 1$ V)
f_α	Grenzfrequenz in Basisschaltung
$r_{bb'}$	Basisbahnwiderstand (gemessen bei Kollektoreinspeisung)
C_C	Kollektorkapazität
τ_r	Anstiegszeitkonstante für Stromsteuerung in Emitterschaltung
τ_s	Speicherzeitkonstante für Stromsteuerung in Emitterschaltung
F	Rauschmaß, gemessen bei $\Delta f = \pm 0{,}5$ kHz und Rg = 600 Ω
t_r	Anstiegszeit; Bezugswerte der relativen Impulshöhe: 0,1 und 0,9
t_s	Speicherzeit; Bezugswerte der relativen Impulshöhe: 1 und 0,9

Weitere Kurzzeichen siehe TGL 200—8200
Weitere Begriffe siehe TGL 200—8161, Dez. 1963

Prüfungen

A = Abnahmeprüfungswerte
T = Typprüfungswerte
I = Informativ angegebene Werte

OC 920 Si-pnp-Legierungstransistor mit kleiner Sperrspannung

Grenzwerte

$-U_{CE\,max}$	$= 10$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$U_{BE\,max}$	$= 6$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$-I_{C\,max}$	$= 50$ mA	
$P_{V\,max}$	$= 250$ mW	bei $\vartheta_a = 45$ °C
$\vartheta_{j\,max}$	$= 150$ °C	
$\vartheta_{s\,max}$	$= -40 \cdots +120$ °C	

Statische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte I_E in mA	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			10			A
$-I_B$	in µA	150	85	40	6		1	T
$-I_B$	in mA	18	9,5	3	1		50	T
$-U_{BE}$	in mV	650	590	350	6		1	T
$-U_{BE}$	in V	1,5	1,1	0,90	1		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-I_{CE\,Sat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Dynamische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte Meßfrequenz in kHz	Einstellwerte $-U_{CB}$ in V	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
f_α in MHz	8	2,3	0,8		6		1	T
h_{21e}	30	15	8	1		6	1	A
h_{11e} in kΩ	1	0,5	0,2	1		6	1	T
h_{12e} in $1 \cdot 10^{-4}$	6	1,8	1,0	1		6	1	T
h_{22e} in µS	100	32	10	1		6	1	T
$r_{bb'}$ in Ω	60	41	25	5000		6	1	I
C_C in pF	60	32	20	5000		6	1	I
C_C in pF	200	107	75	5000		1	25	I
τ_r in µs	1,3	0,8	0,6			$6 \cdots U_{CE\,Sat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
τ_s in µs	3,2	1,6	1,1			$U_{CE\,Sat}$	50	I
F in dB	15	6		1,2		1	0,5	I

τ_r und τ_s entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	$I_{C\,schalt.}$ / $B \cdot I_B$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
t_r in µs	2,7	1,8	1,3	1	$6 \cdots U_{CEO}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_r in µs	0,9	0,6	0,4	3	$6 \cdots U_{CE\,Sat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_s in µs	3,5	1,7	1,3	3	$U_{CE\,Sat}$	50	I

OC 921 Si-pnp-Legierungstransistor mit mittlerer Sperrspannung

Grenzwerte

$-U_{CE\,max}$	$= 33$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$U_{BE\,max}$	$= 6$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$-I_{C\,max}$	$= 50$ mA	
$P_{V\,max}$	$= 250$ mW	bei $\vartheta_a = 45$ °C
$\vartheta_{j\,max}$	$= 150$ °C	
$\vartheta_{s\,max}$	$= -40 \cdots +120$ °C	

Statische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte I_E in mA	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			33			A
$-I_B$	in µA	150	81	40	6		1	T
$-I_B$	in mA	18	9,1	3	1		50	T
$-U_{BE}$	in mV	650	590	550	6		1	T
$-U_{BE}$	in V	1,5	1,15	0,9	1		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-U_{CE\,Sat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Dynamische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte Meßfrequenz in kHz	Einstellwerte $-U_{CB}$ in V	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
f_α in MHz	7	1,91	0,60		6		1	T
h_{21e}	25	14,2	8	1		6	1	A
h_{11e} in kΩ	0,90	0,46	0,20	1		6	1	T
h_{12e} in $1 \cdot 10^{-4}$	6	2	1,0	1		6	1	T
h_{22e} in µS	50	28	10	1		6	1	T
$r_{bb'}$ in Ω	70	42	35	5000		6	1	I
C_C in pF	70	29	20	5000		6	1	I
C_C in pF	200	110	75	5000		1	25	I
τ_r in µs	1,3	0,82	0,45			$6 \cdots U_{CE\,Sat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
τ_s in µs	3,1	1,6	0,8			$U_{CE\,Sat}$	50	I
F in dB	15	6		1,2		1	0,5	I

τ_r und τ_s entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	$I_{C\,schalt}$ / $B \cdot I_B$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
t_r in µs	3,0	1,7	1,1	1	$6 \cdots U_{CEO}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_r in µs	1,0	0.6	0,3	3	$6 \cdots U_{CE\,Sat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_s in µs	3,5	1,7	0,9	3	$U_{CE\,Sat}$	50	I

OC 922 Si-pnp-Legierungstransistor mit höherer Sperrspannung für NF-Schaltungen mittlerer Leistung und für mittelschnellen Schaltbetrieb

Grenzwerte

$-U_{CE\,max}$	$= 66$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$U_{BE\,max}$	$= 6$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$-I_{C\,max}$	$= 50$ mA	
$P_{V\,max}$	$= 250$ mW	bei $\vartheta_a = 45$ °C
$\vartheta_{j\,max}$	$= 150$ °C	
ϑ_s	$= -40 \cdots +120$ °C	

Statische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte I_E in mA	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			66			A
$-I_B$	in µA	150	100	50	6		1	T
$-I_B$	in mA	25	13,5	5	1,0		50	T
$-U_{BE}$	in mV	650	580	550	6		1	T
$-U_{BE}$	in V	1,5	1,10	0,90	1,0		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-U_{CE\,Sat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Wird fortgesetzt

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM INSTITUT FÜR HALBLEITERTECHNIK, TELTOW

J. LUDWIG, M. GABRIEL und P. SCHÜTZE

Vorläufige Kenndaten der Si-pnp-Legierungstransistoren OC 920 bis OC 923

(Fortsetzung aus Heft 5)

OC 923 Si-pnp-Legierungstransistor mit höherer Stromverstärkung und höherer Grenzfrequenz für hochwertige NF-Stufen und für Schaltstufen mit niedriger Betriebsspannung

Grenzwerte

$-U_{CE\,max} = 10\ V$ bei $\vartheta_a = 25\ °C$
$U_{BE\,max} = 6\ V$ bei $\vartheta_a = 25\ °C$
$I_{C\,max} = 50\ mA$
$P_{V\,max} = 250\ mW$ bei $\vartheta_a = 45\ °C$
$\vartheta_{j\,max} = 150\ °C$
$\vartheta_{s\,max} = -40 \cdots +120\ °C$

Statische Werte ($\vartheta_a = 25\ °C$ — 5 grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte I_E in mA	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			10			A
$-I_B$	in µA	100	37	20	6		1	T
$-I_B$	in mA	8	4,4	3	1		50	T
$-U_{BE}$	in mV	600	550	520	6		1	T
$-U_{BE}$	in mV	1000	872	800	1		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-U_{CESat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Dynamische Werte ($\vartheta_a = 25\ °C$ — 5 grd)

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte Meßfrequenz in kHz	Einstellwerte $-U_{CB}$ in V	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
f_α in MHz	10	5	3		6		1	A
h_{21e}	70	27	20	1		6	1	A
h_{11e} in kΩ	1,8	0,84	0,55	1		6	1	T
h_{12e} in $1 \cdot 10^{-4}$	6	3	2	1		6	1	T
h_{22e} in µS	150	72	20	1		6	1	T
$r_{BB'}$ in Ω	100	66	40	5000		6	1	I
C_C in pF	70	38	30	5000		6	1	I
C_C in pF	250	180	150	5000		1	25	I
τ_r in µs	1,1	0,9	0,7			$6 \cdots U_{CESat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
τ_s in µs	3,0	2,0	1,4			U_{CESat}	50	I
F in dB	15	6		1,2			0,5	I

τ_r und τ_s entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	$\frac{\bar{\beta} \cdot I_B}{I_{C\,schalt}}$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
t_r in µs	2,3	1,9	1,6	1	$6 \cdots U_{CEO}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_r in µs	0,75	0,6	0,5	3	$6 \cdots U_{CESat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_s in µs	3,25	2,2	1,6	3	$6 \cdots U_{CESat}$	50	I

Statische Werte ($\vartheta_a = 25\ °C$ — 5 grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte I_E in mA	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			10			A
$-I_B$	in µA	100	37	20	6		1	T
$-I_B$	in mA	8	4,4	3	1		50	T
$-U_{BE}$	in mV	600	550	520	6		1	T
$-U_{BE}$	in mV	1000	872	800	1		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-U_{CESat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Dynamische Werte ($\vartheta_a = 25\ °C$ — 5 grd)

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte Meßfrequenz in kHz	Einstellwerte $-U_{CB}$ in V	Einstellwerte $-U_{CE}$ in V	Einstellwerte $-I_C$ in mA	Prüfung
f_α in MHz	10	5	3		6		1	A
h_{21e}	70	27	20	1		6	1	A
h_{11e} in kΩ	1,8	0,84	0,55	1		6	1	T
h_{12e} in $1 \cdot 10^{-4}$	6	3	2	1		6	1	T
h_{22e} in µS	150	72	20	1		6	1	T
$r_{BB'}$ in Ω	100	66	40	5000		6	1	I
C_C in pF	70	38	30	5000		6	1	I
C_C in pF	250	180	150	5000		1	25	I
τ_r in µs	1,1	0,9	0,7			$6 \cdots U_{CESat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
τ_s in µs	3,0	2,0	1,4			U_{CESat}	50	I
F in dB	15	6		1,2			0,5	I

τ_r und τ_s entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	$\frac{\bar{\beta} \cdot I_B}{I_{C\,schalt}}$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
t_r in µs	2,3	1,9	1,6	1	$6 \cdots U_{CEO}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_r in µs	0,75	0,6	0,5	3	$6 \cdots U_{CESat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_s in µs	3,25	2,2	1,6	3	$6 \cdots U_{CESat}$	50	I

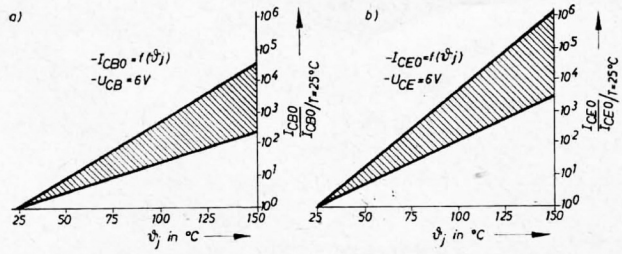
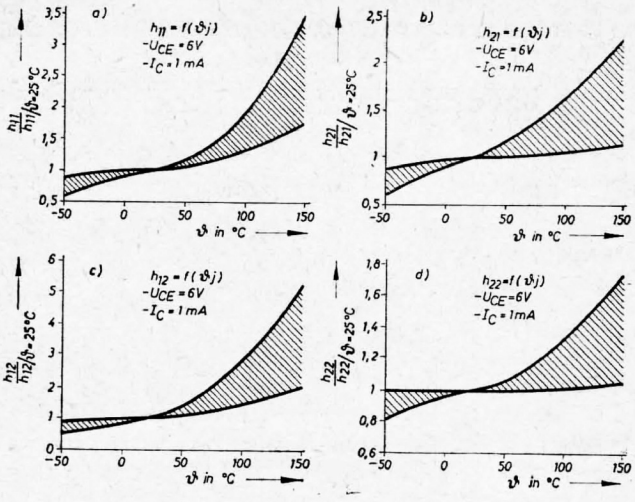


Bild 2: Temperaturabhängigkeit der Restströme



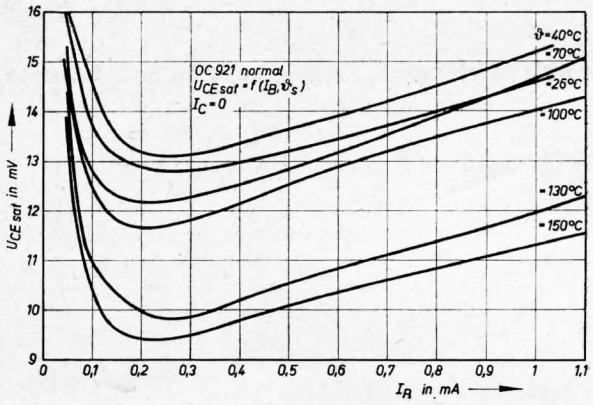


Bild 8: Sättigungsspannung bei $I_C = 0$ mit der Temperatur als Parameter

◀ **Bild 3: Temperaturabhängigkeit der h-Parameter**

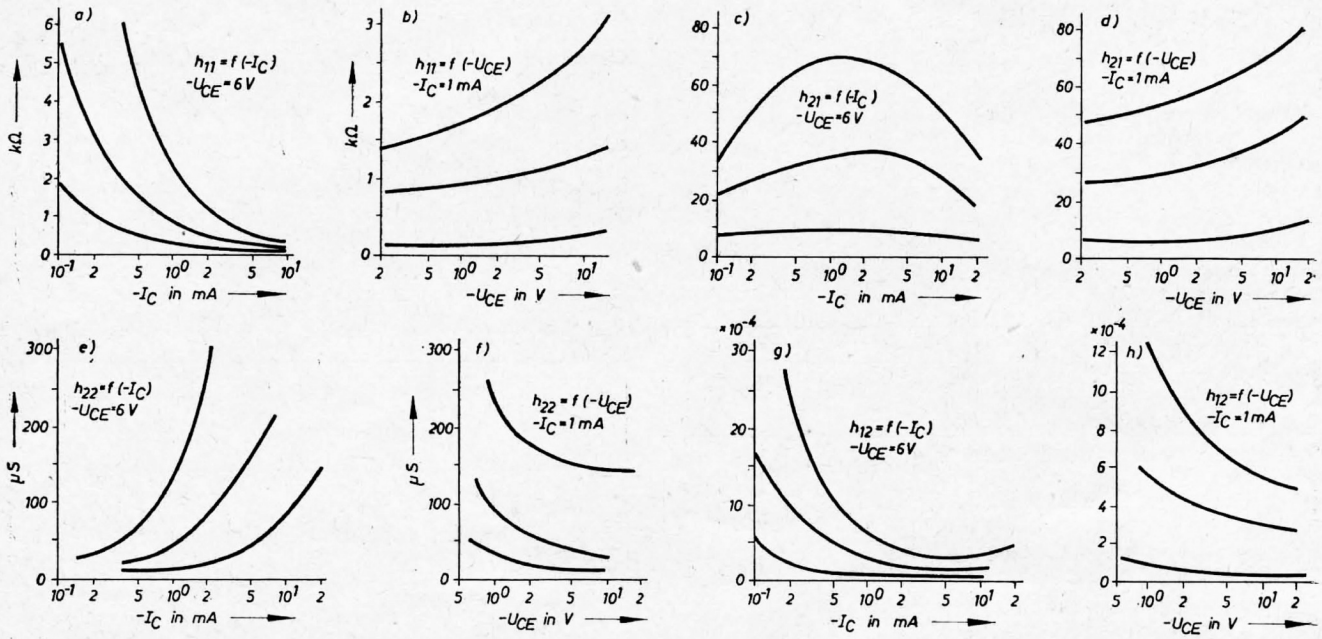


Bild 4: Arbeitspunktabhängigkeit der h-Parameter. Die Kurven entsprechen einem Exemplar innerhalb der Toleranzgrenzen sowie den vorläufigen Grenzexemplaren

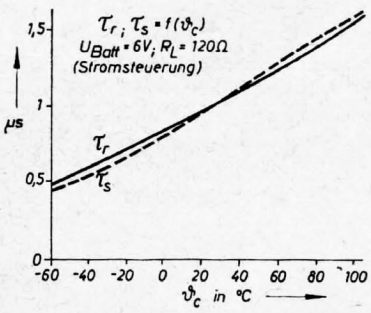
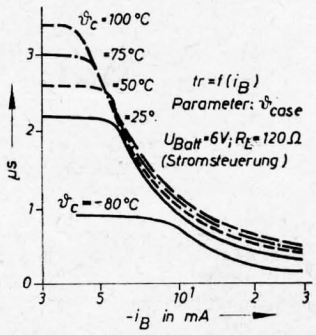


Bild 5: Temperaturabhängigkeit der Schaltzeitkonstanten



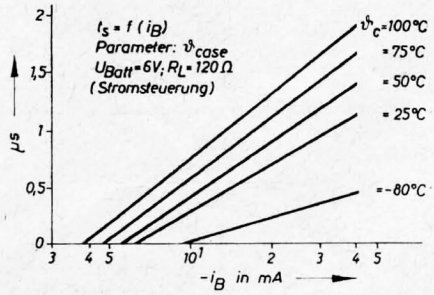


Bild 7: Speicherzeit als Funktion der Übersteuerung mit der Temperatur als Parameter

Bild 6 (Mitte): Anstiegszeit als Funktion der Aussteuerung mit der Temperatur als Parameter

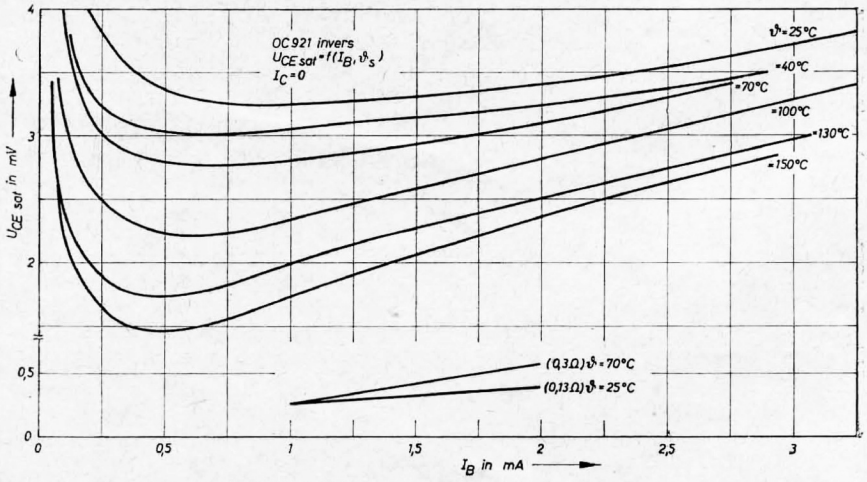


Bild 9: Sättigungsspannung bei $I_C = 0$ mit der Temperatur als Parameter ▶

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. PETER BAUMANN

Kennwerte der diffusionslegierten Germanium-pnp-HF-Transistoren GF 120 (OC 880) bis GF 122 (OC 882)

Diesen Ausführungen liegt der am 3. 10. 1963 in Weimar auf der Fachtagung „Halbleiterbauelemente in der Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik" gehaltene Vortrag „Kennwerte der Transistoren OC 880 bis OC 883 und ihre Messung" zugrunde. Die Überarbeitung des Vortrages entspricht dem Stand vom 15. 2. 1964.

Verwendung

GF 120 HF-Transistor für Vor-, Misch- und ZF-Stufen im MW- und LW-Bereich
GF 121 HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im KW-Bereich bis 8 MHz
GF 122 HF-Transistor für ZF-Stufen von 10,7 MHz

Bauform

Die Bauform der seit Anfang des Jahres 1963 im VEB Halbleiterwerk gefertigten diffusionslegierten pnp-Flächentransistoren der Typenreihe OC 880 bis OC 883 [1] wurde auf das TO 18-Gehäuse umgestellt (Bild 1). Damit entstand die Typenreihe GF 120 bis GF 122, bei der der Kollektoranschluß isoliert herausgeführt ist, während ein vierter Anschluß („Schirm") auf Gehäusepotential liegt.

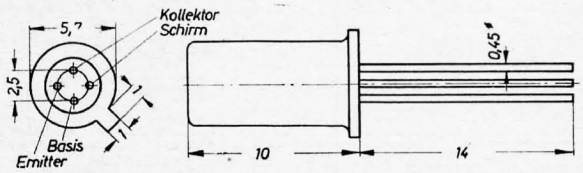


Bild 1: Abmessungen

Zulässige Höchstwerte (für $\vartheta_a = 45$ °C)

$-U_{CBO} = 25$ V; $-I_C = 10$ mA; $\pm I_B = 1$ mA
$-U_{EBO} = 0{,}5$ V; $-I_E = 11$ mA
$-U_{CE} = 15$ V gilt für ein Verhältnis der Widerstände $R_B/R_E \leqq 50$, wobei

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \leqq 100\ \text{k}\Omega$$

zu wählen ist (Bild 2).

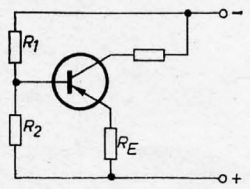


Bild 2: Einstellung der Basisspannung

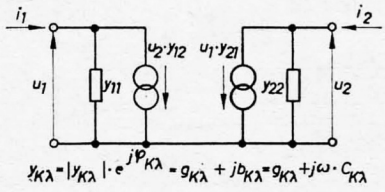


Bild 3: Transistor-y-Ersatzschaltbild zu Tabelle 1

Statische Kennwerte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

$-I_{CBO} = 4$; $\leqq 7{,}5\ \mu$A bei $-U_{CB} = 6$ V
$-I_{CER} = 20$; $\leqq 100\ \mu$A bei $-U_{CE} = 6$ V ($R_{BE} = 33\ \text{k}\Omega$)
$-U_{CBO} \geqq 25$ V bei $-I_C = 100\ \mu$A
$-U_{EBO} \geqq 0{,}5$ V bei $-I_E = 100\ \mu$A

Wärmewiderstand $R_{th} \leqq 0{,}6$ grd/mW

Die angegebenen Mittelwerte und Arbeitspunktabhängigkeiten sind als informatorische Angaben zu betrachten.
Zu einem späteren Zeitpunkt werden diese Informationswerte insbesondere durch die Angabe von Mittelwerten und Arbeitspunktabhängigkeiten der y-Parameter bei den Frequenzen 0,5 und 2 MHz ergänzt werden.

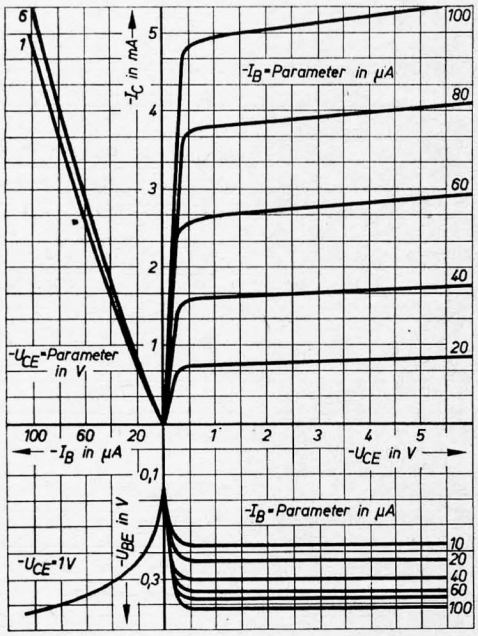


Bild 4: Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung der Typen GF 120, 121, 122

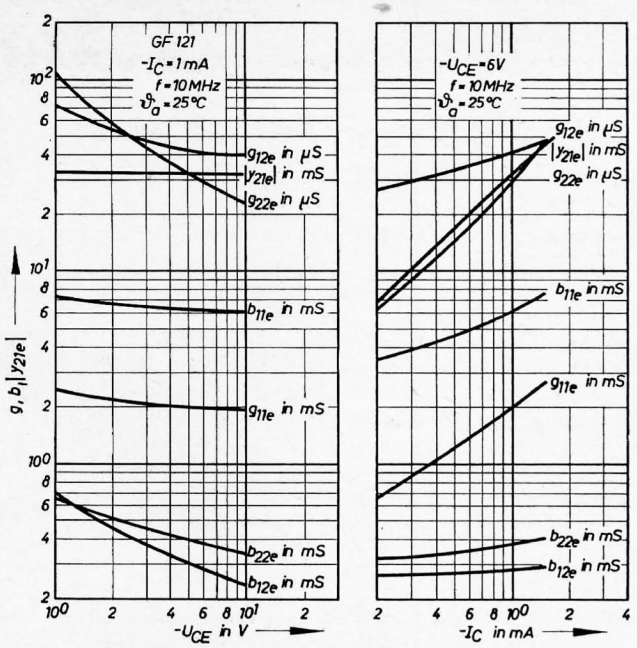
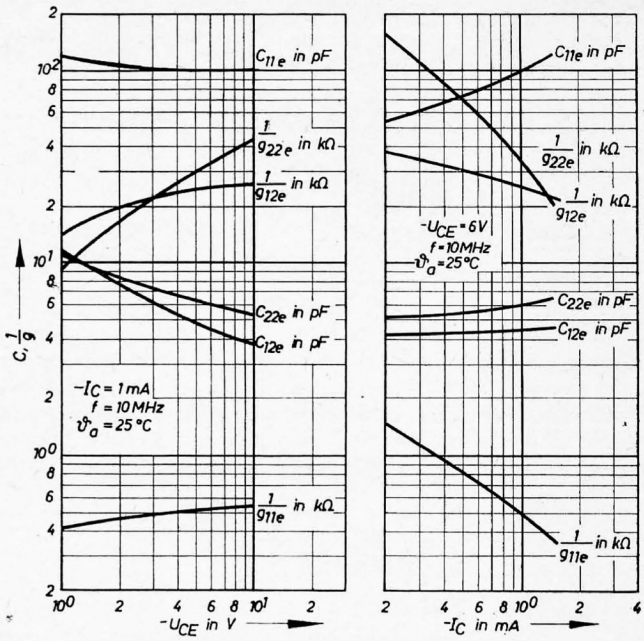
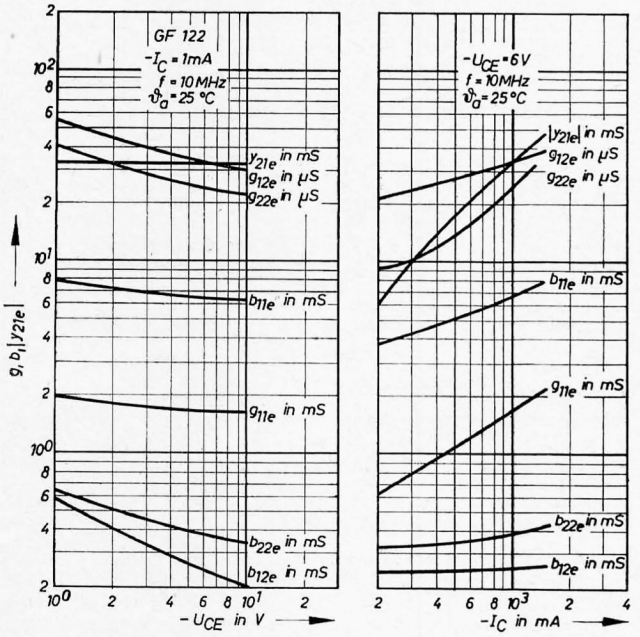


Bild 5: Arbeitspunktabhängigkeiten des Typs GF 121 ▲



▼ Bild 6: Arbeitspunktabhängigkeiten des Typs GF 122



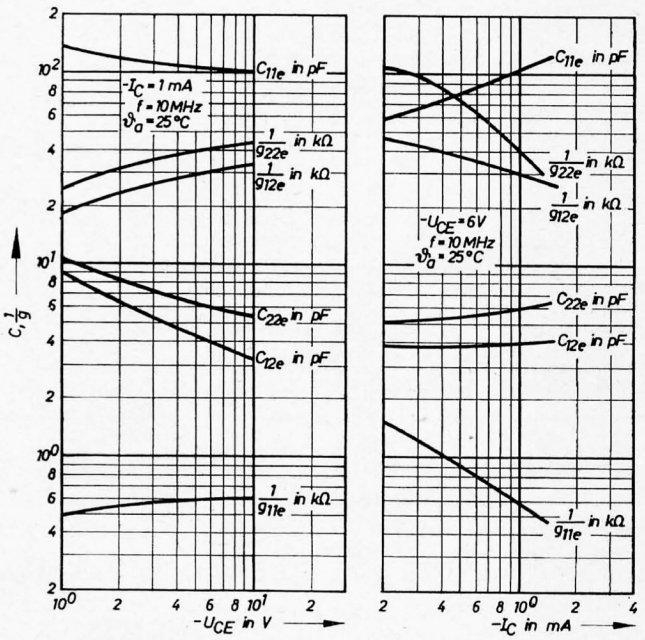


Tabelle 1: Dynamische Kennwerte

	h_{21e}	f_T in MHz		g_{11e} in mS		C_{11e} in pF		g_{12e} in µS	
$-U_{CE}$ in V	6	6	6	6	6	6	6	6	6
$-I_C$ in mA	1	0,5	1	0,5	1	0,5	1	0,5	1
f in MHz	0,001			2	10	2	10	2	10
GF 120	50	30; ≧10		≦1		100; ≦175		≦5	
GF 121	50		50; ≧25		2; ≦4		100; ≦175		40; ≦100
GF 122	50		50; ≧30		1,8; ≦2,5		105; ≦175		33; ≦67

	C_{12c} in pF		$\|y_{21e}\|$ in mS		g_{22e} in µS		C_{22e} in pF	
$-U_{CE}$ in V	6	6	6	6	6	6	6	6
$-I_C$ in mA	0,5	1	0,5	1	0,5	1	0,5	1
f in MHz	2	10	2	10	2	10	2	10
GF 120	5; ≦9		17; ≧10		≦20		5; ≦15	
GF 121		4,5; ≦6		32; ≧22		30; ≦100		6; ≦12
GF 122		4; ≦5		33; ≧28		25; ≦50		6; ≦10

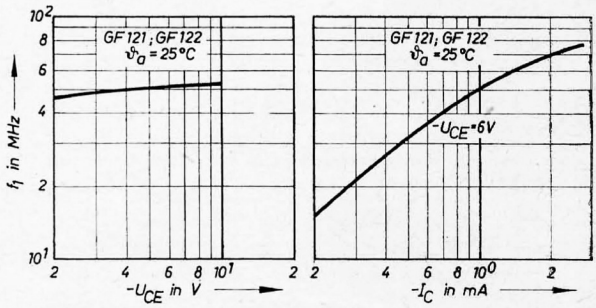


Bild 7: Arbeitspunktabhängigkeit der f_1-Frequenz der Typen GF 121 und GF 122

Literatur

[1] Halbleiterinformationen (39), Germanium-pnp-Legierungs-Diffusionstransistoren OC 880 bis OC 883, radio und fernsehen 12 (1963) H. 9 S. 290

HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Dipl.-Ing. PETER BAUMANN

Vorinformation für die Transistortypenreihe GF 129 bis GF 132

Im Vergleich zur Baureihe GF 120 bis GF 122 ist bei der Reihe GF 129 bis GF 132 ein verbessertes Frequenzverhalten zu erwarten. Die Ursache liegt u. a. in einer Verkleinerung der Transistorsperrschichtflächen und in einer veränderten Dotierung, womit sich kleinere Sperrschichtkapazitäten ergeben. Bild 1 zeigt hierzu ein stark vereinfachtes physikalisches Ersatzschaltbild [1].
Als Elemente des äußeren Transistors sind die Emitter- und Kollektorsperrschichtkapazität sowie der Basisbahnwiderstand eingezeichnet.

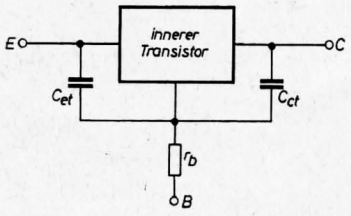


Bild 1: Physikalisches Ersatzschaltbild des Transistors

Diese Abhängigkeit für typische Exemplare von GF 122 und GF 132 zeigt Bild 2.
Obwohl f_1*, die innere f_1-Frequenz, bei beiden Exemplaren etwa vergleichbar ist, ist der Neigungswinkel der Geraden

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = f\left(\frac{1}{I_E}\right)$$

bei GF 132 bedeutend kleiner.
Das zeigt, daß die Summe der Sperrschichtkapazitäten beim GF 132 bedeutend niedriger liegt als beim GF 122.

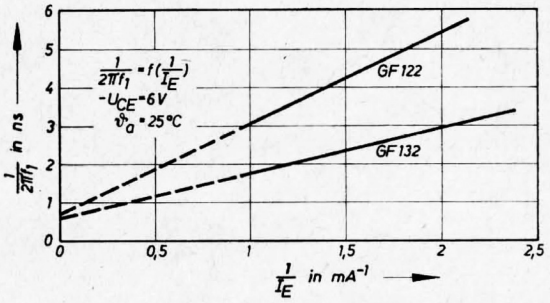


Bild 2: $\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = f\left(\frac{1}{I_E}\right)$

Bei Vernachlässigung der Kollektorspeicherkapazität, einem Parameter des inneren Transistors, erhält man für die f_1-Frequenz folgende Beziehung [2]:

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 = \frac{1}{r_e\,(C_{es} + C_{et} + C_{ct})} \qquad (1)$$

wobei

C_{es} die Emitterspeicherkapazität (Parameter des inneren Transistors),
C_{et} die Emittersperrschichtkapazität,
C_{ct} die Kollektorsperrschichtkapazität,

$$r_e = \frac{k \cdot T}{q \cdot I_E} \quad \text{und}$$

$$\frac{1}{r_e} = 38\,\text{mS} \quad \text{bei} \quad \vartheta_a = 25\,°\text{C} \quad \text{sind.}$$

k ist die Boltzmannsche Konstante,
T die absolute Temperatur,
q die Elementarladung des Elektrons und
I_E der Emittergleichstrom.

Die innere f_1-Frequenz f_1* ist bestimmt durch die Gleichung

$$2 \cdot \pi \cdot f_1^* = \frac{1}{r_e \cdot C_{es}} \qquad (2)$$

und daher unabhängig vom Emittergleichstrom [2]. Es gelingt, die inneren und äußeren Kapazitäten dadurch zu trennen, daß man die Beziehung

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = f\left(\frac{1}{I_E}\right)$$

meßtechnisch ermittelt.

Die Summe der Sperrschichtkapazitäten errechnet man aus

$$C_{et} + C_{ct} = \frac{\frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_1^*}}{2 \cdot \pi \cdot r_e} \qquad (3)$$

Somit ergeben sich für die betrachteten typischen Exemplare folgende spezielle Werte:

	GF 122	GF 132
f_1 in MHz bei $-U_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	52	87
f_1* in MHz	227	266
$C_{et} + C_{ct}$ in pF	91	47

Verwendung

GF 129 MW-Vorstufen- und Mischtransistor und AM-ZF-Transistor

GF 130 10,7-MHz-ZF-Transistor

GF 131 UKW-Mischtransistor

GF 132 UKW-Vorstufentransistor

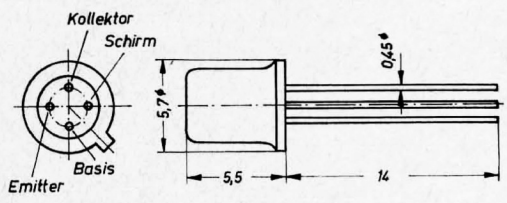


Bild 3: Abmessungen

Vorläufige Kennwerte

Statische Kennwerte für GF 129 bis GF 132 ($\vartheta_a = 25$ °C)

$-I_{CBO} = 2{,}5 \leqq 7{,}5\ \mu A$ bei $-U_{CB} = 6$ V
$-U_{CBO} \geqq 25$ V bei $-I_{CBO} = 100\ \mu A$
$-U_{EBO} \geqq 0{,}5$ V bei $-I_{EBO} = 100\ \mu A$

Dynamische Kennwerte ($\vartheta_a = 25$ °C)

GF 129

$h_{21eo} \geqq 25$ bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; f = 1 kHz
$f_T = 75$ MHz bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA
Vierpolparameter bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 0{,}5$ mA; f = 2 MHz
$g_{11e} \leqq 1$ mS
$g_{22e} \leqq 20\ \mu$S
$c_{12e} \leqq 4$ pF
$|y_{21e}| \geqq 10$ mS

GF 130

$h_{21eo} \geqq 25$ bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; f = 1 kHz
$f_T = 75$ MHz bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA
Vierpolparameter bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; f = 10 MHz
$g_{11e} \leqq 2{,}5$ mS
$g_{22e} \leqq 40\ \mu$S
$c_{12e} \leqq 3$ pF
$|y_{21e}| \geqq 28$ mS

GF 131

$h_{21eo} \geqq 25$ bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; f = 1 kHz
$f_r = 85$ MHz bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA
Vierpolparameter bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; f = 100 MHz
(informatorische Mittelwertangabe)

$g_{11b} = 20$ mS
$-b_{11b} = 7$ mS
$|y_{12b}| = 0{,}38$ mS
$-\varphi_{12b} = 75°$
$|y_{21b}| = 11$ mS
$\varphi_{21b} = 103°$
$g_{22b} = 0{,}25$ mS
$b_{22b} = 1{,}5$ mS

GF 132

$h_{21eo} \geqq 25$ bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; f = 1 kHz
$f_T = 85$ MHz bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA
Vierpolparameter bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; f = 100 MHz
(informatorische Mittelwertangabe)

$g_{11b} = 20$ mS
$-b_{11b} = 7$ mS
$|y_{12b}| = 0{,}38$ mS
$-\varphi_{12b} = 75°$
$|y_{21b}| = 14$ mS
$\varphi_{21b} = 103°$
$g_{22b} = 0{,}25$ mS
$b_{22b} = 1{,}5$ mS

Sämtliche dynamischen Kennwerte sind als informatorische, vorläufige Angaben zu betrachten.

Die Eignung der Transistoren vom Typ GF 132 für den Einsatz in UKW-Vorstufen bis 100 MHz kann u. a. mit Hilfe einer Meßanordnung zur Bestimmung der VHF-Leistungsverstärkung beurteilt werden. Der Auswertung der Verstärkungseigenschaften des Transistors in einer solchen Schaltung wird zweckmäßig speziell diejenige Leistungsverstärkung v_p zugrunde gelegt, die als das Verhältnis der Ausgangswirkleistung P_a zur verfügbaren (maximalen) Generatorwirkleistung $P_{g\,max}$ definiert ist [Gl. (4)]

$$v_p = \frac{P_a}{P_{gmax}} \tag{4}$$

wobei

$$P_a = |u_2|^2 \cdot G_a \tag{5}$$

ist.

Gemäß den Erfordernissen der Praxis wurde G_a, der Realteil des komplexen Abschlußleitwertes Y_a in der Leistungsverstärkungsschaltung des VEB Halbleiterwerk (Bild 4), zu $G_a = 0{,}33$ mS festgelegt.

Die verfügbare Generatorleistung

$$P_{gmax} = \left|\frac{i_g}{2}\right|^2 \cdot \frac{1}{G_g} \tag{6}$$

liegt exakt nur dann vor, wenn Y_g der konjugiert komplexe Wert zum komplexen Eingangswiderstand y_1 des Transistors bei Abschluß mit Y_a ist, d. h. wenn

$$G_g + jB_g = g_1 - jb_1 \tag{7}$$

erfüllt wird.

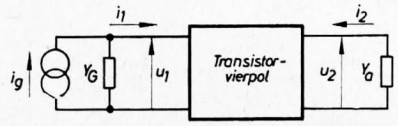


Bild 4: Prinzipschaltbild zur Leistungsverstärkungsmessung

Im allgemeinen ist $P_g < P_{g\,max}$, weil die genannte Bedingung für die Anpassung nicht vorliegt.

Werden die Strom-Spannungsbeziehungen des gesamten Vierpols mit dem Generator- und Abschlußleitwert Y_g bzw. Y_a sowie den Transistor-y-Parametern verknüpft, so kann man Gl. (4) auch wie folgt schreiben:

$$v_p = 4 \cdot G_g \cdot G_a \left| \frac{y_{21}}{(y_{11} + Y_g)(y_{22} + Y_a) - y_{12} \cdot y_{21}} \right|^2 \tag{8}$$

Die spezielle Schaltung nach Bild 5, bei der der Ausgang auf Resonanz abgestimmt wird, wäre somit bezüglich der Leistungsverstärkung nach

$$v_p = 4 \cdot G_g \cdot G_a \left| \frac{y_{21}}{(y_{11} + Y_g)(y_{22} + G_a + jB_a) - y_{12} \cdot y_{21}} \right|^2 \tag{9}$$

auszuwerten, wobei

$B_a = -B_2$ und

$B_2 =$ Imaginärteil von $\left(y_{22} - \dfrac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{11} + Y_g}\right)$ (10)

ist.

Zu dieser Schaltung ist zu vermerken, daß eine eingangsseitige Abstimmung auf Resonanz wegen des verhältnismäßig niederohmigen Einganges keine wesentliche Erhöhung der Leistungsverstärkungswerte für den Transistor GF 132 bewirkt.

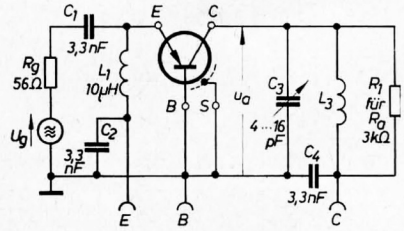


Bild 5: Meßanordnung zur Bestimmung der VHF-Leistungsverstärkung

Zur Meßanordnung Bild 5 ergeben sich folgende Werte:

Bei f = 100 MHz, $-U_{CB} = 6$ V und $-I_C = 1$ mA ergibt sich für den Transistor GF 132 die Leistungsverstärkung ausgewertet nach der Beziehung

$$V_{pb} = 4 \left|\frac{u_a}{u_g}\right|^2 \cdot \frac{R_g}{R_a}$$

zu $V_{pb} \geqq 12{,}5$ dB.

Literatur

[1] Lindmayer, J., und Wrigley, C. Y.: Beta-cutoff frequencies of junction transistors. Proc. IRE 50 (1962) H. 2 S. 194

[2] Hunter, Lloyd, P.: Handbook of Semiconductor Electronics McGraw-Hill Book Company Inc. New York, Toronto, London, 1962

Der Transistor OC 880 im 470-kHz-ZF-Verstärker

CLEMENS HÖRINGER

Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik, Berlin-Stahnsdorf

Der nachfolgende Beitrag behandelt die Verwendung des Drift-Transistors OC 880 für die Zwischenfrequenzverstärkung bei 470 kHz mit und ohne Neutralisation. Im besonderen werden die Bedingungen aufgezeigt, unter denen die sonst übliche Neutralisation entfallen kann. Die Meßwerte eines ausgeführten nicht neutralisierten Verstärkers werden diskutiert.

Drift-Transistoren des Typs OC 880 werden auf Grund ihrer relativ niedrigen Grenzfrequenz vom Hersteller nur für die Anwendung im Mittel- und Langwellenbereich empfohlen. Im Frequenzbereich von 500 kHz bis 2 MHz liegen ihre Kenndaten verhältnismäßig gut und lassen daher günstige Ergebnisse erwarten. Besonders der gegen einen Legierungstransistor (OC 871) hohe Ausgangswiderstand sowie die kleine Rückwirkungskapazität und die verhältnismäßig große Steilheit befähigen sie zum Einsatz in hochwertigen ZF-Verstärkern.

Kenndaten bei der Frequenz 470 kHz

Als Mittelwerte einer größeren Stückzahl wurden beim Arbeitspunkt $U_{CE} = 6$ V, $I_C = 1$ mA in Emitterschaltung folgende Daten bestimmt:

$$\begin{aligned} g_{11} &= 0{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{S} \\ b_{11} &= 0{,}36 \cdot 10^{-3}\ \text{S} \\ g_{12} &= 7{,}7 \cdot 10^{-6}\ \text{S} \\ b_{12} &= 9{,}5 \cdot 10^{-6}\ \text{S} \\ g_{21} &= 20 \cdot 10^{-3}\ \text{S} \\ b_{21} &= 0 \\ g_{22} &= 1{,}67 \cdot 10^{-6}\ \text{S} \\ b_{22} &= 32 \cdot 10^{-6}\ \text{S} \end{aligned}$$

Diese Kenngrößen gelten als vorläufige Kenndaten. Die endgültigen Kenndaten werden vom Hersteller (Halbleiterwerk Frankfurt/Oder) noch festgelegt.

In Widerstands- und Kapazitätswerte umgerechnet:

$$kR_e = \frac{1}{g_{11}} = 2\ \text{k}\Omega$$

$$C_e = \frac{b_{11}}{\omega} = 120\ \text{pF}$$

$$kR_i = \frac{1}{g_{22}} = 600\ \text{k}\Omega$$

$$C_a = \frac{b_{22}}{\omega} = 11\ \text{pF}$$

$$|S| = \sqrt{g_{21}^2 + b_{21}^2} = 20\ \text{mS}$$

$$R_{r\ddot{u}} = \frac{1}{g_{12}} = 130\ \text{k}\Omega$$

$$C_{r\ddot{u}} = \frac{b_{12}}{\omega} = 3{,}2\ \text{pF}$$

Zum Vergleich die Werte des Legierungstransistors OC 871

$$\begin{aligned} kR_e &\geqq 0{,}7\ \text{k}\Omega \\ C_e &\leqq 1000\ \text{pF} \\ kR_i &\geqq 20\ \text{k}\Omega \\ C_a &\leqq 50\ \text{pF} \\ |S| &\geqq 13\ \text{mS} \\ R_{r\ddot{u}} &\geqq 140\ \text{k}\Omega \\ C_{r\ddot{u}} &\leqq 14\ \text{pF} \end{aligned}$$

Dimensionierung der Schaltung

Der ZF-Verstärker soll für eine Mittenfrequenz von 470 kHz und eine Bandbreite von $B_{ges} = 6$ kHz dimensioniert werden. Es werden zwei Bandfilter und ein Einzelkreis für den Demodulator verwendet. Die Kreise der ZF-Bandfilter und der Einzelkreis haben folgende Werte:

Induktivität $L = 0{,}11$ mH
Kreiskapazität $C = 1000$ pF
Leerlaufgüte $Q_o = 110$
Resonanzleitwert

$$g_k = \frac{1}{Q_o \cdot \omega L} = 28 \cdot 10^{-6}\ \text{S}$$

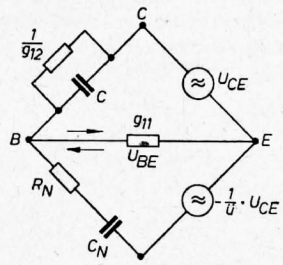


Bild 1: Neutralisation

Bandfilter

Für die Betriebsbandbreite B_1 des ersten Bandfilterkreises kann wegen des hohen Innenwiderstandes des Mischtransistors OC 880 die Leerlaufbandbreite B_o gesetzt werden

$$B_1 = B_o = \frac{f_{ZF}}{Q_o} \qquad (1)$$

$$B_1 = 4{,}25\ \text{kHz}$$

Die Betriebsbandbreite B_3 des Einzelkreises ist dann

$$B_3 = 2 \cdot B_o \qquad (2)$$
$$B_3 = 8{,}5\ \text{kHz}$$

Damit erhält man bei n Bandfiltern und einem Einzelkreis (Diodenkreis) die Betriebsbandbreite der Bandfilter zu

$$B = \frac{B_{ges}}{\sqrt[4]{\sqrt[n]{\frac{2}{1 + \left(\frac{B_{ges}}{B_3}\right)^2} - 1}}} \qquad (3)$$

Für $n = 2$: $B = 9{,}6$ kHz

Daraus ergibt sich die erforderliche Betriebsbandbreite des zweiten Bandfilterkreises bei kritischer Kopplung

$$B_2 = \sqrt{2}\ B - B_1$$
$$B_2 = 9{,}35\ \text{kHz} \qquad (4)$$

Die für die Bandbreite B_2 erforderliche Bedämpfung des zweiten Kreises erfolgt durch den transformierten Eingangswiderstand

$$R_p = \frac{1}{\ddot{u}^2} \cdot R_e$$

des Transistors.

$$R_p = \frac{1}{2\pi C (B_2 - B_o)} \qquad (5)$$

$$R_p = 31\ \text{k}\Omega$$

Mit dem Eingangswiderstand des Transistors $R_e = 2$ kΩ ergibt sich das Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_e}{R_p}} \qquad (6)$$

$$\ddot{u}_1 \approx 0{,}25 = \frac{1}{4}$$

Für die Berechnung der Spannungsverstärkung ist noch der Übertragungswiderstand $R_{\ddot{u}}$ des Bandfilters zu ermitteln.

$$R_{\ddot{u}} = \frac{1}{4\pi C \sqrt{B_1 \cdot B_2}} \qquad (7)$$

$$R_{\ddot{u}} = 12{,}6\ \text{k}\Omega$$

Damit und mit der Steilheit $S = 20$ mS erhält man die Spannungsverstärkung der ersten ZF-Stufe zu

$$V_{u1} = S \cdot R_{\ddot{u}} \cdot \ddot{u} \qquad (8)$$
$$V_{u1} = 63$$

Einzelkreis

Die zweite ZF-Stufe arbeitet auf einen Einzelkreis, an dessen Koppelspule die Gleichrichterdiode angeschlossen ist. Mit der Leerlaufgüte des ZF-Kreises von $Q_o = 110$ ergibt sich dessen Resonanzwiderstand

$$R_o = \frac{Q_o}{\omega C} \qquad (9)$$

$$R_o = 37\ \text{k}\Omega$$

Der Eingangswiderstand der Diodenschaltung beträgt $R_{ed} \approx 10$ kΩ. Zur Leistungsanpassung ist dann ein Übersetzungsverhältnis von

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{ed}}{R_o}} \qquad (10)$$

$$\ddot{u}_2 \approx 0{,}5 = \frac{1}{2}$$

erforderlich.

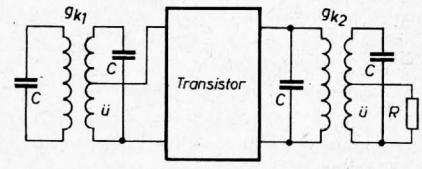


Bild 2: Ersatzschaltung des ZF-Verstärkers

Bei Leistungsanpassung sinkt aber der Resonanzwiderstand des Einzelkreises auf die Hälfte ab

$$R_a = \frac{1}{2} \cdot R_o \qquad (11)$$

$$R_a = 18{,}5\ \text{k}\Omega\,,$$

während die Betriebsbandbreite auf den doppelten Wert der Leerlaufbandbreite ansteigt

$$B_a = 2 \cdot B_o \qquad (12)$$
$$B_a = 8{,}5\ \text{kHz}$$

Damit ist die Spannungsverstärkung der zweiten ZF-Stufe

$$V_{u2} = S \cdot R_a \cdot \ddot{u} \qquad (13)$$
$$V_{u2} = 185$$

Die gesamte Spannungsverstärkung beträgt dann

$$V_{u\,ges} = V_{u1} \cdot V_{u2} \qquad (14)$$
$$V_{u\,ges} = 11\,655$$

Mit dem Eingangswiderstand des ZF-Verstärkers $R_e = 2\ \text{k}\Omega$ und dessen Ausgangswiderstand = Eingangswiderstand der Diodenschaltung $R_D = 10\ \text{k}\Omega$ erhält man eine Leistungsverstärkung

$$V_{p\,ges} = V_{u^2\,ges} \cdot \frac{R_e}{R_D}$$

$$V_{p\,ges} = 27 \cdot 10^6 \triangleq 74\ \text{dB}$$

Neutralisation

Alle vorhergehenden Betrachtungen und Berechnungen gingen von dem Zustand vollkommener Rückwirkungsfreiheit aus, d. h., die bei Transistoren immer vorhandene Rückwirkung wurde durch Neutralisation beseitigt.

Wirkungsweise der Neutralisation

Der komplexe Rückwirkungsleitwert $-y_{12} = g_{12} + j\omega C_{12}$ führt einen Teil der Ausgangsspannung U_{CE} auf den Eingang zurück. Die dabei auftretende Phasendrehung durch die Rückwirkungskapazität C_{12} kann bei entsprechender Verstärkung zur Selbsterregung der ZF-Stufe führen oder eine Unsymmetrie der Durchlaßkurve verursachen. Zur Neutralisierung dieser Rückwirkung wird dem Ausgangskreis eine gegenphasige Hilfsspannung $-U_{CE}/\ddot{u}$ entnommen und über die Neutralisationsglieder R_N, C_N dem Eingang der ZF-Stufe zugeführt.

Bild 1 erläutert die Wirkungsweise der Neutralisation. Transistor und Neutralisationsglieder bilden eine Brückenschaltung, bei der der Transistoreingangswiderstand $1/y_{11}$ im Querzweig liegt. Beim Vorhandensein einer Ausgangsspannung U_{CE} verursacht die Rückwirkung eine Spannung U_{BE} am Eingang des Transistors. Bei entsprechender Bemessung der Neutralisationsglieder R_N, C_N hebt die gegenphasige Hilfsspannung $-U_{CE}/\ddot{u}$ die Wirkung der Spannung U_{BE} auf; der Verstärker ist neutralisiert. Dafür muß gelten

$$\frac{1}{g_{12} + j\omega C_{12}} = \ddot{u}\left(R_N + \frac{1}{j\omega C_N}\right) \qquad (15)$$

Aus Gleichung (15) errechnen sich die Werte des Neutralisationsgliedes

$$C_N = \ddot{u}\,\frac{1 + \omega^2 \cdot C_{12}^2 \dfrac{1}{g_{12}^2}}{\omega^2 \cdot C_{12}\dfrac{1}{g_{12}^2}} \approx \ddot{u} \cdot C_{12} \qquad (16)$$

$$R_N = \frac{\dfrac{\ddot{u}}{g_{12}}}{1 + \omega^2 \cdot C_{12}^2 \dfrac{1}{g_{12}^2}} \approx \frac{\ddot{u}}{\omega^2 \cdot C_N^2 \dfrac{1}{g_{12}}} \qquad (17)$$

Damit ergeben sich für die Neutralisationsglieder der ersten ZF-Stufe mit $\ddot{u} = 4$

$$C_{N1} \approx 13\ \text{pF}$$
$$R_{N1} \approx 20\ \text{k}\Omega$$

und für die zweite ZF-Stufe mit $\ddot{u} = 2$

$$C_{N2} \approx 6\ \text{pF}$$
$$R_{N2} \approx 50\ \text{k}\Omega$$

ZF-Verstärker ohne Neutralisation

Eine genaue Neutralisation läßt sich nur für einen bestimmten Arbeitspunkt und für nicht zu große Aussteuerung der Transistoren durchführen. Eine Störung der Neutralisation kann durch folgende Faktoren eintreten:

a) Betriebsspannungsschwankungen: Damit ändert sich neben den anderen Transistorparametern vor allem die Größe der spannungsabhängigen Rückwirkung
b) Schwankungen der Umgebungstemperatur: Auch Temperaturschwankungen ändern die Transistorparameter
c) Große Aussteuerung des Transistors: Dadurch wird die Kollektorkapazität vergrößert

Weiterhin muß bei nichtindividueller Neutralisation (z. B. bei der Serienherstellung von ZF-Verstärkern) wegen der Exemplarstreuung des Neutralisationsleitwertes immer mit einer gewissen Fehlneutralisation gerechnet werden.

Eine Fehlneutralisation in einem selektiven Verstärker kann den Verstärkungsgrad ändern, eine Unsymmetrie der Durchlaßkurve bewirken und in Extremfällen zur Selbsterregung des Verstärkers führen.

Die Gefahr der Selbsterregung ist um so größer, je höher die Spannungsverstärkung der Transistorstufe ist, d. h. je größer die Transistorsteilheit und je höher die Impedanzen der Ein- und Ausgangskreise sind.

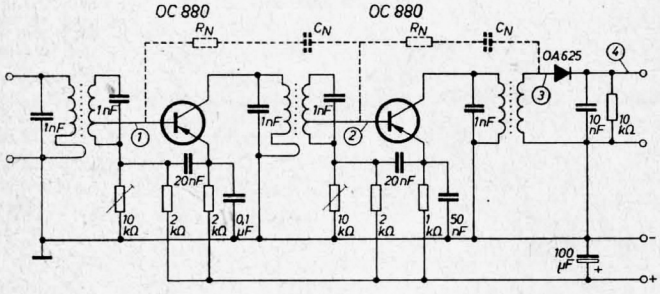


Bild 3: Schaltbild des ZF-Verstärkers

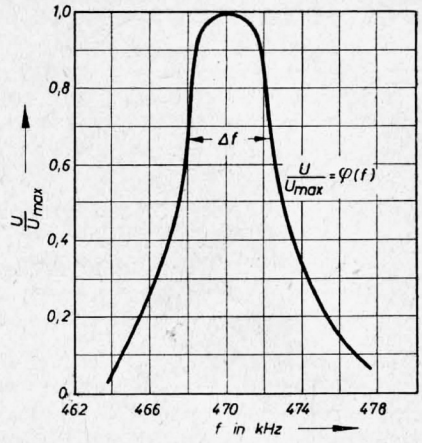


Bild 4: Durchlaßkurve des gesamten Verstärkers

Mit Rücksicht auf die Stabilität wird man daher den Verstärker nicht nur für optimale Verstärkung, sondern auch auf Schwingsicherheit dimensionieren müssen.

Stabilitätsbetrachtung

Um die Schwingsicherheit einer Verstärkerstufe zu beurteilen, kann man aus der Schwingbedingung einen Sicherheits- oder Stabilitätsfaktor ableiten, der angibt, wie weit der Verstärker von der Schwinggrenze entfernt ist. Für einen ZF-Verstärker nach Bild 2 läßt sich ein Stabilitätsfaktor s wie folgt definieren:

$$s = \left(1 + \frac{g_{k1}}{g_{22}}\right)\left(1 + \frac{g_{k2}}{\ddot{u}^2 g_{11}}\right)\left[\frac{1}{\sigma^2}\left(\sqrt{\varrho^2 + \sigma^2} - \varrho\right)\right] \qquad (18)$$

Darin bedeuten:

g_{k1} den Resonanzleitwert des Bandfilters 1
g_{k2} den Resonanzleitwert des Bandfilters 2
ü das sekundäre Übersetzungsverhältnis

ϱ den Realteil $\dfrac{y_{12}\,y_{21}}{g_{11}\,g_{22}}$

σ den Imaginärteil $\dfrac{y_{12}\,y_{21}}{g_{11}\,g_{22}}$

Der Ausdruck in der eckigen Klammer ergibt für die Kenngrößen-Mittelwerte des Transistors OC 880 den Wert

$$c = 4{,}15 \cdot 10^{-3}$$

Für den Fall $s = 1$ kann Selbsterregung des Verstärkers einsetzen.

Eine ausreichende Sicherheit gegen Schwingen, auch mit Rücksicht auf Exemplarstreuungen, gibt ein Wert von $s = 2$. Damit wird

$$\left(1 + \frac{g_{k1}}{g_{22}}\right)\left(1 + \frac{g_{k2}}{\ddot{u}^2 g_{11}}\right) \geqq 480$$

Für gleiche Kreisleitwerte $g_{k1} = g_{k2} = g_k$ erhält man daraus das für ausreichende Stabilität erforderliche Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{g_k\,(g_k + g_{22})}{g_{11}\left(\dfrac{s}{c}\,g_{22} - g_{22} - g_k\right)}} \qquad (19)$$

Mit $g_k = 28 \cdot 10^{-6}\ \text{S}$, $s = 2$, $c = 4{,}15 \cdot 10^{-3}$ wird

$$\ddot{u} = 0{,}0465 \approx \frac{1}{20}$$

Bandbreite

Für die geforderte Bandbreite von 6 kHz wurde bei dem neutralisierten Verstärker ein Übersetzungsverhältnis von ü = 1/4 ermittelt. Mit dem Übersetzungsverhältnis ü = 1/20 wird die Bedämpfung des zweiten Kreises mit dem transformierten Eingangswiderstand der Folgestufe

$$R_p = \frac{1}{ü^2} R_e$$

$$R_p = 800\ k\Omega$$

für die gewünschte Bandbreite zu klein. Es wird nämlich damit die Betriebsbandbreite des zweiten Bandfilterkreises nach Gleichung (5)

$$B_2 = \frac{1}{2\pi C R_p} + B_0$$

$$B_2 = 4{,}45\ kHz$$

die Betriebsbandbreite des Bandfilters nach Gleichung (4)

$$B = \frac{B_1 + B_2}{\sqrt{2}}$$

$$B = 6{,}15\ kHz$$

und die Betriebsbandbreite des gesamten Verstärkers nach Gleichung (3)

$$B_{ges} = 4{,}25\ kHz$$

Zur Wiederherstellung der geforderten größeren Bandbreite können versetzte Kreise oder Dämpfungswiderstände verwendet werden, jedoch ist dies mit einem Verstärkungsverlust verbunden.

Verstärkung

Mit der Änderung der Bandbreite ändert sich der Übertragungswiderstand der Bandfilter nach Gleichung (7)

$$R_{ü} = \frac{1}{4\pi C \sqrt{B_1 \cdot B_2}}$$

$$R_{ü} = 18{,}3\ k\Omega$$

Damit und mit dem neuen Übersetzungsverhältnis ü = 1/20 wird die Spannungsverstärkung einer Stufe nach Gleichung (8)

$$V_u = S \cdot R_{rü} \cdot ü$$
$$V_u = 18{,}3$$

Diese gegenüber dem neutralisierten ZF-Verstärker kleinere Verstärkung ist noch ausreichend und entspricht ungefähr der Verstärkung einer mit dem Transistor OC 871 bestückten neutralisierten ZF-Stufe, wobei noch zu berücksichtigen ist, daß der Zustand der vollen Neutralisation infolge der Exemplarstreuung der Transistoren und der übrigen Schaltelemente in der Serienfertigung fast nie erreicht wird.

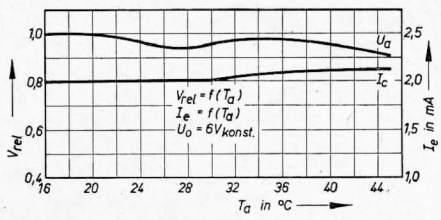


Bild 5: Temperaturverhalten

Meßergebnisse

An einem nach Bild 3 aufgebauten Mustergerät wurden folgende Werte gemessen:

Verstärkung

Die nachstehende Tabelle zeigt die Spannungspegel der im Schaltbild angegebenen Meßpunkte 1 ··· 4 mit sechs willkürlich gewählten Transistorkombinationen. Die Spannungen beziehen sich auf eine niederfrequente Ausgangsspannung von 25 mV an 10 kΩ, entsprechend einer Steuerleistung von 0,63 µW für eine Gegentakt-B-Endstufe mit den Transistoren OC 816 und 2 OC 821.
Die Einstellung des Arbeitspunktes (I_C = 1 mA) und der Bandfilterabgleich wurden nur bei der ersten Messung vorgenommen.

Spannungspegel

Transistor	Spannung an Pkt. 1	Pkt. 2	Pkt. 3	Pkt. 4
OC 880 * Nr. 6 + 4	50 µV	1,2 mV	170 mV	25 mV
OC 880 Nr. 2 + 3	36 µV	0,8 mV	190 mV	
OC 880 Nr. 3 + 4	34 µV	0,9 mV	210 mV	
OC 880 Nr. 10 + 7	40 µV	1,2 mV	190 mV	
OC 880 Nr. 10 + 9	44 µV	0,9 mV	200 mV	
OC 880 Nr. 1 + 3	50 µV	1,0 mV	200 mV	
Mittelwert	42 µV	1,0 mV	195 mV	25 mV

Aus der Tabelle ergibt sich für die erste Stufe (Bandfilterstufe) eine Spannungsverstärkung von im Mittel $V_u \approx 24$, während die zweite Stufe (Bandfilter + Einzelkreis) eine solche von $V_u = 195$ aufweist. Die höhere Verstärkungsziffer der zweiten Stufe ist in der Anwendung des Einzelkreises und in dem höheren Übersetzungsverhältnis begründet.
Die gesamte Spannungsverstärkung beträgt im Mittel

$$V_u \approx 4650$$

Mit dem Eingangswiderstand von $R_e = 2\ k\Omega$ und dem Abschlußwiderstand $R_D = 10\ k\Omega$ ergibt sich damit eine Leistungsverstärkung von

$$V_p = V_u^2 \cdot \frac{R_e}{R_D}$$

$$V_p = 4{,}36 \cdot 10^6 \triangleq 66{,}5\ dB$$

Bandbreite

Die aus der Durchlaßkurve (Bild 4) ermittelte Bandbreite entspricht dem berechneten Wert von $\Delta f = B_{ges} = 4{,}25$ kHz.

Temperaturverhalten

Bild 5 zeigt die relative Verstärkung und den gesamten Kollektorstrom für den Temperaturintervall von 18 ··· 45 °C. Die gute Konstanz der Werte ist auf die Stabilisierung durch die verhältnismäßig niedrigen Basisteilerwiderstände und die Emitterwiderstände zurückzuführen.

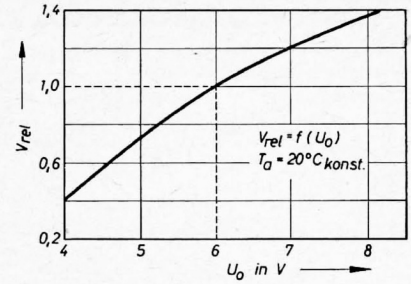


Bild 6: Spannungsabhängigkeit des Verstärkers

Spannungsabhängigkeit der Verstärkung

Die Verstärkung ist naturgemäß direkt von der Batteriespannung abhängig, da diese den Kollektorstrom bestimmt. Von den stromabhängigen Transistorparametern bestimmt vor allem die Steilheit den Verstärkungsfaktor. Bild 6 zeigt die Abhängigkeit der relativen Verstärkung V_{rel} von der Batteriespannung U_o.

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde der Einsatz des Drift-Transistors OC 880 im 470-kHz-ZF-Verstärker untersucht. Die günstigen Kenndaten dieses Transistors im MW-Zwischenfrequenzbereich um 500 kHz ergeben eine große Verstärkung und Schwingsicherheit. Zum Vergleich sei die Spannungsverstärkung eines zweistufigen ZF-Verstärkers mit verschiedener Transistorbestückung angeführt.

Transistortyp	Spannungs-Verstärkung	Bemerkung
OC 871	≈ 2000	neutralisiert, Meßwert
OC 612	3370	neutralisiert, nach Firmenangabe
OC 880	≈ 11000	neutralisiert, Rechenwert
OC 880	4650	nicht neutralisiert, Meßwert

Weiter werden ein nichtneutralisierter Verstärker beschrieben und die Meßwerte des praktisch aufgebauten Gerätes bekanntgegeben. Wenn hier auch nicht die große Verstärkung des neutralisierten ZF-Verstärkers erreicht wurde, so liegt diese doch noch um den Faktor 2 über der eines mit den Legierungstransistoren OC 871 bestückten Gerätes. Außerdem stellt der Wegfall der Neutralisation und der geringe Einfluß der Exemplarstreuung einen großen Vorteil für den Gerätebauer dar.

Literatur

[1] Paul, R.: Zur Stabilität von transistorbestückten Schmalbandverstärkerstufen; Nachrichtentechnik 11 (1961) H. 7 S. 295 bis 302

[2] Technische Mitteilungen des IHT 62 T 10

[3] Weitzsch, Fritz, u. a.: Flächentransistoren, Eigenschaften und Schaltungstechnik; Springer Verlag, Berlin

Kurzwellen-Vor- und -Mischstufe mit dem Transistor OC 882

CLEMENS HÖRINGER

Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik, Teltow-Stahnsdorf

Der nachfolgende Beitrag behandelt die Anwendung des Drift-Transistors OC 882 in Kurzwellenschaltungen. In einer praktisch ausgeführten Schaltung mit Vor- und Mischstufe wird das Verhalten dieses Transistors beschrieben.

Allgemeines

Während die HF-Transistoren OC 871 und OC 872 für die HF-Verstärker und Mischstufen bis etwa 2 MHz vorgesehen sind, erreicht man mit den neuen Transistoren OC 881, OC 882 und OC 883 bei weit höheren Frequenzen ausreichende Verstärkungen.
Diese Typen sind als Drift-Transistoren zu bezeichnen, d. h. bei ihnen ist ein Dotierungsgradient in der Basis vorhanden, wobei das Basismaterial in der Nähe der Basis-Kollektor-Sperrzone hochohmiger als in der Nähe der Emitter-Basis-Sperrzone ist. Vom Hersteller (VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder) wurde der Transistor OC 881 mit einer Grenzfrequenz $f_{\beta 1} > 20$ MHz für Vor- und Mischstufen im KW-Bereich, der Transistor OC 882 mit $f_{\beta 1} > 30$ MHz als ZF-Verstärker bei 10,7 MHz und der Transistor OC 883 mit $f_{\beta 1} > 60$ MHz für HF-Verstärker und Mischstufen bis 100 MHz vorgesehen.
Die im folgenden genannten Transistorvierpolgrößen sind als vorläufige Kenndaten aufzufassen. Die endgültigen Kenndaten werden vom Hersteller noch festgelegt.

Transistorkenngrößen

Die für die hochfrequente Verstärkung wichtigen Kenngrößen werden zweckmäßig nach dem π-Ersatzschaltbild als Leitwertgrößen angegeben. Diese bedeuten:

y_{11} = Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang

y_{22} = Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

y_{21} = Kernleitwert vorwärts bei kurzgeschlossenem Ausgang

y_{12} = Kernleitwert rückwärts bei kurzgeschlossenem Eingang

Nach Real- und Imaginärteil getrennt ergibt

$$y_{11} = g_{11} + b_{11} \qquad y_{21} = g_{21} + b_{21}$$
$$y_{22} = g_{22} + b_{22} \qquad y_{12} = g_{12} + b_{12}$$

(Darin ist b der Blindleitwert)

Die in den Kenndatenblättern meist angegebenen Werte sind:

Eingangswiderstand $k\,R_e = \frac{1}{g_{11}}$

Eingangskapazität $C_e = \frac{b_{11}}{\omega}$

Innenwiderstand $k\,R_i = \frac{1}{g_{22}}$

Ausgangskapazität $C_a = \frac{b_{22}}{\omega}$

Betrag der Steilheit $S \approx |y_{21}| = \sqrt{g_{21}^2 + b_{21}^2}$

Phasenwinkel $\tan \varphi = \frac{b_{21}}{g_{21}}$

Rückwirkungswiderstand $R_{rü} = \frac{1}{g_{12}}$

Rückwirkungskapazität $C_{rü} = \frac{b_{12}}{\omega}$

In der Tabelle 1 sind die Kenndaten-Mittelwerte des Transistors OC 882 bei dem Arbeitspunkt $U_{CE} = 6$ V, $I_C = 1$ mA in Abhängigkeit von der Frequenz aufgeführt.

Tabelle 1

	Frequenz in MHz					
	6	10	15	20	30	
$k\,R_e$	400	280	230	200	190	in Ω
C_e	120	100	80	65	40	in pF
$k\,R_i$	13	6,5	4	3	2	in kΩ
C_a	9,5	8,5	8	7,5	6,5	in pF
$R_{rü}$	32	16	9	6	3,6	in kΩ
$C_{rü}$	4,6	4,2	3,8	3,4	2,8	in pF
S	26	23	20	16	12	in mS
φ	20	30	45	56	77	in Grad

Basiswiderstand $r_B = 41\ \Omega$
Grenzfrequenz $f_{\beta 1} = 42{,}5$ MHz
Rauschfaktor bei f = 30 MHz F = 13 dB

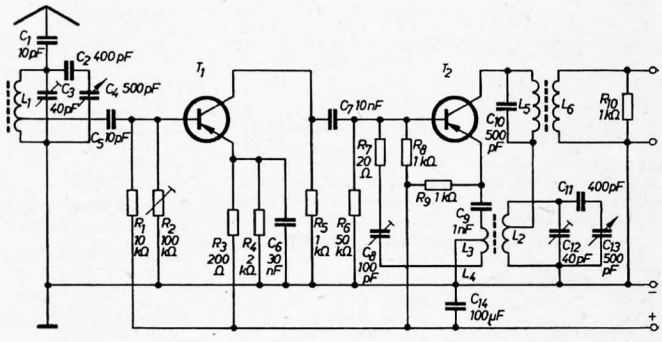


Bild 1: Gesamtschaltbild der Kurzwellen-Vor- und Mischstufe

Vorstufe

Die starken Feldstärkeschwankungen im Kurzwellenbereich erfordern eine wirkungsvolle Regelung im Eingang des Empfängers. Die Mischstufe selbst kann nicht geregelt werden, da bei einsetzender Regelung durch die Verringerung des Emitterstromes die Oszillatorschwingungen aussetzen können. Man wird deshalb eine geregelte Vorstufe vorsehen, die auch die Empfindlichkeit erhöht und das Signal/Rauschverhältnis verbessert.

Die Schaltung (Bild 1) wurde für einen Frequenzbereich von 5,8 ··· 15 MHz nach den üblichen Gesichtspunkten bemessen. Die Antenne ist über einen kleinen Kondensator C_1 an den Hochpunkt des Eingangskreises angekoppelt. Der Kreis enthält die üblichen Reihen- und Parallelkondensatoren zur Überstreichung des gewählten Frequenzbandes. Der Arbeitspunkt des Vorstufentransistors wird durch den Basisspannungsteiler mit $I_C = 0{,}7$ mA eingestellt.
Zur Anpassung an den niedrigen Eingangswiderstand des Transistors führt man die Basis über einen Koppelkondensator an eine Anzapfung der Schwingkreisspule. Für die Berechnung des Übersetzungsverhältnisses ist die Größe des Ersatzwiderstandes des Kreises

$$R_o = Q_o \cdot \omega L$$

von Bedeutung.

Mit Q_o der Leerlaufgüte des Eingangskreises (= 110),
L der Kreisinduktivität von 4,7 µH und
f der mittleren Empfangsfrequenz von 10,4 MHz

erhält man den Ersatzwiderstand zu

$$R_o = 33{,}8\ k\Omega$$

Das Übersetzungsverhältnis von der Kreisspule zur Koppelspule ist mit dem Transistoreingangswiderstand $R_e = 280\ \Omega$ (siehe Tabelle 1)

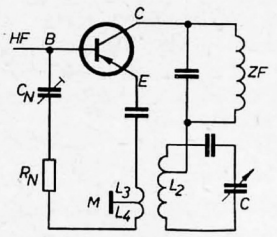


Bild 2: Selbstschwingende Mischstufe, Prinzipschaltung

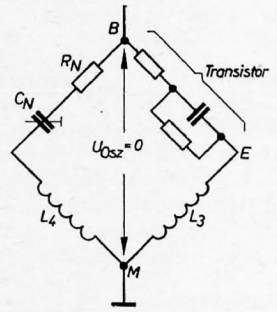


Bild 3: Oszillatorbrücke

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_e}{R_o}}$$

$$\ddot{u} = 0{,}091$$

Damit ist die Leistungsanpassung gewährleistet, wobei allerdings die Kreisgüte auf den halben Wert der Leerlaufgüte Q_o abfällt. Diese Betriebsgüte Q_B des belasteten Kreises ist für die Spiegelselektion maßgebend entsprechend der Beziehung

$$S = \frac{U_e}{U_s} = \sqrt{1 + Q_B^2 \cdot V^2}$$

Darin bedeuten:

S die Spiegelselektion
U_e die Signalspannung bei der Empfangsfrequenz
U_s die Signalspannung bei der Spiegelfrequenz
V die normierte Verstimmung $\frac{f_s}{f_e} - \frac{f_e}{f_s}$

Da die Spiegelfrequenz $f_s = f_e + 2f_z$ in den Empfangsbereich fällt, empfiehlt sich also zur Erhöhung der Spiegelfrequenzsicherheit, die Leerlaufgüte des Eingangskreises möglichst hoch zu wählen.

Die Vorstufe ist aperiodisch mit der Mischstufe gekoppelt. Das ergibt bei Empfängern mit mehreren Bereichen eine einfache Bandumschaltung.

Der Kollektorarbeitswiderstand R_c besteht aus der Parallelschaltung des Kollektorwiderstandes R_5, der Spannungsteilerwiderstände R_6, R_8 und des Eingangswiderstandes des Mischtransistors T_2. Dazu kommt noch der Widerstandsanteil der Oszillatorbrücke.

Spannungsverstärkung der Vorstufe

Bezeichnet S die Steilheit des Transistors im gewählten Arbeitspunkt, Z den Übertragungswiderstand, so ergibt sich die Spannungsverstärkung der Vorstufe zu

$$V_u = S \cdot Z$$

Bei der Frequenz f = 10 MHz und dem Kollektorstrom $I_C = 0{,}7$ mA beträgt S = 17 mS. Der Übertragungswiderstand Z ist als Parallelschaltung des wirksamen Kollektorarbeitswiderstandes $R_c' \approx R_c \parallel R_{sp} \parallel R_e \approx 180\ \Omega$ und des Transistorinnenwiderstandes $k R_i$ aufzufassen. Im vorliegenden Falle ist $k R_i = 6{,}5$ kΩ (bei f = 10 MHz), kann also gegen $R_c' = 180\ \Omega$ in der Parallelschaltung vernachlässigt werden. Somit wird die Spannungsverstärkung mit Z = 180

$$V_u \approx 3$$

Selbstschwingende Mischstufe

Die Mischstufe schwingt mit dem Transistor T_2 in Basisschaltung, während sie für die Empfangsfrequenz in Emitterschaltung betrieben wird. Die Oszillatorfrequenz liegt nach $f_o = f_e + f_z$ um die Zwischenfrequenz höher als die Empfangsfrequenz. Die Prinzipschaltung zeigt Bild 2. Oszillatorkreis und Zwischenfrequenzkreis liegen in Reihe am Kollektor des Mischtransistors. Die Anzapfung an der Oszillatorspule soll verhindern, daß die am Ausgang des Transistors erscheinenden Kapazitäten mit ihrem vollen Betrag in die Kreiskapazität des Oszillatorkreises eingehen und so eine unerwünschte Einengung des Frequenzbereiches verursachen.

Oszillatorbrücke

Die Basis des Mischtransistors muß für die Oszillatorfrequenz Massepotential haben, d. h. sie darf keine Oszillatorspannung führen. Diese Forderung wird durch Anwendung einer Brückenschaltung nach Bild 3 erfüllt.

Die Brücke besteht aus den beiden Spulen L_3 und L_4, die mit dem Schwingkreis L_2, C gekoppelt sind und entgegengesetzten Windungssinn aufweisen, wobei L_3 die Rückkopplungsspule darstellt; weiter aus dem Neutralisationsglied R_N, C_N. Ein Brückenzweig stellt die Ersatzschaltung der Basis-Emitterstrecke des Transistors dar.

Bei Brückenabgleich (durch C_N einstellbar) wird die Spannung in der Brückendiagonale M — B, das ist die Oszillatorspannung an der Basis, gleich Null.

Neben dem stabilen Durchschwingen des Oszillators bewirkt die Anwendung der Oszillatorbrücke noch eine Entkopplung zwischen Vor- und Mischstufe. Die bei der Regelung des Vorstufentransistors sich ändernden Blindleitwerte können sonst eine von der Feldstärke des einfallenden Senders abhängige Änderung der Oszillatorfrequenz verursachen.

Mischverstärkung

Der Leerlauf-Ersatzwiderstand des Zwischenfrequenzkreises ergibt sich zu

$$R_o = Q_o \frac{1}{\omega C}$$

Mit Q_o der Leerlaufgüte des ZF-Kreises (= 120) und
C der Kreiskapazität von 500 pF

wird

$$R_o = 80\ \text{k}\Omega$$

Der parallel zu R_o liegende Innenwiderstand des Mischtransistors $R_{ic} = 300$ kΩ ist wesentlich größer. Der Kollektor kann also direkt an den Hochpunkt des ZF-Kreises angeschlossen werden.

Für die Leistungsanpassung an den Eingang der nachfolgenden ZF-Stufe mit $R_e = 1{,}2$ kΩ ist ein Übersetzungsverhältnis von

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_o}{R_e}} = 8{,}2$$

erforderlich.

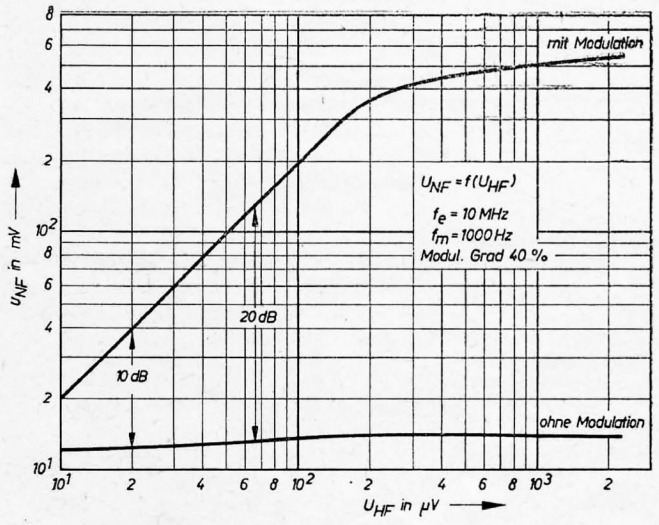


Bild 4: Signal- und Rauschspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Tabelle 2

Bezeichnung	Benennung	Windungen	Draht	Kern
L_1	Vorkreis	2 + 16	0,35 CuLS	M 8
L_2	Oszillator	12 + 4	0,35 CuLS	M 8
L_3	Rückkopplung	1,5 ⎫ bifilar	0,2 CuLS	M 8
L_4	Brücke	1,5 ⎭ auf L_2	0,2 CuLS	M 8
L_5	ZF	180	10× 0,05 Litze	M 5
L_6	Ankopplung	11	10× 0,05 Litze	M 5

Tabelle 3

Empfangsfrequenz f_e in MHz	Eingangsspannung in µV beim Rauschabstand 10 dB	20 dB	Spiegelselektion S
6	25	80	1 : 20 ≙ 26 dB
10	20	65	1 : 9 ≙ 19 dB
15	30	100	1 : 4 ≙ 12 dB

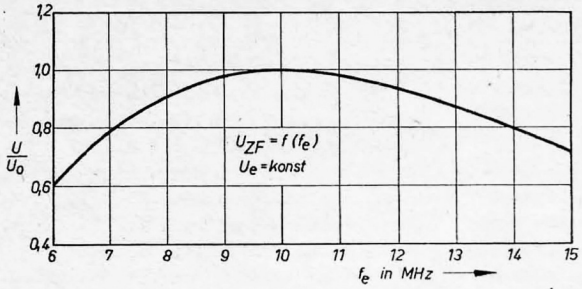


Bild 5: ZF-Ausgangsspannung (normiert) als Funktion der Empfangsfrequenz

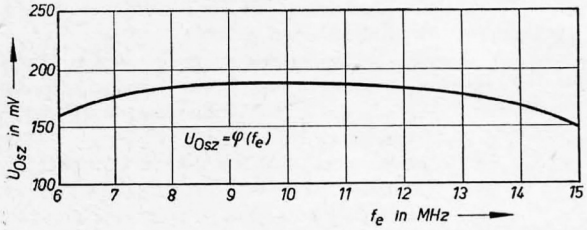


Bild 6: Oszillatorspannung als Funktion der Empfangsfrequenz

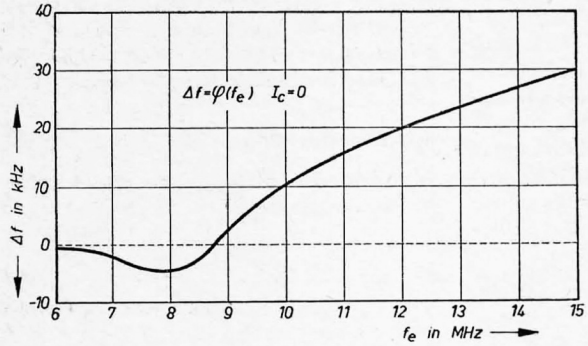


Bild 7: Frequenzverwerfung des Oszillators

Der Resonanzwiderstand des Kollektorkreises beträgt dann bei Anpassung

$$R_{res} = \frac{1}{2} R_o = 40\ k\Omega$$

Mit einer gemessenen Spannungsverstärkung der Mischstufe von $V_u = 11$ erhält man die effektive Mischsteilheit des Transistors OC 882 in dieser Schaltung zu

$$S_{CA} = \frac{V_u \cdot \ddot{u}}{R_{res} \,||\, R_{1c}}$$

$$S_{CA} = 2{,}6\ mS$$

Die Mischsteilheit ist stark schaltungsabhängig. Der gegenüber $S_C \approx 2S/\pi$ (Mischsteilheit bei kurzgeschlossenem Ausgang) kleine Wert von S_{CA} ist auf die Gegenkopplung der ZF am Emitterkondensator und auf die Rückmischung und ZF-Rückwirkung zurückzuführen. Tabelle 2 vermittelt die Spulendaten bei der Empfangsfrequenz 5,8 ··· 18 MHz.

Meßergebnisse

Empfindlichkeit

Die für den Rauschabstand von 10 dB und 20 dB erforderliche hochfrequente Eingangsspannung zeigt die Tabelle 3.

Bild 4 zeigt für die Empfangsfrequenz $f_e = 10$ MHz die niederfrequente Signal- und Rauschspannung nach einem ZF-Verstärker in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Man erkennt, daß für einen Rauschabstand von 10 dB eine Eingangsspannung von 20 μV

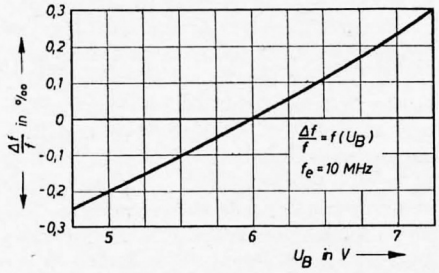


Bild 8: Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

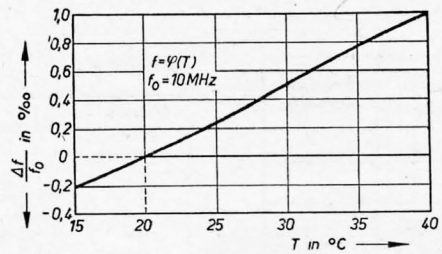


Bild 9: Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

erforderlich ist. Die ZF-Ausgangsspannung (normiert) als Funktion der Empfangsfrequenz zeigt Bild 5.

Spiegelselektion

Die Spiegelselektion für die Frequenzen 6-10 und 15 MHz ist aus Tabelle 3 zu entnehmen. Mit der Beziehung

$$S = \sqrt{1 + Q_B^2 \cdot V^2}$$

und den Tabellenwerten erhält man bei $f_e = 10$ MHz eine mittlere Betriebsgüte des Eingangskreises von $Q_B \approx 55$ und infolge der Leistungsanpassung die gemessene Leerlaufgüte von $Q_o = 110$.

9-kHz-Selektion

Die 9-kHz-Selektion ist durch die Bandbreite des Zwischenfrequenzverstärkers bestimmt, da der Eingangskreis eine wesentlich größere Durchlaßbreite besitzt.

Leistungsverstärkung

Als Leistungsverstärkung wird das Verhältnis der ZF-Leistung am 1-kΩ-Abschlußwiderstand R_A zu der dafür notwendigen HF-Eingangsleistung an der Basis des Vorstufentransistors mit $R_E = 300\ \Omega$ definiert. Die gesamte Spannungsverstärkung wurde bei $f_e = 10$ MHz mit $V_u = 36$ gemessen. Damit ergibt sich die Leistungsverstärkung zu

$$V_p = V_u^2 \frac{R_E}{R_A}$$

$$V_p = 390 \triangleq 26\ dB$$

Oszillator

Bild 6 zeigt den Verlauf der Oszillatorspannung am Emitter über der Empfangsfrequenz. Die Oszillatorspannung beträgt demnach 150 ··· 175 mV mit dem Maximum bei etwa 10 MHz.

Die Frequenzverwerfung des Oszillators bei Regelung der Vorstufe zeigt Bild 7. Die Frequenzänderung nimmt erwartungsgemäß mit der Frequenz zu.

Die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Batteriespannung ist aus Bild 8 zu ersehen. Beim Abfallen der Batteriespannung von z. B. 7 auf 5 V verringert sich die Frequenz um 0,43 ‰, d. h. bei $f_o = 10$ MHz um 4,3 kHz.

Die Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz zeigt Bild 9. Im Temperaturintervall von 20 ··· 40 °C nimmt die Frequenz um 1 ‰, d. h. bei $f_o = 10$ MHz um 10 kHz zu.

Zusammenfassung

Es wurden die grundlegenden Beziehungen für die Dimensionierung von Transistor-KW-Schaltungen dargestellt und der Einsatz des Drifttransistors OC 882 in einer Vor- und Mischstufe untersucht.

Wie die aufgenommenen Meßwerte und Diagramme zeigen, sind die mit einem Versuchsaufbau erzielten Ergebnisse denen eines mit Fremdmustern bestückten Gerätes durchaus vergleichbar. So wurde z. B. mit zwei Transistoren OC 882 bei einem Rauschabstand von 10 dB eine Empfindlichkeit von 20 μV gemessen ($f_e = 10$ MHz), während ein mit den Fremdmustern OC 614 bestücktes Gerät unter den gleichen Verhältnissen eine Empfindlichkeit von 17 μV aufweist.

Literatur

[1] F. Weitzsch: Flächentransistoren, Eigenschaften und Schaltungstechnik, Springer Verlag Berlin, Heidelberg

[2] Telefunken Röhren- und Halbleitermitteilungen 580339

Germaniumdioden in Transistorempfängern

Ing. ERNST BOTTKE

Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik Teltow-Stahnsdorf

In Transistorempfängern[1]) verwendet man Germaniumdioden als Empfangsgleichrichter und als steuerbaren Widerstand zur Verbesserung der Schwundregelung. In beiden Fällen weicht die Betriebsweise der Dioden von der in Röhrenempfängern ab. Als Ergänzung der grundsätzlichen Ausführungen über Dioden in den Technischen Mitteilungen des WBN Teltow [1] sollen hier einige weitere Überlegungen und Meßergebnisse mitgeteilt werden, um dem in der Praxis stehenden Techniker die Arbeit beim Entwurf von Schaltungen zu erleichtern. Es sei jedoch ausdrücklich betont, daß die grafischen Darstellungen nicht firmenverbindliche Werte wiedergeben.

Empfangsgleichrichter

In röhrenbestückten Rundfunkempfängern (AM) liegt bereits bei mittleren Eingangsspannungen an der Demodulatordiode eine Zwischenfrequenzspannung von einigen Volt. Die meistens verwendete Vakuumdiode wirkt als ideales Ventil, und man kann die elektrischen Vorgänge sehr anschaulich anhand des von Barkhausen eingeführten Richtkennlinienfeldes untersuchen [2, 3] (Grenzfall B). Als Folgerung der Untersuchungen sind dem Praktiker unter anderem die beiden Tatsachen bekannt, daß die Demodulationskennlinie nahezu linear verläuft, und daß der auf der Hochfrequenzseite in Erscheinung tretende Dämpfungswiderstand (R_d) in festem Zusammenhang mit dem Lastwiderstand steht (Bild 1).

Für den Empfangsgleichrichter in den heute üblichen Transistorgeräten gelten diese Vorstellungen nicht mehr. Der Niederfrequenzverstärker dieser Geräte ist meistens bereits mit einer Eingangsspannung von 20 ··· 50 mV voll ausgesteuert. Demzufolge liegt der hochfrequente Pegel am Signalgleichrichter im Mittel bei einigen hundert Millivolt. Für derart kleine Spannungen ist die Diode nun nicht mehr als ideales elektrisches Ventil anzusehen. Sie demoduliert die Zwischenfrequenzspannung durch ihre gekrümmte Kennlinie.

Wäre die an der Diode stehende Zwischenfrequenzspannung noch eine Größenordnung kleiner, könnte man — auch rechnerisch — die Vorgänge nach den von Barkhausen angegebenen und als Grenzfall A [1] bezeichneten Methoden untersuchen. Die reziproke Steilheit der Diodenkennlinie $\frac{1}{S}$, d. h. ihr differentieller Nullpunktwiderstand würde dann im hochfrequenzseitigen Ersatzschaltbild als Dämpfungswiderstand (R_d) erscheinen (Bild 2). Auf der Niederfrequenzseite würde er als Generatorinnenwiderstand auftreten, während die Kurzschlußstromeinspeisung außer von der Höhe der gleichgerichteten Spannung und deren Modulationsgrad noch von der Größe der zweiten Ableitung im Nulldurchgang abhängen würde [1].

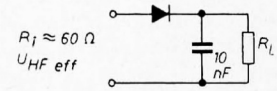


Bild 5: Meßschaltung für die Kennlinien der Bilder 3 und 4

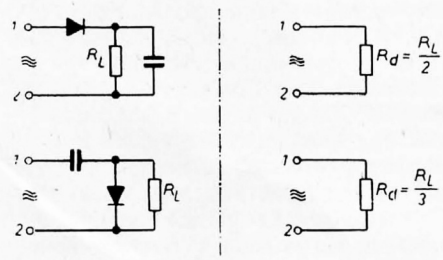


Bild 1: Hochfrequenz-Ersatzschaltbild bei idealem Ventil

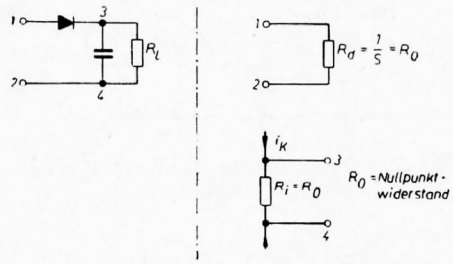


Bild 2: Hoch- und niederfrequenzseitiges Ersatzschaltbild einer Diodenschaltung im Grenzfall A nach Barkhausen

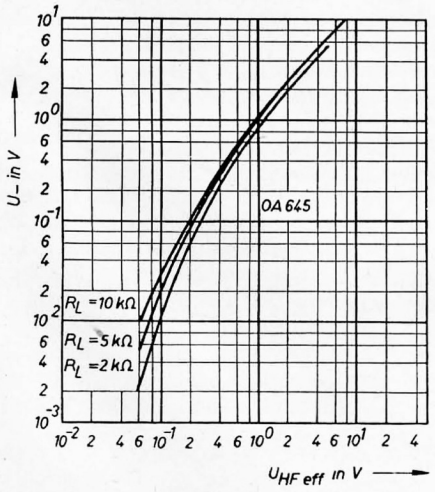


Bild 3: Richtspannung in Abhängigkeit von der HF-Spannung für Dioden vom Typ OA 645 bei verschiedenen Lastwiderständen

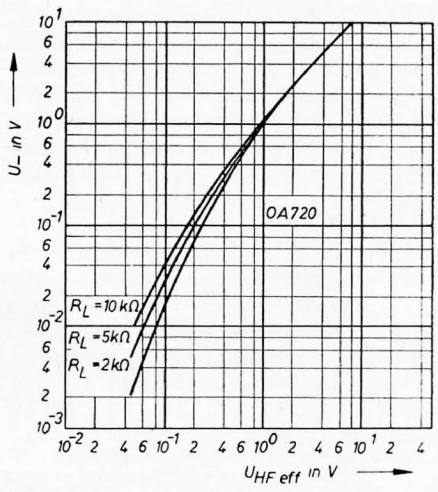


Bild 4: Richtspannung in Abhängigkeit von der HF-Spannung für Dioden vom Typ OA 720

Beim Empfangsgleichrichter in Transistorgeräten liegt nun weder der Grenzfall A noch der Grenzfall B vor. Man geht in der Praxis am besten von einigen, experimentell ermittelten, funktionellen Zusammenhängen aus, die der Beanspruchung der Diode unter Betriebsbedingungen angenähert sind.

In den Bildern 3 und 4 ist zunächst der Zusammenhang zwischen der Richtspannung und dem Effektivwert der hochfrequenten Eingangsspannung von zwei Ge-Diodentypen dargestellt. Die Meßschaltung zeigt Bild 5. Zum Vergleich ist im Bild 6 die am Lastwiderstand stehende Gleichspannung in Abhängigkeit von der HF-Spannung für eine Vakuumdiode wiedergegeben, wie sie im „Röhrenringbuch" zu finden ist. Man beachte, daß nur bei den Halbleiterdioden „Gleichspannung" und „Richtspannung" identisch sind. Bei der Vakuumdiode wird die Anlaufspannung mitgemessen. Die Größe der Richtspannung kann man angenähert beurteilen, wenn man an die Kurven im Bild 6 am Punkt $U_{HF\,eff} = 10$ V die Tangente legt. Der Vergleich zwischen den Bildern 3 und 4 einerseits und Bild 6 andererseits zeigt, daß Halbleiterdioden bei den kleinen in Betracht kommenden Lastwiderständen zur Gleichrichtung kleiner Wechselspannungen besser geeignet sind als

[1]) Zum Beispiel Schaltbild des „Sternchen" vom VEB Stern-Radio Sonneberg, radio und fernsehen 17 (1959) S. 542 u. 543

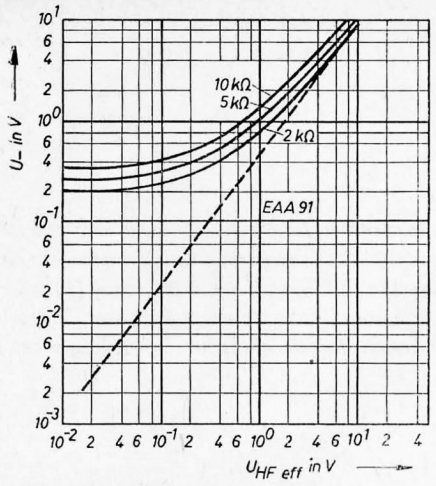


Bild 6: Gleichspannung am Lastwiderstand in Abhängigkeit von der HF-Spannung bei der Vakuumdiode EAA 91

Vakuumdioden. Dies ist auf den kleineren Nullpunktwiderstand von Germaniumdioden gegenüber dem differentiellen Widerstand der Kennlinie einer Vakuumdiode bei der Anlaufspannung zurückzuführen.

Den Widerstand R_L im Diodenkreis von Transistorempfängern macht man meistens 5···10 kΩ groß (Bild 7), weil der Eingangswiderstand der ersten Stufe des NF-Verstärkers ebenfalls in dieser Größenordnung liegt. Beim Aufregeln des Lautstärkereglers bleiben dann die Schwankungen des resultierenden Lastwiderstandes in erträglichen Grenzen. Eine Benutzung der in den Bildern 3, 4 und 6 wiedergegebenen Kennlinien für praktisch vorkommende Fälle ist noch relativ schwierig. Deshalb wurden in der Schaltung nach Bild 8 für verschiedene Diodentypen Demodulationskennlinien aufgenommen. Der Meßsender war mit 50% moduliert. Es wurde die Hochfrequenzspannung an der Diode und die Niederfrequenzspannung an den Ausgangsklemmen gemessen. Die Bilder 9 und 10 zeigen den Zusammenhang zwischen der Hochfrequenzeingangsspannung und dem Demodulationswirkungsgrad. Dabei ist:

$$\eta_d = \frac{U_{NF}}{U_{HF}} \cdot \frac{1}{m} .$$

Bei gegebenem Modulationsgrad m kann man daraus für jede HF-Eingangsspannung die am Lastwiderstand auftretende Niederfrequenzspannung berechnen:

$$U_{NF} = U_{HF} \cdot m \cdot \eta_d .$$

So ergibt sich z. B. unter Verwendung einer Diode OA 645 bei 180 mV Zwischenfrequenzspannung, die zu 30% durchmoduliert ist, an einem Lastwiderstand von 10 kΩ ($\eta_d = 40\%$) eine Niederfrequenzspannung von

$$U_{NF} = 180 \cdot 0{,}3 \cdot 0{,}4 \approx 21\ \text{mV}.$$

Verwendet man in der gleichen Schaltung eine Golddrahtdiode vom Typ OA 720, die eine steilere Kennlinie hat, so liegt der Demodulationswirkungsgrad etwa um 10% höher. Finanziell dürfte sich dieser Mehraufwand in den meisten Fällen nicht lohnen. Ebenso problematisch in wirtschaftlicher Hinsicht ist die Verwendung eines Hochfrequenz-Flächengleichrichters, den man dadurch gewinnt, daß man Basis und Emitter eines Hochfrequenztransistors miteinander verbindet und den verbleibenden Zweipol mit sehr steiler Durchlaßkennlinie als Diode benutzt. Es ergibt sich der im Bild 11 dargestellte, sehr günstige Verlauf des Demodulationswirkungsgrades.

Derartige Hochfrequenz-Flächengleichrichter findet man vereinzelt in japanischen Taschenempfängern. Dabei handelt es sich fraglos um die Verwertung eines Teiles der, bei der Fabrikation von HF-Legierungstransistoren auftretenden, relativ hohen Ausschußquote.

Zur richtigen Dimensionierung der Ankopplungsspule für den Signalgleichrichter benötigt man ferner Angaben über den an den Hochfrequenzklemmen auftreten-

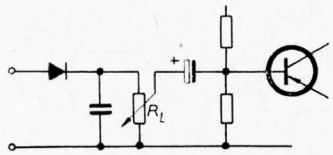


Bild 7: Prinzipschaltung des Empfangsgleichrichters in einem Transistorgerät

den Eingangs- oder Dämpfungswiderstand R_d. Er wurde ebenfalls in der Schaltung nach Bild 8 gemessen. Dazu wurde, nachdem ein bestimmter Hochfrequenzpegel eingestellt worden war, die Diode entfernt und dann durch Einschalten eines Widerstandes, der R_d entspricht, wieder derselbe Spannungswert eingestellt. Die Ergebnisse zeigen die Bilder 12 und 13. Der Dämpfungswiderstand fällt bei Spitzendioden mit steigender HF-Amplitude und strebt dem Wert $R_L/2$ zu [2]. Es liegt der in der Literatur [1] behandelte Fall vor, daß der Nullpunktwiderstand größer ist als der Lastwiderstand. Bei der Flächendiode ist offenbar der Nullpunktwiderstand kleiner als der Lastwiderstand. Nach größeren Amplituden zu steigt dann der HF-Eingangswiderstand auf den Wert $R_L/2$ an [1].

Bei einer Diode OA 645, die mit einem Lastwiderstand von 10 kΩ betrieben wird, ergibt sich bei Eingangsspannungen zwischen 50 mV und 1 V eine Variation des Hochfrequenz-Eingangswiderstandes im Verhältnis 1 : 10 und es fragt sich, für welche Größe der Eingangsspannung man Leistungsanpassung einstellen soll. Bei Transistortaschenempfängern, bei denen es meistens darauf ankommt, mit bescheidenem Aufwand eine hohe Empfindlichkeit zu erreichen, dürfte es am zweckmäßigsten sein, die Ankopplungswicklung so zu dimensionieren, daß im Mittel bei

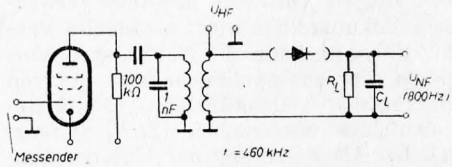


Bild 8: Schaltung zur Aufnahme der Demodulationskennwerte von Dioden

der Eingangsspannung, die unter der Voraussetzung einer dreißigprozentigen Modulation zur Vollaussteuerung des Niederfrequenzteils nötig ist, Leistungsanpassung eintritt. Nimmt man an, daß der Niederfrequenzverstärker für Vollaussteuerung eine Spannung von etwa 15 mV an 5 kΩ benötigt, so ist nach Bild 9 eine HF-Eingangsspannung von 150···200 mV erforderlich. Den Eingangswiderstand an den HF-Klemmen der Gleichrichterschaltung kann man dann nach Bild 13 mit etwa 10 kΩ ansetzen und die Ankopplungswicklung entsprechend bemessen. Der bei weiterer Steigerung der Eingangsspannung eintretende Verlust an Trennschärfe wird meistens nicht ins Gewicht fallen. Ferner tritt bei stärkeren Hochfrequenzträgern eine durch die Eigenschaften der Gleichrichterschaltung bedingte Unterdrückung störender Modulationen und somit eine Erhöhung der Trennschärfe auf [4, 5]. Dieser Effekt ist meistens nicht allgemein bekannt, deshalb sei hier besonders darauf hingewiesen.

Der bei der Demodulation kleiner Amplituden mit Germaniumdioden auftretende

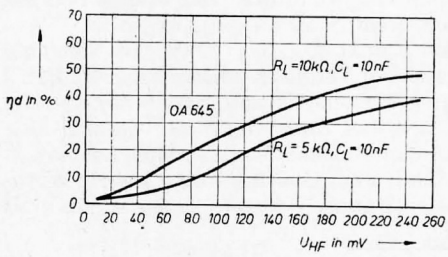


Bild 9: Demodulationswirkungsgrad η_d in Abhängigkeit von der HF-Eingangsspannung in der Schaltung nach Bild 8 für eine Diode OA 645

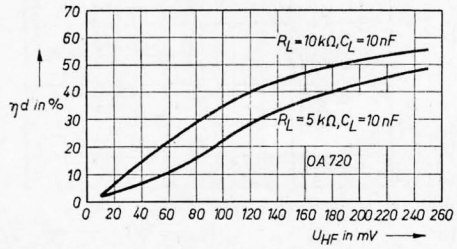


Bild 10: Demodulationswirkungsgrad η_d für Dioden vom Typ OA 720

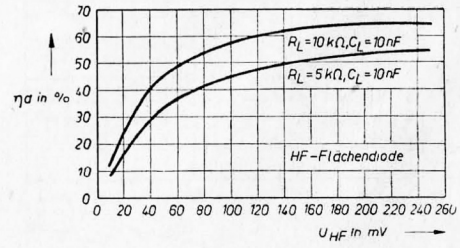


Bild 11: Demodulationswirkungsgrad η_d für eine HF-Flächendiode

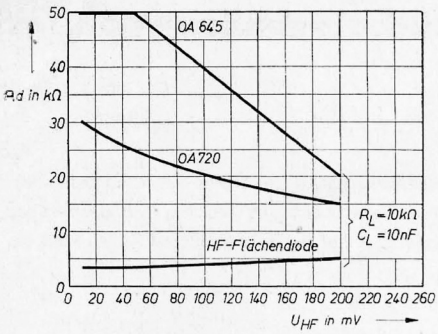


Bild 12: Hochfrequenzseitig auftretender Dämpfungswiderstand R_d in Abhängigkeit von der HF-Spannung

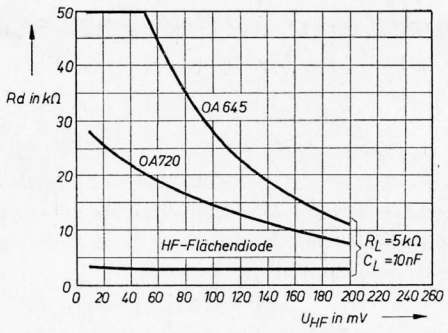


Bild 13: Hochfrequenzseitig auftretender Dämpfungswiderstand R_d in Abhängigkeit von der HF-Spannung

Klirrfaktor konnte exakt nicht untersucht werden. Um eine Übersicht zu erhalten, wurde in der Schaltung nach Bild 8 dem Meßsender eine veränderliche Modulationsspannung zugeführt und die am Lastwiderstand entstehende Niederfrequenzspannung gemessen. Man erkennt im Bild 14, daß sich bereits bei einer hochfrequenten Eingangsspannung von 100 mV ein verhältnismäßig linearer Zusammenhang ergibt.

Für den Entwurf der Schaltung von Transistorgeräten sollte man aus den vorstehenden Untersuchungen noch allgemein folgende Schlußfolgerungen ziehen:

1. Es ist wegen des mit kleineren Amplituden stark abnehmenden Demodulationswirkungsgrades (Bilder 9 und 10) wenig sinnvoll, die Empfindlichkeit des Niederfrequenzverstärkers über ein gewisses Maß zu erhöhen. Insbesondere sollte man

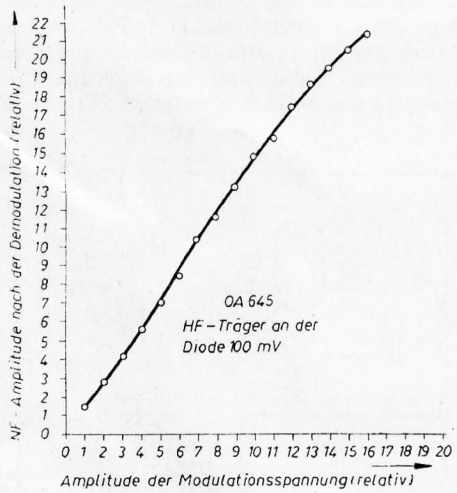


Bild 14: NF-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Modulationsspannung am Meßsender

bei klanglich hochwertigen, größeren Koffersempfängern durch Herabsetzung des niederfrequenten Verstärkungsgrades durch Gegenkopplung für eine ausreichende HF-Amplitude am Signalgleichrichter ($\approx$ 1 V) sorgen.

2. Infolge der mit der Amplitude stark veränderlichen Bedämpfung des angekoppelten Kreises (Bilder 12 und 13) ist es bei Empfängern mit hochempfindlichem Niederfrequenzteil (Taschenempfänger) unzweckmäßig, ein Bandfilter vor dem Demodulator zu verwenden, weil das maßgebende Verhältnis $\frac{K}{d}$ ebenfalls stark schwanken und gerade bei kleinen Amplituden zur Höckerbildung in der Resonanzkurve führen würde.

Dämpfungsdiode

In den zur Zeit üblichen Schaltungen für Transistorsuper arbeitet die Eingangsstufe als Oszillator und Mischer. Man kann aus verständlichen Gründen diese Stufe nicht in die unbedingt nötige Schwundregelung einbeziehen und beschränkt sich darauf, die erste Zwischenfrequenzstufe zu regeln. Bei stark einfallenden Sendern reicht diese Regelung nicht aus. Deshalb benutzt man eine Schaltung nach Bild 15. Hier liegt zwischen den Punkten A und B, also parallel zum Schwingkreis, eine Dämpfungsdiode. Die Widerstände R_1 und R_2 sind so bemessen, daß im Ruhezustand die Diode in Sperrichtung vorgespannt ist. Dem Schwingkreis liegt dann der verhältnismäßig hohe Sperrwiderstand parallel. Bei stärker einfallenden Sendern fällt der Kollektorstrom des geregelten Transistors. Das Potential des Punktes B wird negativer und nähert sich dem des Punktes A. Bei starken Sendern wird schließlich der Punkt A positiv gegenüber B. Die Diode wird dann ins Durchlaßgebiet gesteuert und dämpft besonders wirksam. Tabelle 1 gibt Aufklärung über den Verlauf des differentiellen Widerstandes für je eine Diode OA 645 und OA 720, der hier als Dämpfungswiderstand anzusehen ist. Man sieht, daß im negativen Gebiet die Regelfähigkeit mit einem Verhältnis von etwa 1 : 5 doch ziemlich klein ist. Man wird nicht umhin können, die Dämpfungsdiode ins Durchlaßgebiet hineinzusteuern. Das geht aber nur dann, wenn der Widerstand R_1 vorhanden und richtig bemessen ist. Fehlt er, so kann man, wie leicht einzusehen ist, das Potential zwischen A und B nur bis auf Null heruntersteuern. Dabei werden gewisse Modulationsverzerrungen und Kreuzmodulationserscheinungen nicht zu vermeiden sein. Für hochwertige Empfänger erscheint es vorteilhafter, eine Spannungsteilerschaltung mit gesteuerter Diode vor der Mischstufe anzuordnen [6].

Tabelle 1:

Differentieller Widerstand von Diodenkennlinien in Abhängigkeit von der Spannung

U— in V	OA 645 in kΩ	OA 720 in kΩ
+0,1	2	1,5
0	44	26
—0,1	200	110
—0,2	290	150
—0,5	330	160
—0,8	330	160
—1	330	160

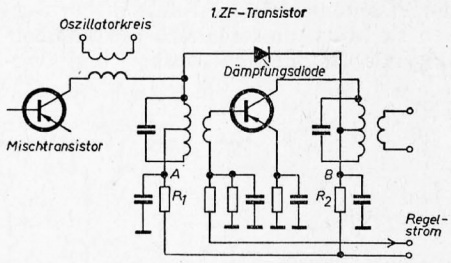


Bild 15: Regelschaltung mit Dämpfungsdiode

Obgleich die hier mitgeteilten Meßergebnisse, wie bereits betont, keine verbindlichen Mittelwerte darstellen, hofft der Verfasser, die Berechnung von Transistorschaltungen hierdurch für die Zukunft ein wenig zu erleichtern. Die hier behandelten wichtigen Größen liegen allerdings außerhalb der sonst üblichen und katalogmäßigen Fertigungstoleranzen. Damit ist aber nicht gesagt, daß man unbedingt eine Stückprüfung der verwendeten Dioden unter angenäherten Betriebsbedingungen, beispielsweise durch Messung der demodulierten NF-Spannung bei einer bestimmten, kleinen HF-Spannung, durchführen müßte.

Literatur

[1] R. Paul: Unterschiedliches Verhalten von Halbleiter- und Röhrendioden in Demodulationsschaltungen; Technische Mitteilungen des WBN Teltow

[2] Barkhausen: Elektronenröhren Band 4, Gleichrichter und Empfänger; S. Hirzel Verlag Leipzig

[3] H. Rothe und W. Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. Leipzig

[4] O. Tüxen: Die Trennschärfe des Empfangsgleichrichters; Zeitschrift für techn. Physik 1 (1941) S. 1···8

[5] H. Rodér: Modulation suppression of a weak signal by a stronger one, Communicalions Februar 1938

[6] R. Cantz: Eine Schwundregelschaltung mit Diode für Transistorenempfänger; Telefunken-Röhre (1958) Heft 35 S. 31···42

Das Wichtigste über Germanium- und Siliziumgleichrichter

E. BOTTKE

Mitteilungen aus dem Institut für Halbleitertechnik, Teltow

Teil 1

Auch in der Nachrichten- und Funktechnik werden mehr und mehr Germanium- und Siliziumgleichrichter anstelle von Hochvakuum- und Selenventilen verwendet, weil sie räumlich-konstruktiv und energetisch vorteilhafter sind. Obgleich — insbesondere bei Siliziumgleichrichtern — die Liefermöglichkeiten z. Z. noch beschränkt sind, erscheint es angebracht, die Besonderheiten der neuen Bauelemente darzulegen, um sie zur gegebenen Zeit sinnvoll einsetzen zu können und um unliebsame Überraschungen zu vermeiden. Es ist nämlich keinesfalls so, daß man einfach konventionelle Gleichrichter durch Germanium- oder Siliziumelemente ersetzen kann. Dabei sind u. U. besondere, bisher ungewohnte Überlegungen anzustellen und gewisse schaltungstechnische Maßnahmen zu treffen. Zur gedanklichen Verankerung dieser Dinge scheint eine kurze Behandlung der grundlegenden physikalischen Vorgänge unvermeidbar.

Physikalische Grundlagen

pn-Übergang

Dem Leser wird bekannt sein, daß je nach Dotierung (Beimengung bestimmter Fremdstoffe in geringster Konzentration) der Stromtransport in Germanium und Silizium durch negative (n) oder positive (p) Teilchen, durch Elektronen oder Elektronenmangelstellen, erfolgen kann. Durch Diffusions- und Legierungsvorgänge gelingt es, in einem Kristallstückchen beide Leitungsmechanismen, scharf aneinandergrenzend, zu erzeugen. An der Übergangsstelle, dem pn-Übergang, treten nun die Erscheinungen auf, die für die moderne Halbleitertechnik typisch sind. Die Ladungsträger, die, wie alle kleinen Teilchen, der Wärmebewegung unterliegen, diffundieren unter dem zusätzlichen Einfluß des Konzentrationsunterschiedes über die scharfe Dotierungsgrenze hinweg. Die Elektronen dringen auf eine Entfernung von einigen Tausendstel Millimetern in die p-leitenden Kristallbezirke ein, und umgekehrt sind die Elektronenmangelstellen bestrebt, in das n-leitende Gebiet vorzudringen. So entsteht an der Grenzfläche zwischen den p- und den n-leitenden Bezirken eine an Ladungsträgern verarmte Zone, in der nunmehr auf der p-Seite die negativen Ladungen und auf der n-Seite die positiven Ladungen der Verunreinigungsatome (der Donatoren bzw. der Akzeptoren) überwiegen. Das ergibt ein Potentialgefälle, die sogenannte Diffusionsspannung U_D, die vermöge elektrostatischer Kräfte dem Diffusionsvorgang ein Ende setzt.

Der Diffusionsstrom und der unter dem Einfluß der Diffusionsspannung entgegengesetzt gerichtete Strom halten sich im spannungslosen Zustand das Gleichgewicht. *Spenke* hat diesen Vorgang einmal mit der Schichtung der Luftbestandteile in der Erdatmosphäre verglichen: Die allgemein bekannte mit der Höhe abnehmende Konzentration der Sauerstoffmoleküle entsteht ebenfalls als Gleichgewichtszustand zwischen dem nach oben gerichteten Diffusionsstrom, der den Konzentrationsunterschied auszugleichen sucht, und dem nach unten gerichteten Strom infolge der Schwerkraft.

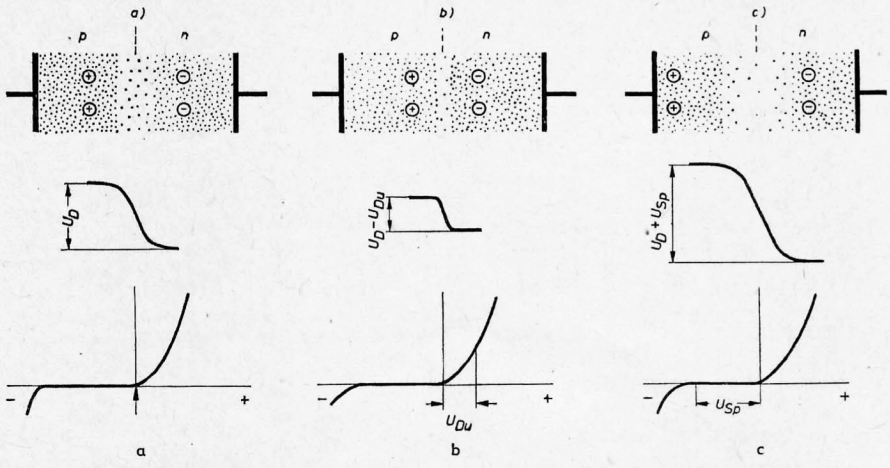


Bild 1: Schematische Darstellung der Ladungsträgerverteilung an einem pn-Übergang

a) Keine äußere Spannung angelegt. Die Diffusionsspannung U_D verhindert das weitere Ineinanderdiffundieren der p- und n-Ladungsträger. An der Übergangsstelle entsteht eine an Ladungsträgern verarmte Zone

b) Äußere Spannung liegt in Durchlaßrichtung an. Die Verarmungszone ist von Ladungsträgern überschwemmt

c) Äußere Spannung liegt in Sperrichtung an. Die Wirkung der Diffusionsspannung wird durch die Sperrspannung unterstützt. Verarmungszone wird breiter

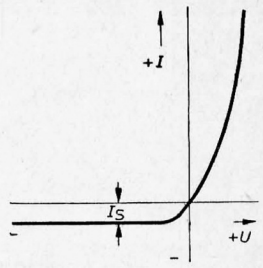


Bild 2: Ideale Kennlinie eines pn-Überganges

Der spannungslose Zustand und die sich dabei ergebenden Konzentrationsverhältnisse der Ladungsträger sind schematisch im Bild 1a dargestellt. Wird eine äußere Spannung, mit dem Pluspol am p-leitenden Gebiet liegend, an den pn-Übergang gelegt, so wirkt sie der Diffusionsspannung entgegen. Die Verarmungszone wird von Ladungsträgern überschwemmt und schrumpft zusammen (Bild 1b). Es fließt ein starker Strom. Wird die äußere Spannung in umgekehrter Richtung angelegt, so unterstützt sie die Wirkung der im spannungslosen Zustand vorhandenen Diffusionsspannung. Die an Ladungsträgern verarmte Zone dehnt sich (Bild 1c). Der zahlenmäßige Zusammenhang zwischen der angelegten Spannung und dem in Durchlaß- oder in Sperrichtung fließenden Strom, die Kennlinie des pn-Überganges, wird durch die aus einem physikalischen Ansatz exakt ableitbare Shockleysche Gleichung bestimmt. In der grafischen Darstellung ergibt sich ein prinzipieller Verlauf, wie er im Bild 2 dargestellt ist.

Einfluß der Temperatur

Der sogenannte Sperrsättigungsstrom I_S (Bild 2) besteht aus Ladungsträgern, die bereits bei Zimmertemperatur in der Verarmungszone durch die sogenannte thermische Paarbildung entstehen. Die thermische Energie, die in der ungeordneten Bewegung der kleinsten Teilchen (Atome, Elektronen, Elektronenmangelstellen) steckt, befreit nach statistischen Gesetzen eine bestimmte Anzahl von Ladungsträgern aus ihrer Bindung an den Atomkern und macht sie beweglich. Dieser Effekt steigt mit zunehmender Temperatur stark an und bewirkt in der bildlichen Darstellung eine Parallelverschiebung der Sperrkennlinien (Bild 3). Bei höheren Temperaturen

sind die durch thermische Anregung entstehenden Ladungsträger so zahlreich, daß die durch die Störstellenleitung und Diffusion entstehenden erwünschten Effekte überdeckt werden. Im allgemeinen darf bei Germaniumbauelementen die Temperatur des pn-Überganges (Sperrschichttemperatur, Junctiontemperatur) 65 ··· 90 °C und bei Siliziumbauelementen 140 ··· 160 °C nicht übersteigen. Um diese Bedingung bei hochbeanspruchten Gleichrichtern auf Germanium- oder Siliziumbasis einhalten zu können, ist es oft notwendig, die während des Betriebes entstehende Verlustwärme durch zusätzliche Kühlflächen, einen Kühlluft- oder Kühlwasserstrom abzu-

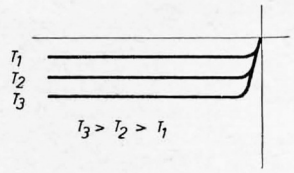


Bild 3: Ideale Sperrkennlinie eines pn-Überganges bei verschiedenen Temperaturen

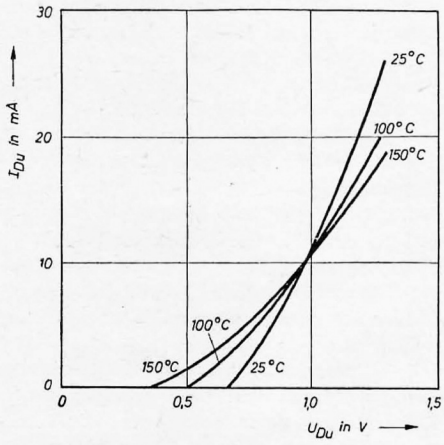


Bild 4: Reale Durchlaßkennlinie eines Siliziumgleichrichters bei verschiedenen Temperaturen

führen. Die Wirkung einer Temperaturerhöhung auf die Durchlaßkennlinie ist praktisch kaum von Bedeutung. Bild 4 zeigt die Veränderung der Kennlinie bei verschiedenen Temperaturen für Siliziumgleichrichter. Wir bemerken unterhalb einer Spannung von 1 V ein Ansteigen und darüber ein Absinken des Durchlaßstromes. Der Punkt, um den die Kennlinie geschwenkt erscheint, liegt bei manchen Typen erheblich höher als angegeben (z. B. bei 2 V).

Lawineneffekt

Beschränkt man die Betrachtung lediglich auf die Diffusionseffekte, so könnte man zu dem Schluß kommen, daß der waagerechte Verlauf der Sperrkennlinie (Bild 2) sich bis zu den höchsten Spannungen fortsetzen müßte. Das ist in Wirklichkeit nicht so. Die wenigen Ladungsträger, die den Sperrstrom bilden, werden mit zunehmender Sperrspannung in der Verarmungszone immer stärker beschleunigt. Bei einer bestimmten Spannung, deren Höhe in erster Linie von der Leitfähigkeit des Grundmaterials abhängt, sind sie vermöge der erlangten kinetischen Energie in der Lage, Valenzelektronen aus der Bindung an die Atomrümpfe herauszuschlagen. Dadurch entstehen in der ursprünglich an Ladungsträgern verarmten Zone zusätzliche Ladungsträger: Der Sperrstrom nimmt zu und steigt lawinenartig an, da die freigemachten Ladungsträger ebenfalls an diesem Vorgang teilnehmen (Bild 5). Die Spannung, bei der das lawinenartige Ansteigen des Sperrstromes erfolgt, bezeichnet man als Durchbruchspannung; sie ist insbesondere bei Siliziumgleichrichtern ausgeprägt.

Parasitäre Einflüsse auf die Sperrkennlinie

Der im Bild 5 dargestellte Sperrkennlinienverlauf, mit einem über weite Strecken waagerechten Teil und einem scharfen Knick, ist als idealisierte Darstellung zu verstehen. In der

Prinzipieller Aufbau

Der konstruktive Aufbau von Germanium- und Siliziumgleichrichtern ist äußerlich überaus einfach; die eigentlichen Schwierigkeiten

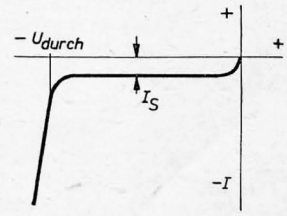


Bild 5: Wirkung des Lawinendurchbruchs, wie er in ausgeprägter Form bei Siliziumgleichrichtern auftritt

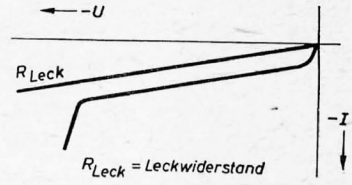


Bild 6: Auswirkung eines Leckwiderstandes auf den Verlauf der Sperrkennlinie

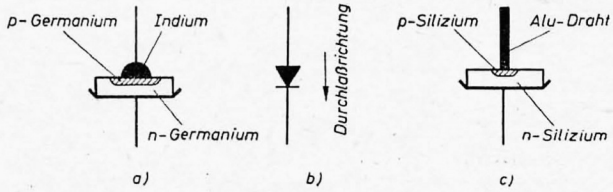


Bild 7: Prinzipieller Aufbau von Germanium- und Siliziumgleichrichtern (a und c); b) Schaltsymbol

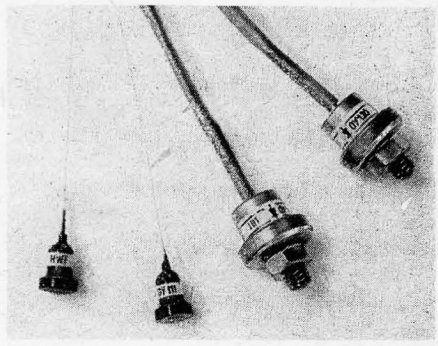
Praxis ist dem Sperrstrom nach der Shockleyschen Gleichung stets ein zusätzlicher Leckstrom überlagert (Bild 6). Er entsteht durch kleine leitende Brücken über die an der Oberfläche gelegene Nahtstelle zwischen dem p- und dem n-Gebiet, obgleich man bei der Herstellung von Gleichrichtern bemüht ist, diese wegzuätzen. Unerwünschte Anlagerungen von Fremdmolekülen an dieser Stelle, Fehlstellen und Versetzungen des Kristallgitters innerhalb der pn-Schicht haben eine ähnliche Wirkung.

Ladungsträger-Staueffekt

Kehren wir nochmals zu Bild 1 zurück. Im Bildteil b) ist der Fall der Durchlaßbelastung dargestellt. Wir sehen, daß die bei einer Sperrbeanspruchung sehr breite Verarmungszone (Bild 1c) dicht mit Ladungsträgern besetzt ist. Bei hohen Stromstärken ist in diesem Raum eine beträchtliche Elektrizitätsmenge gespeichert. Folgen Durchlaß- und Sperrhalbwelle schnell aufeinander, so ergibt die in der Verarmungszone gespeicherte Ladungsträgermenge, von der wegen der Kürze der Zeit nur ein Teil durch Rekombination (Wiedervereinigung von Ladungsträgern unterschiedlichen Vorzeichens) abgebaut werden kann, eine zeitlich vorübergehende, impulsartige Erhöhung des Sperrstromes. Das kann unter Umständen zu funktionellen Unzuträglichkeiten in Gleichrichterschaltungen führen.

stecken in der Perfektion der Kristalle und der Reinheit der Materialien. Man verwendet meistens ein Kristallplättchen, das aus einem Einkristall herausgeschnitten und n-leitend ist (Bild 7). Bei Germaniumgleichrichtern wird an das Plättchen in einer Schutzgasatmosphäre bei etwa 500 °C eine Indiumperle anlegiert. Das geschmolzene Indium löst Germanium in Form einer Mulde aus dem Plättchen heraus. Beim Abkühlen treten die Germaniumatome zum größten Teil aus der Lösung heraus und setzen sich wieder in der ursprünglichen kristallografischen Orientie-

Bild 8: Germaniumgleichrichter des Halbleiterwerkes Frankfurt (Oder) und des Instituts für Halbleitertechnik Teltow



rung an das Germaniumkristallgitter an. Dabei werden Indiumatome miteingebaut, so daß eine Mulde p-leitenden Germaniums entsteht (Bild 7a). An dem meistens abrupt erfolgenden Übergang vom p-leitenden zum n-leitenden Gebiet treten dann die im Abschnitt „Physikalischen Grundlagen" behandelten Erscheinungen auf. Störungen ergeben sich durch Benetzungsfehler und Fehlordnungen im Kristallaufbau. Kritisch ist ferner, wie ebenfalls bereits erwähnt, die an der Oberfläche gelegene Nahtstelle zwischen den p- und den n-leitenden Gebieten. Durch einen technologisch nicht leicht zu beherrschenden Ätzvorgang müssen an dieser Stelle Verunreinigungen möglichst vollständig beseitigt werden (Ätzgraben). Wieviel von diesem Vorgang abhängt, wird klar, wenn man bedenkt, daß an dieser sehr schmalen Stelle später bei betriebsmäßiger Beanspruchung der Zelle die volle Sperrspannung in Höhe von einigen Hundert Volt liegt.

Bei Siliziumgleichrichtern verläuft der Herstellungsvorgang der pn-Schicht ähnlich. An die Stelle des Indiums ist lediglich ein Draht aus Reinstaluminium getreten (Bild 7c). Die Legierungstemperatur liegt etwas höher.

Das in der geschilderten Weise mit einem pn-Übergang versehene Kristallplättchen wird auf eine Metallscheibe aufgelötet, die zuweilen gleichzeitig die Grundplatte des Gehäuses ist. Die andere Elektrode, die Indiumperle oder der Reinstaluminiumdraht, wird mit einem Stromzuführungsdraht versehen. Der nunmehr strukturell fertige Gleichrichter ist dann in ein dichtes Gehäuse einzubauen. Der Dichtigkeit des Verschlusses kommt zwecks Erhaltung der Eigenschaften des Gleichrichters über längere Zeit besondere Bedeutung zu. Wassermoleküle, die in geringer Zahl durch winzige Undichtigkeiten eindringen, könnten sich an der kritischen Nahtstelle zwischen p- und n-Gebiet anlagern und die Sperrkennlinie verschlechtern. Nachdem man in der Anfangszeit der Halbleitertechnik die beiden Gehäuseteile miteinander verlötet hatte, wendet man neuerdings mehr und mehr die modernen Verschließungsverfahren der Impulsschweißung und des Kaltschweißens an. Der Verschließungsvorgang ist nicht nur wegen der erforderlichen hohen Dichtigkeit kritisch. Es muß vor allem auch verhindert werden, daß Metall- oder Flußmitteldämpfe in das Gehäuseinnere eindringen. Sie haben eine ähnliche Wirkung wie Wasserdampf.

Bei kleinen Germanium- und Siliziumgleichrichtern für Stromstärken bis 0,5 A reicht meistens die Gehäuseoberfläche zur Abführung der Verlustwärme aus. Sie werden freitragend — wie ein Schichtwiderstand — in die Schaltung gelötet. Gleichrichter für höhere Ströme sind mit einem Schraubstutzen versehen. Bei mittleren Stromstärken von 1 ··· 10 A setzt man sie häufig unter Zwischenlage eines dünnen Glimmerplättchens auf das dann zur Kühlung dienende Gerätechassis (Bild 8). Bei großen Stromstärken werden Rippenkühlkörper verwendet, die unter Umständen einem Luftkühlstrom ausgesetzt werden. Wasserkühlung wird selten angewendet. Man findet sie lediglich bei einigen Hochleistungsbauformen von Germaniumgleichrichtern, die in Betrieben eingesetzt werden, in denen schon aus anderen Gründen Kühlwasser vorhanden ist.

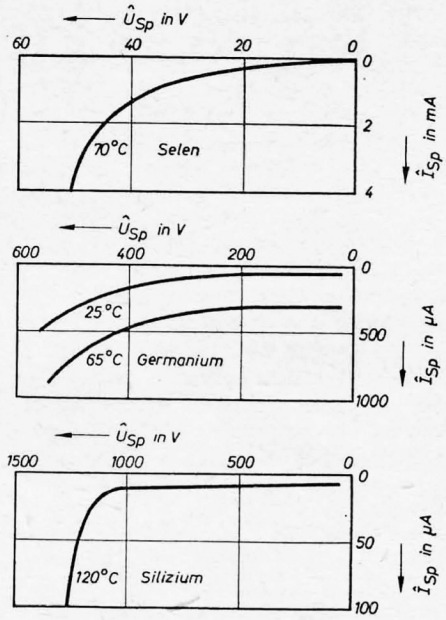


Bild 9: Reale Sperrkennlinien von Halbleitergleichrichtern

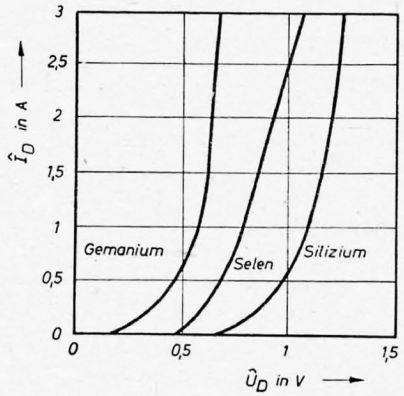


Bild 10: Reale Durchlaßkennlinien von Halbleitergleichrichtern

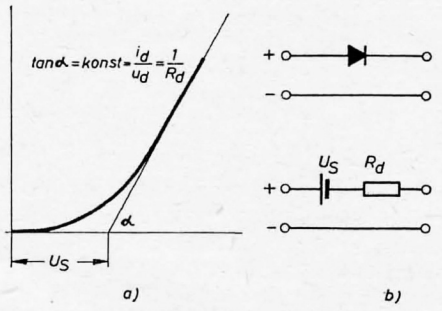


Bild 11: a) Annäherung der Durchlaßkennlinie durch eine geknickte Gerade; b) Ersatzschaltbild

Kennlinien

Die in den bisherigen Bildern wiedergegebenen Kennlinien wurden zwecks Demonstration der physikalischen Effekte idealisiert. Bild 9 zeigt reale Sperrkennlinien von Selen-, Germanium- und Siliziumgleichrichterzellen gleicher Belastbarkeit bei Sperrschichttemperaturen, wie sie im Betrieb tatsächlich auftreten.

Aus dem Vergleich zwischen der für 65 °C und der für 25 °C gültigen Kennlinie, die für den Germaniumgleichrichter miteingezeichnet wurde, erkennen wir nochmals den sehr starken Anstieg des Sperrstromes mit der Temperatur, der in gleichem Maße, aber absolut um mehrere Größenordnungen kleiner, auch beim Siliziumgleichrichter vorhanden ist. Es ist wichtig, daß die während der periodischen Sperrbeanspruchung im Betriebsfall auftretenden Verluste nur mit wenigen Prozenten an den Gesamtverlusten, die ganz überwiegend während der Durchlaßperiode entstehen, beteiligt sind, damit die Abhängigkeit zwischen den Sperrverlusten und der Temperatur nicht zn einer wechselseitigen Aufschaukelung und schließlich zur thermischen Zerstörung des Gleichrichters führt. Die Angaben der Hersteller über die maximal zulässigen Ströme und Spannungen sowie die höchste Umgebungstemperatur und Kühlblechgrößen sind deshalb peinlichst zu beachten. In diesem Zusammenhang ist auch einer etwaigen Aufheizung des Geräteinnenraumes durch die Verlustwärme von Transformatoren und hochbeanspruchten Widerständen sowie durch Sonneneinstrahlung einige Aufmerksamkeit zu schenken. In kritischen Fällen sind eingehende Messungen von Temperatur und elektrischem Verhalten der Gleichrichteranordnung nicht zu vermeiden.

Bild 10 zeigt die Durchlaßkennlinie etwa gleichwertiger Selen-, Germanium- und Siliziumgleichrichter. Es fällt auf, daß die Kennlinie des Selengleichrichters oberhalb einer gewissen Stromstärke geradlinig verläuft. Das ist auf den sogenannten „Bahnwiderstand" zurückzuführen, der sich aus dem Widerstand der Stromzuführungsteile und dem der Strombahnen in den nicht unmittelbar am Gleichrichtungsvorgang beteiligten Material zusammensetzt. Bei Germanium- und Siliziumgleichrichtern ist dieser Effekt ebenfalls wirksam, jedoch in der Kennliniendarstellung von kleinen Gleichrichtern nur andeutungsweise zu erkennen.

Die Wirkung des Bahnwiderstandes macht die Vereinfachungen verständlich, die man an der Durchlaßkennlinie vornimmt, wenn es gilt, die Durchlaßverluste oder den Wirkungsgrad aus der Kennlinie zu ermittlen. Nach Bild 11a nähert man die Kennlinie durch eine Gerade an, die die U-Achse im Punkte U_s bei der Schleusen- oder Schwellenspannung schneidet und die Neigung $\frac{1}{R_d}$ hat. Es ist dann

$$i = \frac{u - U_s}{R_d}$$

oder

$$u = U_s + R_d \cdot i. \qquad (1)$$

Daraus ergibt sich für die Durchlaßrichtung das Ersatzschaltbild des Gleichrichters nach Bild 11b.

Beschränkt man die Betrachtung zunächst auf die Augenblickswerte oder stellt sich aus Anschauungsgründen vor, daß der Gleichrichter mit Gleichstrom beaufschlagt wäre, so wird die Verlustleistung:

$$n_D = u \cdot i = U_s \cdot i + R_d \cdot i^2. \qquad (2)$$

Wird fortgesetzt

Das Wichtigste über Germanium- und Siliziumgleichrichter

E. BOTTKE

Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik, Teltow

Teil 2 und Schluß

Daten und Schaltungen

Verlustleistung und Wärmewiderstand

Um die gesamte während der Durchlaßbeanspruchung auftretende Verlustleistung N_D zu ermitteln, muß man in der Gleichung (2) für i den zeitlichen Verlauf $i = f(t)$ einführen und die Gleichung integrieren. Es hat sich in diesem Zusammenhang als zweckmäßig erwiesen, mit dem Begriff des Formfaktors zu arbeiten. Er entspricht dem Verhältnis des quadratischen Mittelwertes (I_{eff}) zum arithmetischen Mittelwert (I_m) des durch den Gleichrichter fließenden Stromes.
Formfaktor des Durchlaßstromes:

$$f_D = \frac{I_{eff}}{I_m}$$

Experimentell ist der Formfaktor verhältnismäßig einfach zu bestimmen, wenn man nacheinander den durch die Gleichrichter fließenden Strom mit einem quadratisch anzeigenden Strommesser (Thermokreuz, dynamometrisches Meßwerk) und mit einem Drehspulinstrument mißt. Er läßt sich auch aus den Daten der Gleichrichterschaltung berechnen (s. u.). Nach Bild 11b und Gleichung (2) werden bei Benutzung des Formfaktors die gesamten Durchlaßverluste:

$$N_D = U_s \cdot I_m + R_d \cdot I^2_{eff}$$
$$N_D = U_s \cdot I_m + R_d \cdot I^2_m \cdot f^2_D . \qquad (3)$$

Die Ermittlung der während der Sperrbeanspruchung auftretenden Verluste ist insbesondere bei Germaniumgleichrichtern, deren Sperrkennlinie stark gekrümmt ist und starken Exemplarstreuungen unterliegt, schwierig. Man verläßt sich am besten auf die Herstellerangaben und berücksichtigt sie pauschal mit maximal 10% der Durchlaßverluste. Die gesamte im Gleichrichter in Form von Wärmeenergie anfallende Verlustleistung ist dann

$$N_v = N_D + N_{sp} \approx 1{,}1\ N_D . \qquad (4)$$

Sie bewirkt eine Temperaturerhöhung der wirksamen Teile des Gleichrichters (pn-Übergang) gegenüber der Umgebung. Diese ist:

$$T = T_j - T_a = K \cdot N_v \qquad (5)$$

(hierin sind T_j die Temperatur des pn-Überganges und T_a die Umgebungstemperatur).
Den Faktor K bezeichnet man als Wärmewiderstand. Er gibt an, um wieviel Grad pro Watt Verlustleistung die Sperrschichttemperatur gegenüber der Umgebungstemperatur ansteigt und wird in den Datenblättern der verschiedenen Typen meistens angegeben. So ist z. B. der Wärmewiderstand des Germaniumgleichrichters OY 123, wenn er zusammen mit dem senkrecht stehenden Standardkühlblech von 150×150×2 mm benutzt wird, K = 4 °C/W. Die maximal zugelassene Sperrschichttemperatur wird ebenfalls im Datenblatt genannt. Bei Germaniumbauelementen liegt sie zwischen 65 °C und 90 °C, meistens bei 75 °C. Bild 12 zeigt die Abhängigkeit des entnehmbaren Gleichstromes von der Umgebungstemperatur und Kühlfläche für die Gleichrichter OY 110 ··· OY 114. Für Siliziumgleichrichter sind Sperrschichttemperaturen von etwa 150 °C zulässig.

Der Geräteentwickler wird die hier erläuterten Verlustleistungs- und Temperaturberechnungen nur dann durchführen müssen, wenn die Standarddimensionierungsangaben des Herstellers nicht anwendbar sind.

Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad η eines Gleichrichters (DIN 41760) ist das Verhältnis der abgegebenen Gleichstromleistung N_- zur gesamten aufgenommenen Leistung, die um die Verlustleistung N_v höher ist

$$\eta = \frac{N_-}{N_- + N_v} . \qquad (5)$$

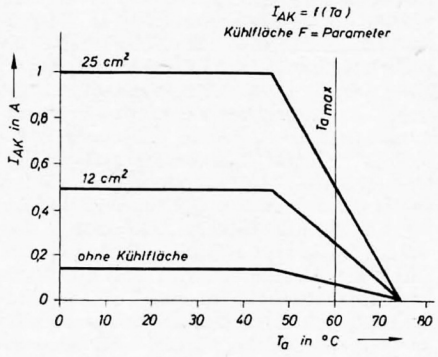


Bild 12: Abhängigkeit des entnehmbaren Gleichstromes von der Umgebungstemperatur und Kühlfläche der Gleichrichter OY 110 ··· OY 114

Diese Definition des Wirkungsgrades stimmt mit den realen Verhältnissen angenähert überein, wenn die Welligkeit der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes vernachlässigbar klein ist. Bei den in der Funk- und Nachrichtentechnik verwendeten Gleichrichterschaltungen mit einem Ladekondensator hoher Speicherfähigkeit wird das meistens zutreffen.
Ist die Ausgangswelligkeit nicht zu vernachlässigen, so führt man am besten den Formfaktor f der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes ein:

$$f = \frac{U_{eff\,ausg}}{U_m} = \frac{I_{eff\,ausg}}{I_m} , \quad \text{d. h.}$$

$$\eta_{eff} = \frac{N_{abg}}{N_{aufg}} = \frac{N_{abg}}{N_{abg} + N_v} = \frac{f^2 \cdot U_m \cdot I_m}{f^2 \cdot U_m \cdot I_m + N_v} \qquad (6)$$

Zur Veranschaulichung stelle man sich vor, daß eine Brückenschaltung auf einem ohmschen Lastwiderstand arbeitet. Ausgangsspannung und Ausgangsstrom verlaufen wie im Bild 13 dargestellt. Ein derartiger unter idealen Bedingungen gleichgerichteter Wechselstrom transportiert, wie wir aus dem grundlegenden Physikunterricht wissen, in der gleichen Zeit die gleiche Elektrizitätsmenge wie ein Gleichstrom I_m:

$$I_m = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I} = 0{,}637 \cdot \hat{I} .$$

Er erzeugt jedoch die gleiche Wärmemenge wie ein Gleichstrom I_{eff}:

$$I_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \hat{I} \cdot 0{,}707 \cdot \hat{I} .$$

Der Formfaktor wäre also in diesem Falle

$$f = \frac{I_{eff}}{I_m} = \frac{U_{eff}}{U_m} = \frac{0{,}707}{0{,}637} = 1{,}11 .$$

Untersucht man rechnerisch oder experimentell den Wirkungsgrad der verschiedenen Gleichrichterarten, so kommt man auf folgende Höchstwerte: Selen 92%, Germanium 98,5%, Silizium 99,6%. Nach Bild 10 hat es den An-



Bild 13: Verlauf des Durchlaßstromes bei einer Brückenschaltung

schein, daß ein Selengleichrichter ($U_s \approx 0{,}6$ V) vorteilhafter ist als ein Siliziumgleichrichter, weil die Durchlaßkennlinie günstiger verläuft. Das ist auch tatsächlich bei Anschlußspannungen bis zu etwa 25 V der Fall, solange man ohne die Reihenschaltung von Selenelementen auskommt. Der Germaniumgleichrichter ist wegen der bei 0,5 V liegenden Schleusenspannung U_s in diesem Spannungsbereich sowohl dem Selen- als auch dem Siliziumgleichrichter ($U_s \approx 0{,}7$ V) wirkungsgradmäßig überlegen. Die Überlegenheit des Ge-Gleichrichters gegenüber dem Siliziumgleichrichter hält bis zu Spannungen von etwa 100 V_{eff} an, da man bei höheren Spannungen dann auch mehrere Ge-Zellen in Reihe schalten muß. Als höchsten Augenblickswert der in Sperrichtung anliegenden Spannung läßt man bei Siliziumgleichrichtern maximal 700 V zu.
Die Entscheidung darüber, welche Gleichrichterart in einem bestimmten Falle einzusetzen ist, wird jedoch nie ausschließlich an Hand von Betrachtungen über den Wirkungsgrad entschieden werden. Der Selengleichrichter ist mindestens zur Zeit noch hinsichtlich des Preises am günstigsten, während der Siliziumgleichrichter, der mit dem Germaniumgleichrichter den Vorteil kleinen Volumens gemeinsam hat, temperaturbeständiger ist als die anderen Gleichrichterarten. Er kann durchaus noch bei Umgebungstemperaturen von 100 °C betrieben werden.
In dem in diesem Abschnitt behandelten Zusammenhang mag interessieren, ob der Selengleichrichter bei weiterer Verbesserung auch in höheren Spannungsbereichen den neueren Gleichrichterarten gleichwertig werden könnte. Die Frage läuft letzten Endes darauf hinaus, ob es möglich sein wird, einen pn-Übergang auf der Basis von Selen herzustellen. Das wird jedoch aus physikalischen Gründen von führenden Halbleiterexperten (wie z. B. Prof. Spenke) verneint. Von der prinzipiellen Seite

her besteht nämlich wenig Aussicht, einkristallines und neben n-leitendem auch p-leitendes Selen herzustellen.

Sperrspannungsbeanspruchung und Gleichrichterschaltung

Bei Germanium- und Siliziumgleichrichtern ist der im Betrieb während der Sperrhalbwelle zulässige Spannungshöchstwert typenmäßig begrenzt. Er wird — in Anlehnung an Begriffe, die in der Technik der Spitzenkontaktdioden gebräuchlich sind — als statische Sperrspannung, in der TGL 8094 als maximale Spitzenspannung, in den DIN-Entwürfen des FNE als Nennsperrspannung und hier als $\hat{U}_{spmax}$ bezeichnet. Der höchstzulässige Effektivwert der Anschlußspannung (U~) hängt von der Gleichrichterschaltung und $\hat{U}_{spmax}$ ab. Der Zusammenhang ist im Bild 14 für die in der Funktechnik und Elektronik gebräuchlichen Schaltungen zusammengestellt.

Bemerkenswert ist, daß bei der Zweiwegschaltung mit rein ohmschem Lastwiderstand die Sperrbeanspruchung doppelt so hoch ist wie bei der Einwegschaltung. Die in Durchlaßrichtung beanspruchte Diode wirkt hier als Kurzschluß und legt den vollen Scheitelwert der einen Wicklungshälfte an die Last. In der zweiten Spalte der in Bild 14 wiedergegebenen Tabelle ist dies durch eine punktierte Kurzschlußverbindung angedeutet. An der anderen Diode liegt dann — wie ersichtlich — während der Sperrhalbwelle die Summenspannung beider Wicklungshälften. Bei der Brückenschaltung mit ohmscher Last kann, wie man aus der schematischen Darstellung in der zweiten Spalte von Bild 14 ebenfalls ersieht, an einem der vier Ventile höchstens der Scheitelwert der Anschlußspannung auftreten.

Bei den Schaltungen mit Ladekondensator (Bild 14) muß man in Rechnung stellen, daß sich der Kondensator auf den Scheitelwert der Anschlußspannung aufladen kann und mit dem Scheitelwert der anderen Halbwelle in Reihe liegt. Bei $\hat{U}_{spmax} = 700$ V darf die Anschlußspannung also höchstens 245 V_{eff}, d. h. 220 V_{eff} + 12 %, betragen. Hochsperrende Siliziumgleichrichtertypen sind einer derartigen Beanspruchung durchaus gewachsen. Ihre Durchbruchspannung (siehe Abschnitt „Physikalische Grundlagen") liegt dann noch 1,5 ··· 2 mal höher, also zwischen 1000 und 1400 V. Der Sicherheitsabstand gegenüber dem betriebsmäßig während der Sperrhalbwelle zulässigen Scheitelwert der Spannung $\hat{U}_{spmax}$ ist zum Auffangen von Schaltspannungsspitzen, die in einer Höhe von 1 kV für 30 ··· 100 μs im Lichtnetz auftreten können, unbedingt erforderlich. Bei direkt am (niederohmigen) Netz betriebenen Einweggleichrichterschaltungen mit Ladekondensator reicht der Energieinhalt derartiger Impulse, wenn sie zufällig während der Sperrhalbwelle auftreten, aus, die Sperrschicht zu zerstören. Es ist z. Z. noch nicht hinreichend durch betriebsmäßige Erfahrungen geklärt, ob in solchen Fällen der Gleichrichter noch zusätzlich durch RC-Glieder kleiner Zeitkonstante oder Glimm-Überspannungsableiter geschützt werden muß. Bei Fernsehempfängern, in denen die Einweggleichrichterschaltung mit Siliziumgleichrichtern in Zukunft viel verwendet werden wird, sollen außerdem noch Komplikationen durch zeitweilige Überschläge am Zeilentrafo oder an der Bildröhre auftreten.

Bei kleinen Germaniumgleichrichtern, die wegen der niedrigeren zulässigen Sperrspannung meistens an den in der Nachrichtentechnik üblichen Kleintransformatoren der Größen M 55 ··· 102 o. ä. betrieben werden, treten die beschriebenen Unzuträglichkeiten nicht so offensichtlich in Erscheinung. Hier werden offenbar die Schaltspannungsspitzen durch die Streuinduktivität und die Wicklungswiderstände abgeflacht. Die Empfindlichkeit gegen kurzzeitige Überspannungen ist an sich aber bei Germanium- und Siliziumgleichrichtern in gleichem Maße vorhanden. Sie ist eine Folge der geringen Ausdehnung und Wärmekapazität der wirksamen Teile des Gleichrichters (pn-Übergang) und muß vom Geräteentwickler berücksichtigt werden.

Bei der Reihenschaltung mehrerer Germanium- oder Siliziumventile zur Erreichung höherer Sperrspannungen ist den einzelnen Elementen ein Spannungsteiler parallel zu schalten, um eine hinreichend gleichmäßige Verteilung der Spannung in Sperrichtung zu gewährleisten. Der Querstrom des Spannungsteilers sollte stets 5 ··· 10 mal größer sein als der mittlere Sperrstrom der Gleichrichter unter Betriebsbedingungen. Außerdem ist die Anschlußspannung um 10 ··· 20 % herabzusetzen. Der Grund für diese Sicherheitsmaßnahmen ist die überaus starke Streuung des Kennlinienverlaufs im Sperrbereich. Auch bei Verwendung der Brückenschaltung mit Ladekondensator sollte man nach ähnlichen Gesichtspunkten für eine gleichmäßige Sperrspannungsverteilung sorgen. Bei Spannungsvervielfacherschaltungen werden die Gleichrichter in Sperrichtung etwa so beansprucht, wie in der Einwegschaltung mit Ladekondensator; Parallelwiderstände sind nicht erforderlich.

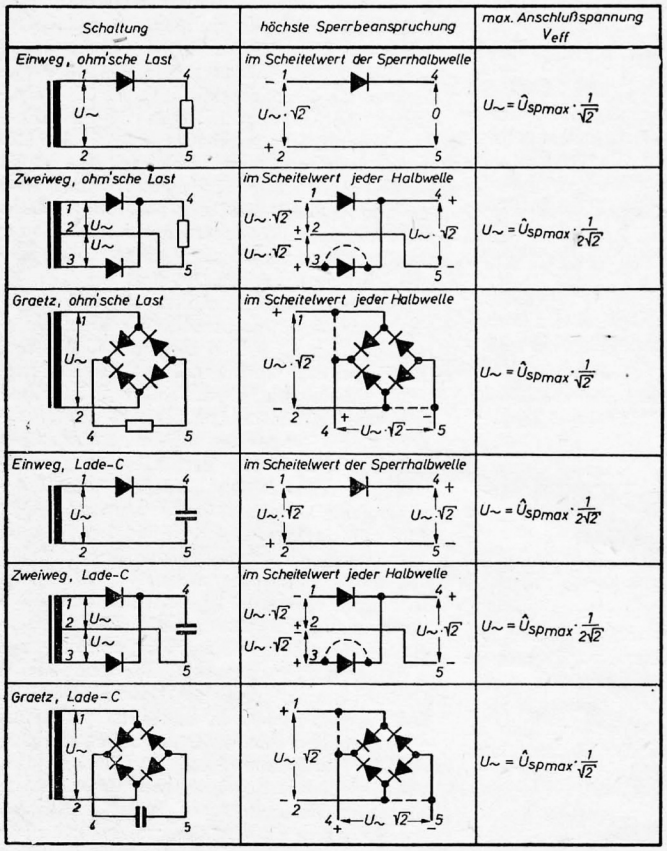


Bild 14: Gleichrichterschaltung und Spannungsbeanspruchung

Besonderheiten der Durchlaßbeanspruchung

Im Abschnitt „Kennlinien" wurde bereits dargelegt, daß in Halbleitergleichrichtern die Verluste zum überwiegenden Teil während der Durchlaßhalbwelle entstehen. Sie bestimmen zusammen mit den Kühlbedingungen den Nenngleichstrom der Gleichrichterzelle. Der Nenngleichstrom ist der höchste dauernd zulässige arithmetische Mittelwert einer sinusförmigen Stromhalbwelle, wie sie z. B. bei Einwegschaltung und ohmscher Last auftritt, bezogen auf die volle Periode. Zu beachten ist, daß für die Erwärmung der Zelle nicht unmittelbar der arithmetische Mittelwert des Stromes maßgebend ist, sondern der Effektivwert. Mit Hilfe der Integralrechnung kann man ableiten, daß ein pulsierender Gleichstrom, der in einem idealen Einweg-Gleichrichter bei rein ohmschem Lastwiderstand fließt (Bild 15), den Formfaktor

$$f_D = \frac{I_{eff}}{I_m} = \frac{\pi}{2}$$

hat. Die Verlustleistung kann für diesen einfachen Fall also gegebenenfalls nach (3) ermittelt werden.

Schwieriger wird die Ermittlung des Formfaktors bei Schaltungen mit Ladekondensator. In derartigen Schaltungen wird der Gleichrichter nur während eines Teiles der Periode leitfähig, nämlich dann, wenn der Augenblickswert der speisenden Wechselspannung den zu diesem Zeitpunkt am Kondensator stehenden Gleichspannungswert übersteigt (Bild 16). Der Gleichrichterstrom nimmt impulsförmig hohe Werte an. Die Verhältnisse sind seinerzeit im Hinblick auf Hochvakuumgleichrichter von *Kammerloher* mit den nötigen vereinfachenden Annahmen untersucht worden [1, 2]. Übersichtlich dargestellt finden wir sie auch bei *Rothe und Kleen* sowie *R. Kühn* [3, 5].

Man arbeitet in diesem Zusammenhang vorteilhaft mit dem Begriff des Stromflußwinkels Θ (Bild 16), der der halben Zeit des Stromflusses im Gleichrichter entspricht

$$2\Theta = 2\pi \frac{t_L}{T}.$$

Er hängt ausschließlich von dem Verhältnis des Innenwiderstandes R_i zum Verbraucherwiderstand R_a ab. R_i ist bei Germanium- und Siliziumgleichrichtern stets praktisch gleich

dem auf die Sekundärseite umgerechneten Trafoersatzwiderstand oder bei direktem Betrieb am Netz gleich dem eingefügten Schutzwiderstand. Der Innenwiderstand des Gleichrichters selbst ist demgegenüber meistens belanglos. R_a (der Verbraucherwiderstand) er-



Bild 15: Verlauf des Gleichrichterstromes in einem idealen Einweggleichrichter bei ohmscher Last

gibt sich als Quotient aus Gleichspannung am Ladekondensator und Verbraucherstrom $\frac{U_m}{I_m}$.
Wie in den angegebenen Quellen abgeleitet, ist dann

$$\frac{R_i}{R_a} = \frac{1}{\pi}(\tan\Theta - \Theta) .$$

Bild 17 zeigt den Zusammenhang grafisch dargestellt. (Siehe auch: *H. Pitsch:* Hilfsbuch für die Funktechnik.) Der Formfaktor des Ventilstromes läßt sich bei bekannten Stromflußwinkel berechnen

$$f_D = \frac{I_{eff}}{I_m} = \frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{90}{\Theta}} .$$

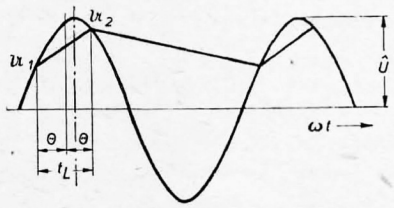


Bild 16: Idealisierter Spannungsverlauf beim Einweggleichrichter mit Pufferkondensator

Der so mit Hilfe des Formfaktors ermittelte Effektivwert des Stromes ist — wie gesagt — für die Erwärmung des Gleichrichters, bei Einwegschaltungen auch unmittelbar für die Kupferverluste im Transformator und in einem etwa zusätzlich notwendigen Vorwiderstand maßgebend. Bei der Zweiweg- und der Brückenschaltung ist zu berücksichtigen, daß die vom Lastwiderstand abtransportierte Elektrizitätsmenge durch jeweils zwei Ventile nachgeliefert wird.
Dann ist

$$\frac{R_i}{2 \cdot R_a} = \frac{1}{\pi}(\tan\Theta - \Theta) .$$

Der entnehmbare Gleichstrom wäre aus dem gleichen Grunde an sich doppelt so hoch. Wegen der Ungleichheit der Durchlaßkennlinien, die eine unterschiedliche Verteilung der Verluste zur Folge hat, reduziert man ihn jedoch meistens um 10 ··· 20%.
Für die Dimensionierung von Gleichrichterschaltungen ist außer dem Effektivwert des Gleichrichterstromes auch dessen Scheitelwert von Bedeutung. Bei großen Gleichrichtern liegt der zulässige periodische Spitzenstrom meistens um den Faktor π höher als der Nenngleichstrom. Bei kleinen Gleichrichtern, die für den Betrieb mit Ladekondensator bestimmt sind, bemühen sich die Bauelemente-Entwickler, einen höheren Wert zuzulassen. Der im Betrieb auftretende Scheitelfaktor ist

$$f_S = \frac{\hat{I}}{I_m} = \pi\frac{90}{\Theta} .$$

Der sich hieraus ergebende Spitzenstrom im Betrieb muß ebenfalls stets unter dem im Datenblatt angegebenen maximal zulässigen Wert bleiben. Man sollte auch nicht übersehen, daß er den Magnetisierungsstrom des Transformators u. U. erheblich beeinflußt.
Bei Schaltungen mit Ladekondensator, die unmittelbar am Netz betrieben werden, ist dem Einschaltstromstoß besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Wenn die Schaltung zufällig im Spannungsmaximum eingeschaltet wird, ergibt sich ein sehr starker Stromstoß, dessen Scheitelwert — je nach Typ — durch das Einfügen eines Schutzwiderstandes auf 10 ··· 30 A begrenzt werden muß. Im Datenblatt ist außer der höchstzulässigen Größe des

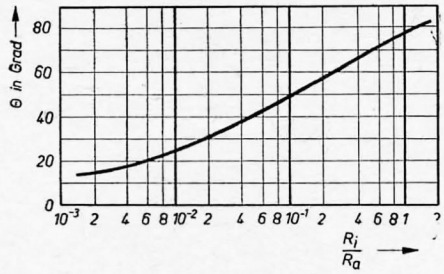


Bild 17: Zusammenhang zwischen Stromflußwinkel und dem Verhältnis von Stromquellen- und Verbraucherwiderstand

Ladekondensators auch ein Richtwert für diesen Strombegrenzungswiderstand angegeben. Er liegt zwischen 5 und 20 Ω. Die Notwendigkeit der Begrenzung des Einschaltstromstoßes ergibt sich aus thermischen Gründen. Hier sind vor allem die geringe Wärmekapazität der Sperrschicht und die relativ große Zeitkonstante der Wärmeübertragungsglieder im Vergleich zur Dauer des Stoßes hinderlich. Der zulässige Einschaltstromstoß ist angenähert der Fläche des pn-Überganges proportional.
Besondere Beachtung ist aus ähnlichen Gründen der Absicherung zu widmen. Moderne Halbleitergleichrichter sind stets durch flinke Sicherungen gegen äußere und innere Kurzschlüsse sowie gegen Überlastungen zu schützen. Die Ansprechempfindlichkeit der Sicherung muß der Überlastungskennlinie des Gleichrichters und der Kurzschlußstromstärke des Transformators angepaßt sein. Für voll ausgelastete Gleichrichter, die unmittelbar am Netz betrieben werden sollen, kann die Entwicklung „ultraflinker" Sicherungen erforderlich werden.

Trägerstaueffekt

Die bereits im Abschnitt „physikalische Grundlagen" erwähnte impulsartige Erhöhung des Sperrstromes infolge des Trägerstaueffektes kann im Zusammenwirken mit Induktivitäten und Kapazitäten zu Ausgleichsvorgängen führen, in deren Verlauf die zulässigen Sperrspannungswerte kurzzeitig überschritten werden. Häufig ist dann eine Zerstörung der Gleichrichterzellen die Folge. Bei Germaniumgleichrichtern bis zu 10 A Nennstrom ist der Trägerstaueffekt so wenig ausgeprägt, daß sich besondere Schaltmaßnahmen erübrigen. Für kleine Siliziumgleichrichter (bis 1 A Nennstromstärke) gilt meistens dasselbe. In ungünstigen Fällen ist eine Kapazität von 10 bis 25 nF parallel zu jeder Gleichrichterzelle zur Aufnahme der gestauten Elektrizitätsmenge und zur Abkappung der Impulse ausreichend. Bei größeren Gleichrichtern werden für gewisse Standardbetriebsfälle besondere Schaltungen vom Gleichrichterhersteller angegeben. Die Angaben entbinden jedoch den Geräte- und Anlagenentwickler nicht von der Pflicht zur eingehenden rechnerischen und experimentellen Untersuchung.

Zusammenfassung

Nach einer aus Gründen der publizistischen Breitenwirkung vereinfachten Darstellung der physikalischen Grundlagen von Germanium- und Siliziumgleichrichtern sowie deren prinzipiellem Aufbau werden die elektrischen Daten und die für die Dimensionierung der Schaltung maßgebenden Prinzipien erläutert. Die Ausführungen sind zur ersten Unterrichtung des großen Kreises von Fachleuten aus der elektronischen Industrie bestimmt, die in nächster Zukunft mit den neuen Bauelementen arbeiten werden. Zur weiteren Vertiefung der Kenntnisse möge das Literaturverzeichnis anregen. Arbeiten, die sich mit konkreten, praktischen Ausführungsformen von Gleichrichtern und Schaltungen befassen, werden so bald wie möglich folgen. Bei aller Vorsicht, zu der hier mehrfach gemahnt wurde, sollte man nicht übersehen, daß, alles in allem genommen, die Vorteile der neuen Germanium- und Siliziumgleichrichter doch schwerer wiegen als ihre unvermeidlichen Nachteile.

Literatur

[1] Kammerloher: Die Vorgänge im Einweg-Gleichrichter; Auslese der Funktechnik 3 (1939)
[2] Kammerloher: Die Vorgänge im Zweiweg-Gleichrichter; Auslese der Funktechnik 6 (1940)
[3] Rothe und Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter; Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig
[4] H. Schweitzer: Effektivwerte und Wirkungsgrade bei Klein-Netzteilen mit kapazitiv abgeschlossener Gleichrichtung; Funk und Ton 4 (1953)
[5] R. Kühn: Die Bemessung von Netzgleichrichter-Transformatoren; Elektronische Rundschau 7, 8, 9 und 11 (1955)
[6] Arends und Schröter: Germanium-Leistungsgleichrichter der AEG; AEG-Mitteilungen 46 (1956) H. 5 u. 6
[7] Hofmeister: Neue Silizium-Flächendioden für die Nachrichtentechnik; Siemenszeitschrift 3 (1958)
[8] Spenke: Leistungsgleichrichter auf Halbleiterbasis; ETZ-A 22 (1958)
[9] Hilsenbeck: Der Halbleitergleichrichter, ein neuer Baustein für den Bahnbetrieb; Glasers Annalen, April 1959
[10] Schröter: Betriebserfahrungen an Germanium-Gleichrichtergeräten; AEG-Mitteilungen 2 und 3 (1959)
[11] Carl und Rath: Beitrag zum Problem der Grenzdaten an Halbleiterbauelementen; ETZ-A 15 (1959)
[12] Spitzer und Steinhäuser: Temperaturmessungen an Siliziumgleichrichtern; SEL-Nachrichten 2 (1960)
[13] Coleman: Some Performance Parameters of Silicon Junction Powers Rectifiers; Electronic Engineering Febr. 1960
[14] Hempel: Selen- oder Silizium-Gleichrichter?; Elektrotechnik Juni 1960
[15] Franke und Kubitzki: Verhalten, Eigenschaften und Anwendungen von Halbleitergleichrichtern in der Schwachstromtechnik; Radio-Mentor 6 (1960)
[16] Firmendruckschriften der Siemens-Schuckert AG.
[17] H. Pitsch: Hilfsbuch für die Funktechnik; Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig, Leipzig

Instrument, der ja dem Abfall der Spannung u_b auf u_m proportional ist, als Maß für den Eingangswiderstand abgelesen. Dabei ist:

$$u_m = u_e \frac{R_e'' \| R_7}{R_e'' \| R_7 + R_v'}$$

$$= u_e \frac{R_e'' R_7}{R_e'' R_7 + R_e'' R_v' + R_v' R_7}.$$

Der Zeiger geht also vom Maximalausschlag zurück und zeigt den Wert

$$E = \frac{u_m}{u_b} \cdot 1 = \frac{R_7 (R_e'' + R_v')}{R_e'' R_7 + R_e'' R_v' + R_v' R_7}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{R_v' R_e''}{R_7 (R_e'' + R_v')}} < 1 \qquad (1)$$

an.

Aus dieser Gleichung läßt sich der Verlauf der R_e-Skala berechnen. Im Bild 6 (Eichkurve) sind diese Werte unter der Koordinatenachse aufgetragen; durch Spiegelung erhält man dann die senkrechte R_e-Skala, die ebenso wie die danebengezeichnete Skala für die Stromverstärkung unmittelbar auf das Instrument übertragen werden kann.

Der zu erwartende Meßfehler der R_e-Messung läßt sich wie folgt überschlagen:

R_v' und R_e'' gehen in die letzte Gleichung als parallelgeschaltete Widerstände ein. Eine Änderung von R_v' (bedingt durch eine Änderung von R_i' durch verschiedene Potentiometerstellungen) wirkt sich also wie eine Änderung von R_e'' der Größe

$$\Delta R_e'' = \Delta R_v' \frac{R_e''}{R_v'}$$

aus.

Die scheinbare Änderung des Eingangswiderstandes durch die geringe Änderung des Reihenwiderstandes R_v' ($25\ k\Omega \pm 125\ \Omega$) ist daher vernachlässigbar.

Den größten Fehleranteil hat das Instrument selbst, verursacht durch die zusammengedrängte R_e-Skala. Bei einem Anzeigefehler des Instrumentes von $\pm 1{,}5\%$ und der angegebenen Schaltungsdimensionierung bleibt, wie sich aus (1) ableiten läßt, bis zu einem maximalen gemessenen Wert von $R_e = 5\ k\Omega$ der Meßfehler $\leqq 10\%$ und bis $R_e = 10\ k\Omega$ der Meßfehler $\leqq 15\%$.

Der kurze Überschlag der auftretenden Meßfehler zeigt, daß die Toleranzen des Prüfgerätes für die Laborpraxis durchaus brauchbar sind.

Zusammenfassung

Es wird die Schaltung eines Gerätes zum schnellen Überprüfen von Transistoren kleiner und mittlerer Leistung auf Kollektorreststrom, Kniespannung, dynamische Stromverstärkung und Eingangswiderstand bei einem in gewissen Grenzen wählbaren Arbeitspunkt angegeben. Der Aufbau des Mustergerätes wird kurz besprochen. Als Stromquelle dient eine Flachbatterie, die durch die Anwendung einer besonderen Klemmvorrichtung zur Aufnahme des zu prüfenden Transistors nur dann eingeschaltet ist, wenn ein Prüfling eingesteckt wird. Dadurch wird eine Schonung der Batterie erreicht, deren Lebensdauer damit praktisch nur durch ihre Lagerfähigkeit begrenzt wird. Die Eichkurve des Instrumentes für alle Bereiche wird angegeben und ein Überschlag der zu erwartenden Meßgenauigkeit durchgeführt. Es zeigt sich, daß das beschriebene Gerät in Hinsicht auf leichte Bedienbarkeit, schnelle Betriebsbereitschaft, geringen Strombedarf, geringen Raumbedarf und Meßtoleranzen den Forderungen der Praxis sehr gut entspricht.

Wie steht es mit der Lebensdauer von Transistoren?

Als kurz nach der Einführung des Transistors in den USA verhältnismäßig schnell die ersten transistorbestückten Höhrhilfen für Schwerhörige auf dem Markt erschienen, gab es bereits nach kurzer Zeit große Ausfälle. Man erkannte damals den Einfluß der sogenannten Oberflächeneffekte und die Notwendigkeit, die Halbleiteranordnung durch eine Verkapselung hermetisch von der Umwelt abzuschließen. Als man diese Dinge technologisch einigermaßen beherrschte, wurde im Jahre 1956 eine Lebensdauer des Transistors von 10^6 Stunden ($\approx$ 110 Jahre) errechnet [1]. Vor kurzem kam aus den Bell-Laboratorien, in denen zweifellos unter großem Aufwand Untersuchungen an Transistoren verschiedener Hersteller durchgeführt wurden, die Nachricht, daß man bei Zimmertemperaturen im Mittel die Lebensdauer von Transistoren mit 10^5 Stunden ($\approx$ 11 Jahre) ansetzen könne [2]. Nähere Einzelheiten darüber, was unter „Lebensdauer" zu verstehen sei, etwa die Zeit bis zu einem Stromverstärkungsabfall (h_{21e}) um 30%, 50% oder auf praktisch „Eins", fehlen noch. Bei erhöhter Temperatur altern die Transistoren schneller, und zwar soll eine Temperaturerhöhung von $5 \cdots 10$ °C etwa eine Verdoppelung der Alterungsgeschwindigkeit hervorrufen.

Die Ursache für die Alterungserscheinungen sind komplizierte Vorgänge an der Oberfläche, die zur Zeit noch nicht bis in die letzten Einzelheiten geklärt sind. Die Valenzelektronen der Germaniumatome die sich im Inneren des Kristalls in regelmäßiger Anordnung gegenseitig binden, ragen an der Oberfläche in den „Raum" und sind bestrebt, sich durch Anlagerung von Atomen oder Molekülen, die aus der umgebenden Atmosphäre stammen, abzusättigen. Außer der physikalischen Adsorption kommt es hier zu festeren Bindungen, für die man den Begriff der reversiblen und irreversiblen Chemiesorption geprägt hat. Es ist anzunehmen, daß die Oberfläche des Kristallplättchens eines Transistors stets mit einer dünnen Oxydschicht bedeckt ist, an die sich mehr oder weniger reversible Schichten anderer Stoffe z. B. von Wassermolekeln anschließen [3]. Die Anlagerung der Fremdstoffe kann eine Umkehr des Oberflächenpotentials zur Folge haben. Man spricht dann von einer Inversionsschicht, die besonders störend ist, wenn sie an der Nahtstelle zwischen Basis und Kollektor sitzt. Sie bildet dann einen Channel, eine leitende Brücke zwischen den Transistorelektroden [3]. Dadurch steigt der Sperrstrom des pn-Überganges und der Reststrom I_{CO} mit steigender Spannung an. Die Anlagerungen an der Oberfläche haben ferner eine vermehrte Oberflächenrekombination zur Folge, die sich als Verminderung der Stromverstärkung h_{21e} auswirkt. Die Alterung der Transistoren besteht nun darin, daß sich der bei der Herstellung mit beträchtlichem, technologischem Aufwand eingestellte und stabilisierte Oberflächenzustand durch neue An- oder Umlagerungen verändert.

Während der ersten 500 Stunden nach der Herstellung machen sich diese Veränderungen besonders stark bemerkbar. Die meisten Transistorhersteller nehmen diese Frist vor der Auslieferung durch Einlagerung der Transistoren vorweg. Häufig setzt man auch die Transistoren einer zyklischen Erwärmung auf Temperaturen um 75 °C aus. Dabei entsteht dann unter anderem durch die Erwärmung und Abkühlung der im Transistorgehäuse eingeschlossenen Luft- oder Gasmenge eine Pumpwirkung, die es erlaubt, Frühausfälle infolge winziger Undichtigkeiten im Gehäuse, durch die Feuchtigkeitsspuren aus der Luft eindringen können, auszuscheiden.

Die auf dem Gebiet der „Oberflächenstabilisation" zur Zeit noch herrschende Unterschiedlichkeit kommt in Untersuchungen zum Ausdruck, die Vogel und Strutt an Transistoren schweizerischer und deutscher Herkunft ausführten [4]. Ihnen standen NF-Vorstufentransistoren sechs verschiedener Hersteller zur Verfügung. Nach einer Lagerung von 600 Stunden bei 75 °C ergaben sich im Mittel Änderungen des Stromverstärkungsfaktors von:

27,5% bei Fabrikat A,
24,5% bei Fabrikat B,
22,2% bei Fabrikat C,
16 % bei Fabrikat D,
38 % bei Fabrikat E,
21 % bei Fabrikat F.

Bei der Erhöhung der Umgebungstempe-

ratur auf 45 °C — bei einer Anzahl von Transistoren desselben Typs — mit der maximalen Kollektorverlustleistung, wurden teils höhere, teils niedrigere Abfallwerte gemessen. Das zeigt die Unsicherheit bei der Festlegung der Bedingungen für beschleunigte Lebensdaueruntersuchungen an Transistoren. Es ist aber an sich verständlich; hat man doch bei Vakuumröhren dreißig Jahre benötigt, um geeignete Zeitraffermethoden ausreichenden Wahrscheinlichkeitsgrades für den gleichen Zweck zu finden.

Die von Vogel und Strutt unter denselben Bedingungen festgestellten Veränderungen der Kollektorströme, die bei den schlechtesten Exemplaren zwischen +160% und —14% liegen, werden dem Geräteentwickler kaum Schwierigkeiten bereiten, da sie im Verhältnis zu den Exemplarstreuungen und dem exponentiellen Anstieg dieser Größen mit der Temperatur klein sind.

Der für die Leistungsverstärkung eines mehrstufigen Transistorverstärkers maßgebende Eingangswiderstand h_{11e} fällt ebenfalls im Laufe der Lebensdauer. In dem genannten Zeitraum und unter den gegebenen Bedingungen stellten die beiden schweizerischen Autoren bei den sechs Transistorfabrikaten Änderungen fest, die im Mittel zwischen —15,5% und —52% lagen. Die Änderungen der übrigen Parameter spielen in den üblichen NF-Vorverstärkerschaltungen, bei denen die Transistoren normalerweise eingangsseitig im Leerlauf und ausgangsseitig im Kurzschluß arbeiten, nur eine unbedeutende Rolle.

Bei der Beurteilung der hier auszugsweise mitgeteilten Lagerungs- und Meßergebnisse ist zu beachten, daß durch die hohe Lagerungstemperatur (75 °C) und die volle Ausnutzung der maximalen Verlustleistung bei 45 °C Umgebungstemperatur die Alterungsgeschwindigkeit etwa um den Faktor 50 ··· 100 erhöht worden ist. Im allgemeinen wird die Alterungsgeschwindigkeit der Transistoren um so geringer, je weniger sich die Belastung den Grenzdaten nähert und je niedriger die Umgebungstemperatur ist.

Daraus ergibt sich auch, daß man eine allgemein gültige Lebensdauergarantie von den Transistorherstellern nicht verlangen kann. Das Fehlen definierter Angaben hierüber wird wiederum den Einsatz von Transistoren in einigen kommerziellen Anwendungsfällen problematisch erscheinen lassen. Trotzdem sollte man sich zum mindesten nicht von Betriebsreihenversuchen abhalten lassen.

Das Wagnis ist sicherlich kleiner als das, das W. v. Siemens einging, als er seine guttaperchaumhüllten Kabel erstmalig in die Erde legte, an denen dann — wie sich unvorhergesehen herausstellte — die Feldmäuse Gefallen fanden. *Bottke*

Literatur

[1] Transistors versus Vacuum Tubes; Proceedings of the I.R.E. April 1956

[2] Funkschau 6 (1960)

[3] H. Plagemann: Oberflächenprobleme an Sperrschichthalbleitern; Nachrichtentechnik 7 (1959)

[4] Vogel und Strutt: Durchführung und Diskussion von Lebensdauer-Vergleichsmessungen an europäischen NF-Transistortypen verschiedenen Fabrikats; Archiv für elektrische Übertragung 3 (1960)

Einfache Berechnungen von sin- und cos-Werten

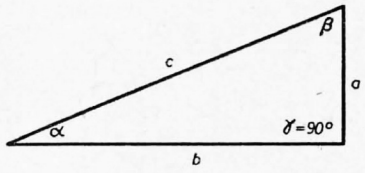
Trigonometrische Funktionen spielen in der gesamten Elektrotechnik eine bedeutende Rolle. Für praktische Berechnungen sind sie wertmäßig in Tabellen zusammengefaßt, die in jedem technischen Handbuch zu finden sind. Der Praktiker muß jedoch vielfach überschlägige Berechnungen vornehmen, ohne im Augenblick über ein geeignetes Tafelwerk zu verfügen. In diesen Fällen ist es leicht möglich, Sinus- und Kosinuswerte mit für Überschlagsrechnungen hinreichender Genauigkeit zu ermitteln. Denkt man sich die Folge der geradzahligen natürlichen Zahlen ausschließlich der 6, bis 16 und zweimal die Zahl 17, so ergibt sich folgende Zahlenreihe:

2, 4, 8, 10, 12, 14, 16, 17, 17.

Daraus lassen sich die cos-Werte aller Winkel zwischen 0° und 90°, die ein n-faches von 10° betragen, einfach ableiten, indem man die Summe der ersten n Glieder der Zahlenfolge von 100 abzieht und vor dem Ergebnis ein Komma setzt. Für cos 10° wäre demnach als erste Zahl 2 von 100 abzuziehen, für cos 20° die Summe der ersten zwei Glieder (2 + 4) oder für cos 50° die Summe der ersten fünf Glieder (2 + 4 + 8 + 10 + 12).

Durch einfache Interpolation lassen sich auch die cos-Werte aller anderen ganzzahligen Winkel bilden. Für cos 38° z. B. zieht man von 100 nicht die volle Summe der ersten vier Glieder ab, sondern das vierte Glied nur zu 80%. Man bildet also die Differenz:

$$100 - (2 + 4 + 8 + 10 \cdot 0{,}8) = 78$$



und erhält damit

$$\cos 38° = 0{,}78.$$

Analog behandelt man alle anderen ganzzahligen Winkel. In der beigefügten Tabelle sind für einige Winkel die errechneten cos-Werte zusammengestellt. Zum Vergleich sind die einem einschlägigen Tafelwerk [2] entnommenen Werte angegeben. Die Berechnung der sin-Werte nach der angegebenen Methode erleichtert eine einfache trigonometrische Beziehung des rechtwinkligen Dreiecks. Mit den Bezeichnungen des Bildes gilt:

$$\sin\alpha = \frac{a}{c},$$

$$\cos\beta = \frac{a}{c}.$$

Man erkennt sofort, daß

$$\sin\alpha = \cos\beta$$

ist. Da aber die Winkelsumme im Dreieck immer 180° ist, wird mit $\gamma = 90°$:

$$\beta = 180° - 90° - \alpha$$
$$= 90° - \alpha.$$

Damit ergibt sich die allgemein gültige Beziehung:

$$\sin\alpha = \cos(90° - \alpha).$$

Auch die sin- und cos-Werte sämtlicher Winkel zwischen 90° und 360° lassen sich auf Winkelwerte zwischen 0° und 90° mit folgenden einfachen trigonometrischen Beziehungen zurückführen:

$$\sin(90° \pm \alpha) = +\cos\alpha,$$
$$\sin(180° \pm \alpha) = \mp\sin\alpha,$$
$$\sin(-\alpha) = -\sin\alpha,$$
$$\cos(90° \pm \alpha) = \mp\sin\alpha,$$
$$\cos(180° \pm \alpha) = -\cos\alpha,$$
$$\cos(-\alpha) = +\cos\alpha.$$

Die Gültigkeit dieser Gleichungen lassen sich leicht am Einheitskreis erklären. Auf die Gültigkeitsbeweise soll jedoch verzichtet werden, da sie in jedem mathematischen Lehrbuch zu finden sind. *Hans Dieter Naumann*

Tabelle

$\varphi°$	cos φ (errechnet)	cos φ (nach [2])
10°	0,98	0,9848
20°	0,94	0,9397
30°	0,86	0,8660
40°	0,76	0,7660
50°	0,64	0,6428
38°	0,78	0,7880
47°	0,676	0,6820
56°	0,556	0,5592

Literatur

[1] Funk Technik 1 (1950) S. 31

[2] Schülkes Tafeln;
Volk und Wissen Verlag Berlin

Über die Lebensdauer von Transistoren

Ing. ERNST BOTTKE

Geräteentwickler geraten z. Zt. oft in eine schwierige Lage, weil die Transistorhersteller keine definitive Lebensdauergarantie auf ihre Erzeugnisse geben können. Auf die Schwierigkeiten des Problems wurde bereits in dieser Zeitschrift hingewiesen [1].

Der mit der Zeit abnehmende Stromverstärkungsfaktor von Transistoren hängt stark von den Zuständen an der Kristalloberfläche ab. Und auf dem Gebiet der Oberflächenbehandlung und der Oberflächenstabilisation herrscht in der Praxis trotz allen wissenschaftlichen Bemühens immer noch die empirische Ermittlung [2].

Man muß es offen aussprechen, daß es zur Zeit noch keine kommerziellen Transistoren gibt, die den Langlebensdauerröhren äquivalente elektronische Bauelemente sind[3].

Trotz dieser nicht sehr ermutigenden Aspekte wird heute jedoch ein Konstrukteur elektronischer Geräte nicht auf die Verwendung von Transistoren verzichten wollen und können. Er wird sehr interessiert Veröffentlichungen über Lebensdaueruntersuchungen und Alterungsmessungen an Transistoren erwarten. Deshalb sei hier eine Arbeit von *König* und *Strutt* [4] in gedrängter Form referiert und kommentiert. Sie ist an sich nicht so sehr wegen der erzielten, in Zahlen ausdrückbaren Ergebnisse interessant, sondern vor allem wegen der Erkenntnisse und Folgerungen für künftige Alterungsuntersuchungen.

Wahl der Versuchsbedingungen

Strutt und Mitarbeiter entschieden sich für reine Lagertests bei erhöhter Temperatur (75 °C und 55 °C), weil die Erkenntnis, daß der ausschlaggebende Faktor für die Alterungsgeschwindigkeit die Kristalltemperatur ist, als hinreichend fundiert anzusehen ist, obgleich einige Autoren auch einen gewissen Einfluß der Kollektorspannung festgestellt haben [5]. Der Grund, warum man dem Wunsche der Transistorverbraucher nach Alterungsuntersuchungen unter Last nicht nachkommt, ist die Tatsache, daß der Zusammenhang zwischen Kristalltemperatur und Verlustleistung (Wärmewiderstand) von Exemplar zu Exemplar stark schwankt. Die Zahlenangaben über den Wärmewiderstand in den Datenblättern sind lediglich Maximalwerte. Angaben darüber, wie weit die tatsächlichen Werte bei einigen Typen der DDR-Produktion darunter liegen, hat *Ludwig* gemacht [6]. Außerdem würde ein Vergleich etwa gleicher Transistortypen verschiedener Hersteller bei maximaler Last nicht möglich sein, weil die Hersteller — teils auf individuelle Ansichten des Entwicklers oder auf Grund der technologischen Möglichkeiten in der Fabrikation — unterschiedliche Reserven in die Angaben über den Wärmewiderstand und die maximale Verlustleistung legen. Schließlich spricht auch die zu erwartende inhomogene Stromverteilung über die Basiszone, die eine entsprechende ungleichmäßige Temperaturverteilung zur Folge hat, gegen Alterungsuntersuchungen bei elektrischer Last. Auf Grund der angeführten Ursachen würden die Ergebnisse so stark streuen, daß einheitliche Tendenzen des Verhaltens nicht zu erkennen wären.

Meßprogramm

Bei den Versuchen wurden zur Lagerung Trockenöfen normaler Bauart ohne Luftumwälzung benutzt. Die Temperatur schwankte um den Sollwert von 75 °C mit einer Amplitude von 1 °C und mit einer Periode von 8,5 min. Infolge der Wärmeträgheit der Transistoren dürften die Schwankungen der Kristalltemperatur selbst gegenüber den genannten Werten noch um den Faktor 2 gedämpft worden sein, so daß das Alterungsverhalten dadurch nicht beeinflußt worden ist.

Nach der Lagerung wurden zum Zwecke der Messung die Transistoren auf 25 °C abgekühlt. Sie befanden sich dabei in einem Ofen, der diese Temperatur mit einer Genauigkeit von ± 0,1 °C konstant hielt. Die relativ hohe Konstanz der Meßtemperatur ist vor allem wegen der exponentiellen Temperaturabhängigkeit der Restströme erforderlich. Sie liegt bei etwa 10%/°C. Die Temperaturabhängigkeit der Stromverstärkung beträgt etwa 1 ··· 2%/°C.

Zu beachten ist ganz allgemein bei Messungen an Transistoren und speziell bei Alterungsmessungen, daß auch dann, wenn der Kristall die Meßtemperatur angenommen hat, die Meßgrößen noch keineswegs konstant sind. Durch die bereits eingangs und früher [1] erwähnten Effekte an der Kristalloberfläche treten Nachwirkungserscheinungen auf. Nach dem Temperaturwechsel von 75 °C auf 25 °C muß man bis zur Messung immer eine bestimmte Zeit verstreichen lassen. In diesem Falle waren es 15 Stunden. Auch nach der dann folgenden Einstellung des Meßpunktes ändern sich noch gewisse Parameter. Der Meßwert wurde nach einer Zeit von 30 Sekunden abgelesen.

Um eindeutig reproduzierbare Werte zu erhalten, mußten die Messungen in einem Faradayschen Käfig ausgeführt werden, da offenbar vagabundierende Hochfrequenzströme im Zusammenwirken mit den teilweise sehr stark gekrümmten Kennlinien bereits merkbare Meßfehler hervorrufen können.

Die Reihenfolge, in der die verschiedenen Größen gemessen wurden, war ebenfalls von entscheidender Bedeutung. So bewirkte z. B. die Belastung bei der Messung von h_{21e} ein Ansteigen der Kristalltemperatur um etwa 2 °C. Das kann bei der nachfolgenden Messung des Reststroms einen Fehler bis zu 20% zur Folge haben.

Das Messen der Stromverstärkung h_{21e} erfolgte in einer Brückenschaltung (Telefunken Teletrans, 2% abs. Konstanz, ± 2% Einstell- und Ablesefehler).

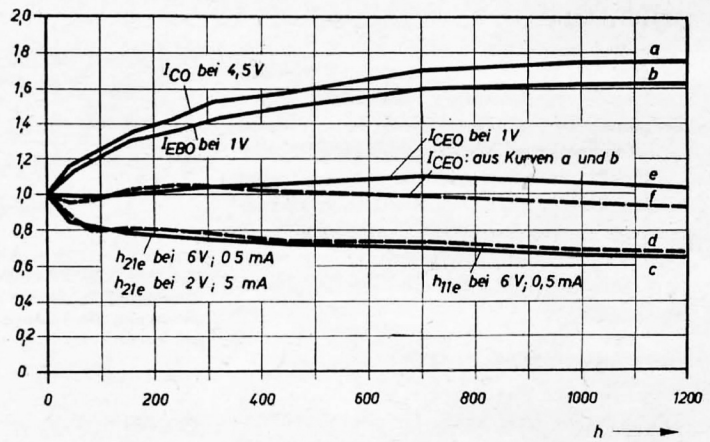


Bild 1: Alterung der Meßgrößen eines Transistors nach einer Lagerung bei 75 °C, relativ auf den Anfangswert bezogen

Was wurde gemessen?

Die Alterungsuntersuchungen von *König* und *Strutt* [4] wurden an HF-Legierungstransistoren ausgeführt, die etwa dem Valvo-Typ OC 44/45 oder dem Typ OC 871/72 des Halbleiterwerkes Frankfurt/Oder entsprechen. Es standen Exemplare von vier europäischen und einem japanischen Hersteller zur Verfügung.

Gemessen wurden folgende Kennwerte:

Kollektorreststrom I_{CO} bei $U_C = 2$ V und 12 V;

Kurzschlußstromverstärkung h_{21e} bei 1 kHz im Arbeitspunkt $U_{CE} = 6$ V, $I_E = 0{,}5$ mA;

Durchbruchsspannung U_D, hier willkürlich als die Spannung definiert, bei welcher $I_C = 0{,}1$ mA groß wird.

Die Grenzfrequenz f_α wurde an den Exemplaren von zwei Fabrikaten über eine Lagerzeit (75 °C) von 1000 Stunden untersucht. Die festgestellten Änderungen blieben innerhalb

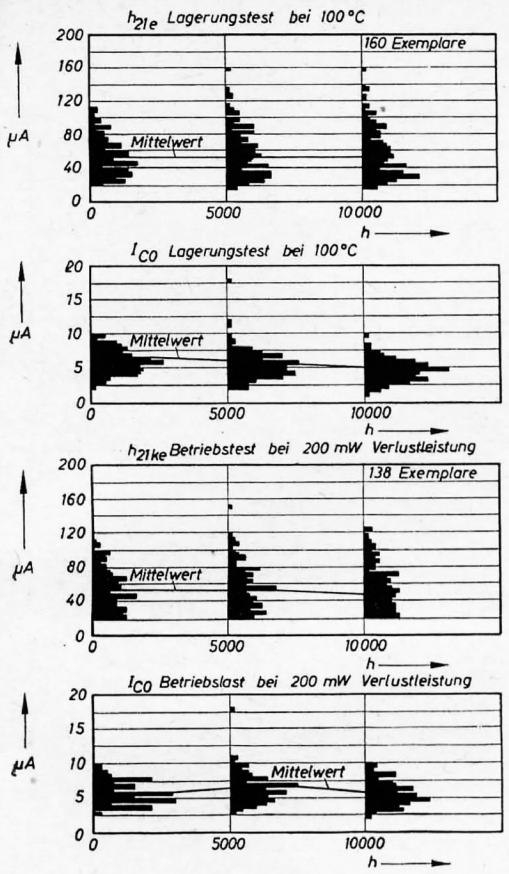


Bild 2: Statistische Darstellung des Alterungsverhaltens einer großen Anzahl von Transistoren

der Meßstreuung von ± 1%. Man kann also annehmen, daß die Grenzfrequenz keiner nennenswerten Alterung unterliegt. Ebenso zeigte sich, daß der Kollektorreststrom in Emitterschaltung I_{CEO} über die gesamte Lebensdauer des Transistors verhältnismäßig konstant ist. Das liegt daran, daß der mit der Lager- bzw. Betriebszeit ansteigende Reststrom in Basisschaltung mit einem Abfall der Stromverstärkung β einhergeht. Beide Änderungstendenzen kompensieren sich gemäß der Bezeichnung

$$I_{CEO} \approx I_{CO} \cdot \beta$$

Untersuchungsergebnisse

Bild 1 zeigt die zeitliche Veränderung verschiedener Kennwerte eines Transistors im Verlaufe eines über 1200 Stunden ausgedehnten Lagertests bei 75 °C. Der Verlauf der Kurven ist nicht allgemein, sondern nur im Mittel für das betreffende Fabrikat typisch. Unter allen Fabrikaten befinden sich stets einige Exemplare, deren Kennwerte sich unregelmäßig ändern.
Im allgemeinen kann man unterscheiden:

1. Änderungen während der ersten Stunden

Sie sind sehr uneinheitlich und offenbar von der „Vorgeschichte" des Transistors abhängig. Die Verfasser [4] vermuten, daß nicht alle Exemplare — auch desselben Fabrikates — der gleichen Nachbehandlung unterworfen wurden. Bis auf ein Fabrikat, dessen zur Verfügung stehenden Exemplare sich einheitlich verhalten (Beispiel Bild 1), ist es nicht möglich, aus dem Verlauf der Alterungskurven während der ersten Stunden auf das spätere Verhalten zu schließen.

2. Tendenzen im Mittelteil der Alterungskurven

Sie sind ebenfalls noch uneinheitlich, und auf Grund von 1000-Stunden-Tests darf man noch keine Lebensdauervoraussagen wagen.
In der Originalarbeit werden die totalen Änderungen der erfaßten Transistorkennwerte — gemittelt für jedes Fabrikat — getrennt für den Zeitraum von 0 ··· 3000 und von 240 ··· 3000 Stunden tabellarisch zusammengestellt. Dabei zeigt sich zwar für die zweite Periode eine geringere Veränderung der Werte, die aber für das betreffende Fabrikat keineswegs als repräsentativ anzusehen ist, da die Zahl der untersuchten Exemplare zu gering war.
Die Herabsetzung der Lagerungstemperatur von 75 °C auf 55 °C ergab keine grundsätzlich neuen Aspekte. Wie zu erwarten, waren die Änderungen im Mittel geringer.

Schluß

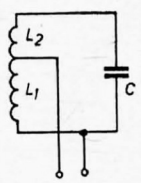
Aus den bisherigen Ausführungen darf man wohl den Schluß ziehen, daß die behandelte Materie von Natur aus „spröde" ist. Es wird eines erheblichen Aufwandes bedürfen, um zu definitiven Aussagen zu kommen. Auf Grund des von *König* und *Strutt* veröffentlichten Materials sind diese nicht möglich. Deshalb wurde hier auf die Wiedergabe sämtlicher Kurven verzichtet und mehr Wert auf die allgemeinen Erkenntnisse über die Durchführung von Lebensdauertests gelegt.
Abschließend sei noch eine grafische Darstellung über laufende Lebensdaueruntersuchungen einer amerikanischen Firma erwähnt [7]. Die Firma General Electric bietet Germanium-NF-pnp-Legierungstransistoren der Reihe 2 N 1414 und 2 N 525 als besonders stabil an. Nach einem Dichtigkeitstest und einer „Vorabalterung" durch Einlagerung während 100 Stunden bei höherer Temperatur werden wöchentlich 300 Exemplare aus der Fabrikation entnommen und etwa je zur Hälfte einem Lagerungstest und einem Belastungstest von 10000 Stunden unterworfen (Fabrikationsüberwachung). Die Ergebnisse in Form einer statistischen Häufigkeitsverteilung zeigt Bild 2. Das Verhalten einzelner Exemplare kann man daraus, im Gegensatz zu der Darstellungsweise von *König* und *Strutt*, natürlich nicht ersehen.

Literatur

[1] E. Bottke: Wie steht es mit der Lebensdauer von Transistoren?; radio und fernsehen 16 (1960) S. 521 und 522
[2] H. U. Harten: Die Rekombination injizierter Ladungsträger beim Transistor; Elektronische Rundschau 3 (1961) S. 111 bis 116
[3] Prof. Dr. W. Bürck: Bedeutung und Fortschritte der Frequenzmeßtechnik; Funktechnik 23 (1961) S. 824
[4] König und Strutt: Alterungsmessungen an Germanium-HF-Transistoren mit homogen dotierter Basis verschiedenen Fabrikates; AEÜ 7 (1961) S. 319 ··· 326
[5] Roberts, Henderson, Hartie: An accelerated ageing experiment on germanium p-n-p — alloy — type transistors; Proc. Inst. Elect. Engrs (B) 106 (1959) Su 17, S. 958 ··· 963
[6] Ludwig: Thermische Betrachtungen bei pnp — Ge — Transistoren OC 816, OC 831, OC 871; Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik (Teltow) 61 T 7
[7] Anzeige der Fa. General Electric in der Zeitschrift Electronic Industries; April (1961) S. 44 und 45

Einfaches Siebglied

In radio und fernsehen 1 (1962) S. 27 bis 31 wurde die Schaltung eines Siebgliedes mit hohem Siebfaktor beschrieben, eine Schaltung, die trotz ihrer Vorteile wenig angewendet wird. Nun gibt es in der Hochfrequenztechnik ein Analogon, den angezapften Schwingkreis (siehe Bild), der im Prinzip auf der gleichen



Schwingkreis als Siebglied

Tatsache beruht, daß ein Teil der Schaltung als Saugkreis ausgebildet ist, mit dem man je nach Wunsch entweder die 1. oder 2. Harmonische wegsieben kann. Eine kurze Nachrechnung des Siebgliedes führt zu dem gleichen Ergebnis, daß nämlich das Spulenende mit dem Siebkondensator für die gewünschte Frequenz auch einen Saugkreis bildet und dadurch die hohe Siebwirkung zustande kommt.

Der induktive Widerstand der Spule mit der Windungszahl w_1 ist gleich dem kapazitiven Widerstand des Kondensators C, so daß als Widerstand für die gewünschte Frequenz nur der ohmsche Widerstand der Spule bleibt.
Bei der angezapften Spule des Schwingkreises bilden L_2 und C den Saugkreis, der in diesem Falle, weil eine oberwellenarme Schwingung gewünscht wird, je nach Eintakt- oder Gegentaktbetrieb auf die 1. oder 2. Harmonische abgestimmt ist, während der Gesamtkreis, bestehend aus den Spulen L_1 und L_2 sowie C auf der Grundwelle schwingt.
Natürlich hat diese Schaltung auch einen Nachteil. Dieser liegt darin, daß bei kapazitiver Abstimmung der Spulenabgriff auch mit verschoben werden muß. Die Schaltung eignet sich daher nur für Bandsender. Da aber durch die „anlaufende" Fertigung von Hochfrequenztransistoren der Bau kleiner Sprechfunkgeräte auf festen Frequenzen in den Bereich der Möglichkeit gerückt ist, sollte durch diesen Beitrag auf die einfache Methode der Schaffung einer oberwellenarmen Ausstrahlung ohne zusätzliche Siebmittel hingewiesen werden.

Bruske