

SF 240, ein regelbarer Si-npn-Planartransistor im Plastgehäuse

Teil 1

Der SF 240 wurde vom Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder speziell für den Einsatz in regelbaren Fernseh-ZF-Verstärkerstufen (36 MHz) entwickelt. Gute Ergebnisse werden mit dem Bauelement jedoch auch noch im Frequenzbereich bis zu 200 MHz erzielt. Der Transistor ist nur für den Betrieb in Emitterschaltung geeignet.

Aus den Forderungen, die der Haupteinsatzfall im Fernseh-ZF-Verstärker an das Bauelement stellt, resultieren vier wesentliche Eigenschaften des Transistors:

- a) hohe Leistungsverstärkung bei 36 MHz
- b) geringer Rauschfaktor bei 36 MHz
- c) Regelverhalten, d. h. Änderung der Leistungsverstärkung bei 36 MHz in einem großen Bereich bei Strom- und Spannungsänderung
- d) extrem geringe Rückwirkungskapazität $-C_{12e}$

Die bekanntesten auf dem Weltmarkt vorhandenen Transistortypen, die in ihren Eigenschaften dem SF 240 entsprechen, sind der BF 167 (Metallgehäuse TO 72), der BF 196 (Plastgehäuse 2,5 mm Raster) und der BF 198 (Plastgehäuse 1,25 mm Raster: TO 92).

1. Konstruktive und elektrische Eigenschaften

1.1. Struktur des Transistorelements und des Trägerstreifens

Zur Gewährleistung des guten HF-Verhaltens wurde für den SF 240 eine Kammstruktur als Horizontalstruktur gewählt, wodurch die aktiven Flächen des Transistors sehr klein gehalten werden. Da die geringen Abmessungen der Emittier- und Basiskontaktstreifen (etwa $3 \mu\text{m}$ breit) eine direkte Kontaktierung nicht gestatten, erfolgt diese auf über das Oxid herausgezogene Kontakte außerhalb des aktiven Elementes. Damit werden aber ohne zusätzliche Maßnahmen die Elektrodenkapazitäten beträchtlich vergrößert, d. h., es ergibt sich eine erhöhte Rückwirkungskapazität $-C_{12e}$ durch Vergrößerung der Elektrodenkapazität C_{CB} zwischen Kollektorgebiet und Basiskontakt des Chips. Um das zu verhindern, wird mit Hilfe einer integrierten Schirmdiode die vergrößerte Elektrodenkapazität C_{CB} in geeigneter Weise aufgeteilt und damit schaltungstechnisch unwirksam gemacht. Die Schirmdiode wird durch eine p-Zone unter der Basisbondfläche realisiert. Sie bildet einen pn-Übergang zum Kollektor des Transistors und ist über eine Leiterbahn mit dem Emittier verbunden (Bild 1). Daraus ergibt sich das Prinzip der integrierten Schirmung, das im Bild 2 schematisch dargestellt ist.

Den schädlichen Anteil von C_{CB} , der durch die große Basisbondfläche hervorgerufen wird, teilt man mit Hilfe der Schirmdiode in die Kapazität C_B zwischen Basisbondfläche und p-Zone ($C_B \approx 0,25 \text{ pF}$) und die Sperrschichtkapazität C_D der Schirmdiode (C_D bei 10 V $\approx 0,45 \text{ pF}$) auf.

Durch die elektrische Verbindung der p-Zone der Diode mit dem Emittier des Transistors und damit mit Masse wird C_B dem Eingang und C_D dem Ausgang des Transistors parallelgeschaltet. Somit bleibt als Rückwirkungskapazität des Transistors nur die Rückwirkungskapazität des aktiven Transistorelements und die Kapazität zwischen den Basisleitbahnen, die außerhalb der Schirmdiode liegen, und dem Kollektorgebiet zurück. Letztere ist vernachlässigbar klein.

Bei derartigen Transistoren mit integrierter Schirmung bestimmt somit die Lage der Schirmdiode (entweder unter der Basis- oder der Emittierbondfläche) die Grundschaltungsart, in der der Transistor einsetzbar ist.

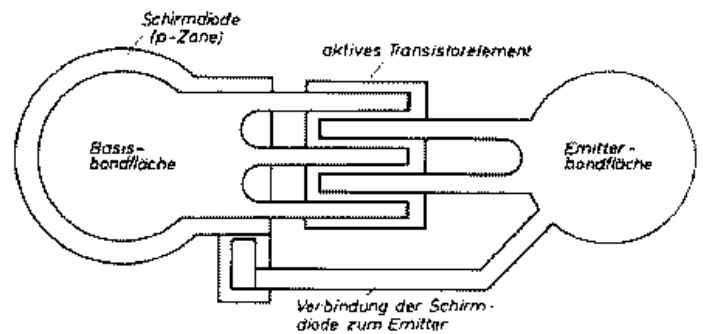


Bild 1: Horizontalstruktur des SF 240 (schematisch)

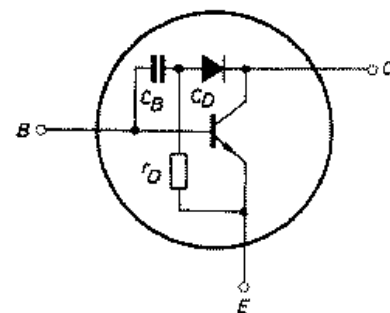


Bild 2: Prinzip der integrierten Schirmung

Für Ersatzschaltbildberechnungen muß der Bahnwiderstand r_D der Schirmdiode berücksichtigt werden ($r_D \approx 100 \Omega$). Er liegt elektrisch zwischen dem Verbindungspunkt von C_B mit C_D und Masse [2]. Genau wie die Horizontalstruktur wurde auch die Vertikalgeometrie des SF 240 entsprechend den hohen For-

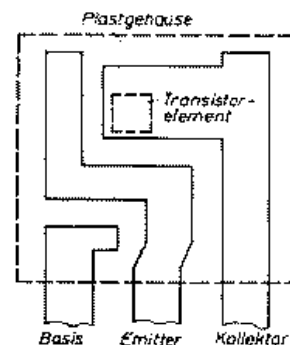


Bild 3: Schematische Darstellung des Montagekammstreifens des SF 240

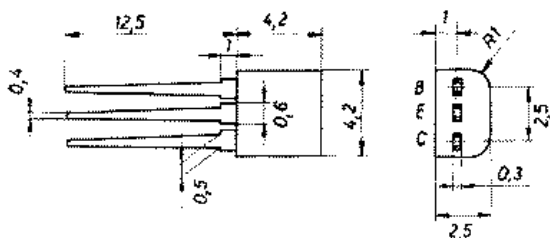


Bild 4: Gehäuseabmessungen des SF 240

derungen an Leistungsverstärkung und Rauschfaktor optimiert. So beträgt die Basisweite des Transistors etwa $1 \mu\text{m}$.

Die Forderung nach kleiner Rückwirkungskapazität muß auch bei der Konstruktion des Gehäuses beachtet werden. Bild 3 zeigt den speziell für HF-Transistoren entwickelten Trägerstreifen.

Der Emitteranschluß, der in der Schaltung auf Massepotential liegt, wirkt als Schirmelektrode zwischen Basis- und Kollektoranschluß. Die Elektrodenkapazitäten des Montagekammstreifens nach Bild 3 besitzen folgende Größe:

$$C_{cb} = 0,045 \text{ pF}; C_{cc} = 0,38 \text{ pF}; C_{eb} = 0,18 \text{ pF}$$

Der Beitrag des Montagekammstreifens zur Rückwirkungskapazität $-C_{f20}$ des Transistors ist demnach mit diesem C_{cb} außerordentlich gering.

Das Plastikgehäuse des SF 240 entspricht in seinen Abmessungen der Bauform L 3/12 nach TGL 11 811 (Bild 4).

1.2. Regelverhalten

Eine charakteristische Eigenschaft des SF 240 ist seine Fähigkeit, bei Strom- oder Spannungsänderung die Leistungsverstärkung in einem großen Bereich (bis zur Dämpfung) zu verändern.

In [3] wird die Stromaufwärtsregelung mit zwei verschiedenen Theorien erläutert, die jedoch beide ineinanderspielen. Es wird eine kritische Stromdichte G_0 definiert (siehe auch [4]), bis zu der die Stromdichte am Kollektor-Basisübergang bei Erhöhung des Kollektorstroms, der Poissonschen Gleichung folgend, ansteigen kann, da dieser dann raumladungsbegrenzt wird.

Bis zu diesem Punkt zeigen sowohl das Kollektor-Basis-Stromverhältnis als auch die f_T -Frequenz und die damit direkt gekoppelte Leistungsverstärkung G_p den normalen ansteigenden Verlauf bei Erhöhung des Kollektorstroms.

Zur Erklärung der Vorgänge bei weiterem Anstieg des Kollektorstroms dienen zwei Modelle:

a) Eindimensionales Modell

Die weitere Erhöhung des Kollektorstroms bewirkt eine raumladungsbedingte Ausweitung der Basiszone in das Kollektorgebiet und damit eine effektive Erhöhung der Basisweite. Das bedeutet eine Vergrößerung der Basislaufzeit, die direkt einen Abfall von f_T und auch einen Abfall von h_{21E} durch Verkleinerung des Transportfaktors nach sich zieht.

b) Zweidimensionales Modell

Bei Erhöhung des Kollektorstroms über den kritischen Strom hinaus vergrößert sich die laterale Komponente des Emitterstroms in die Basis, d. h., der Strom durchfließt die Basis etwa im Gebiet eines Obeliskens, dessen Grundfläche mit steigendem Kollektorstrom breiter wird. Das bedeutet effektiv ebenso eine Vergrößerung der Basislaufzeit.

Die kritische Stromdichte und damit der Abregelpunkt $I_{C \max}$ kann durch Variation der Emitterstreifenbreite und

der Dotierung des Grundmaterials technologisch gesteuert werden. Elektrisch ist $I_{C \max}$ von der verwendeten Kollektorspannung abhängig (Bild 11).

1.3. Kennwerte

Masse $\approx 0,1 \text{ g}$

Wärmewiderstand $R_{thja} \leq 0,6 \text{ grad/mW}$

1.3.1. Zulässige Höchstwerte (gültig für den Betriebstemperaturbereich)

U_{CBOL}	40 V
U_{CEOL}	30 V
U_{EBOL}	4 V
I_{CL}	25 mA
P_{vL} bei $\vartheta_a = 25^\circ\text{C}$	160 mW
ϑ_{jL}	+125°C
ϑ_a (Betriebstemperaturbereich)	-40...+100°C

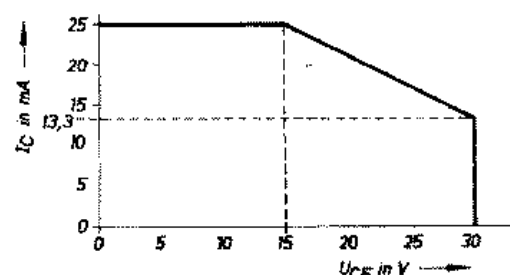


Bild 5: Zulässiger Arbeitsbereich bei $\vartheta_a = 25^\circ\text{C}$
Im zulässigen Arbeitsbereich darf die Verlustleistung, integriert über eine Zeit $t_{0,1} = 0,1 \mu\text{s}$, den Wert P_{vL} nicht überschreiten

1.3.2. Statische Kennwerte (für $\vartheta_a = 25^\circ\text{C} - 5 \text{ grad}^\circ$)

1.3.2.1. Mittel- und Streuwerte

	min. ²⁾	typ.	max. ²⁾
Kollektor-Basis-Reststrom			
I_{CBO} bei $U_{CB} = 40 \text{ V}$	-	0,5 nA	0,5 μA
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung	30 V	71 V	-
$U_{(BR)CEO}$ bei $I_C = 1 \text{ mA}$			
Emitter-Basis-Durchbruchspannung	4 V	5,72 V	5,9 V
$U_{(BR)EBO}$ bei $I_E = 10 \mu\text{A}$			
Basisstrom			
I_B bei $U_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 4 \text{ mA}$	30 μA	60 μA	120 μA
I_B bei $U_{CE} = 5 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$	0,34 mA	0,53 mA	1,7 mA
Emitter-Basisspannung			
U_{BE} bei $U_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 4 \text{ mA}$	716 mV	728 mV	744 mV
U_{BE} bei $U_{CE} = 5 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$	841 mV	847 mV	853 mV

Wird fortgesetzt

Literatur

- [1] Hetterscheid, W. Th. H.: Vision I.F. Amplifiers equipped with Silicon Planar Transistors BF 167 and BF 173. Electronic applications, vol. 26, No. 2, 1965-1966
- [2] Sanner, P.: Erweitertes Ersatzschaltbild eines Transistors mit Inletschirmung. Applikationsbericht Telefunken, B 2/v.7.08/0569
- [3] Tremere, D. A.: Current gain and cutoff frequency falloff at high currents. IEEE Transactions on electron devices, vol. ED-16, No. 1, 1969 pp. 39-57
- [4] van der Ziel: The cutoff frequency falloff in UHF-transistors at high currents. Proc. of the IEEE, vol. 54, No. 3, 1966, pp. 411-412

¹⁾ Anwendung der Meßverfahren nach TGL 200-8317

²⁾ Minimal- und Maximalwerte, die im Kenndatenblatt und Typenstandard nicht garantiert werden, haben nur informativen Charakter und sind 5-% bzw. 95-%-Werte

1.3.2. Kennlinien und Abhängigkeiten (Bilder 6 bis 13)

1.3.3. Dynamische Kennwerte (für $\theta_a = 25^\circ\text{C} - 5\text{ grad}^1$)

1.3.3.1. Mittel- und Streuwerte

Leistungsverstärkung
bei $f = 36\text{ MHz}^3$

	min. ³	typ.	max. ³
G_{pe} bei $U_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 4\text{ mA}$	24 dB	26,2 dB	27 dB
G_{pe} bei $U_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$	-20,7 dB	-16,8 dB	- 8 dB
G_{pe} bei $U_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 11\text{ mA}$	-37,3 dB	-35 dB	-31 dB

Y-Parameter in Emitterschaltung

$U_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 4\text{ mA}$, $f = 36\text{ MHz}$

$1/g_{11e}$ in Ω	175	290	430
C_{11e} in pF	24,7	29	38,8
$-1/g_{12e}$ in $k\Omega$	260	520	820
$-C_{12e}$ in pF	-	0,27	0,345
g_{21e} in mS	81,4	96,5	104
$-b_{21e}$ in mS	30	33,5	36,9
$1/g_{22}$ in $k\Omega$	14	22	59
C_{22} in pF	1,31	1,42	1,55

optimale Leistungsverstärkung⁴⁾

$G_{pe\text{opt}}$ bei $U_{CE} = 10\text{ V}$,
 $I_C = 4\text{ mA}$,
 $f = 36\text{ MHz}$

- 42,3 dB -

1.3.3.2. Kennlinien und Abhängigkeiten (Bilder 14 bis 38)

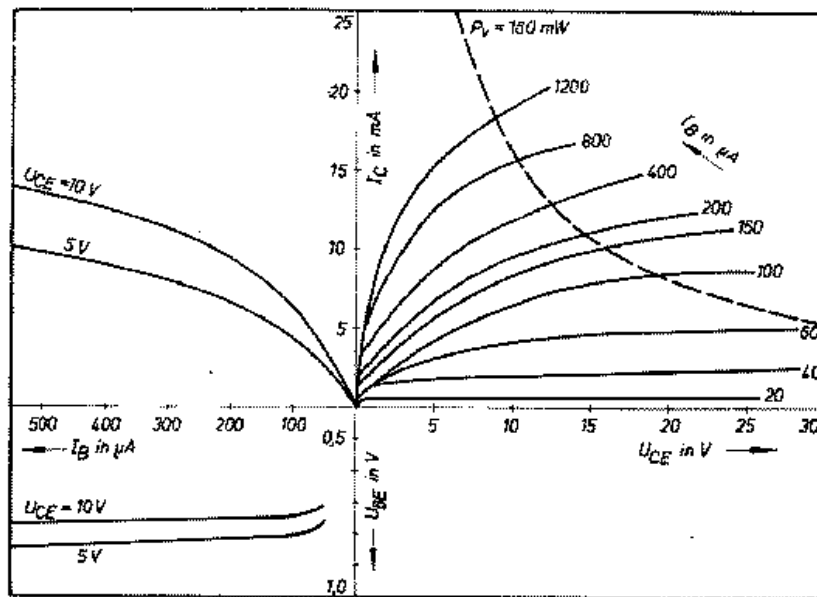


Bild 6: Kennlinienfeld
bei $\theta_a = 25^\circ\text{C}$

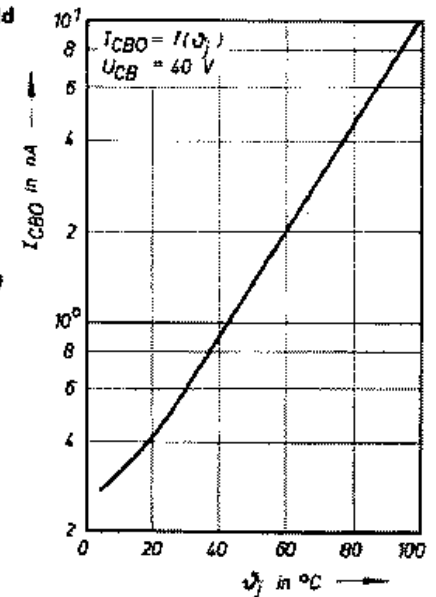
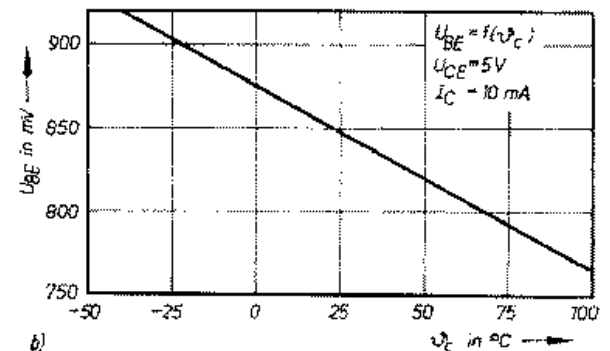
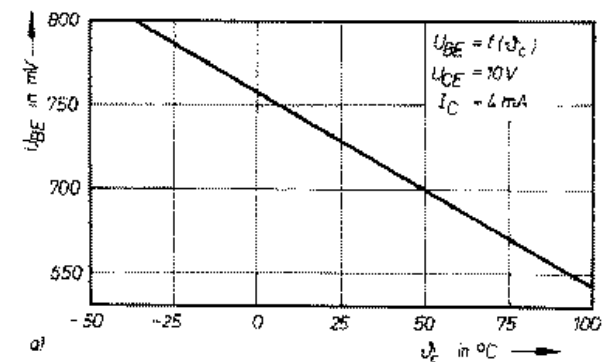


Bild 7

Bild 8: Temperaturabhängigkeit von U_{BE} , a) $U_{CE} = 10\text{ V}$,
 $I_C = 4\text{ mA}$,
b) $U_{CE} = 5\text{ V}$,
 $I_C = 10\text{ mA}$

Transitfrequenz	360 MHz	450 MHz	510 MHz
f_T bei $U_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 4\text{ mA}$ $f = 100\text{ MHz}$			
Kollektorrückwirkungszeitkonstante	9 ps	10 ps	10,4 ps
$ h_{12b} $ bei $U_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 4\text{ mA}$ $f = 30\text{ MHz}$			
Rückwirkungskapazität	0,2 pF	0,24 pF	0,29 pF
$-C_{12e}$ bei $U_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$ $f = 10,7\text{ MHz}$			
Ausgangskapazität	1,37 pF	1,47 pF	1,55 pF
C_{22} bei $U_{CB} = 10\text{ V}$, $I_E = 0$ $f = 10,7\text{ MHz}$			
Rauschfaktor	2,4 dB	3,0 dB	4,0 dB
F bei $U_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 4\text{ mA}$ $f = 36\text{ MHz}$, $R_g = 400\ \Omega$			



¹⁾ Anwendung der Meßverfahren nach TGL 200-8317

²⁾ Minimal- und Maximalwerte, die im Kenndatenblatt und Typenstandard nicht garantiert werden, haben nur informativen Charakter und sind 5-%- bzw. 95-%-Werte

³⁾ $G_{pe} = P_L/P_{E\text{max}}$ mit $R_g = 400\ \Omega$, $R_L = 1,2\text{ k}\Omega$ (Resonanz am Ausgang)

⁴⁾ $G_{pe\text{opt}} = \frac{|Y_{21e}|^2}{4g_{11e}g_{22}}$

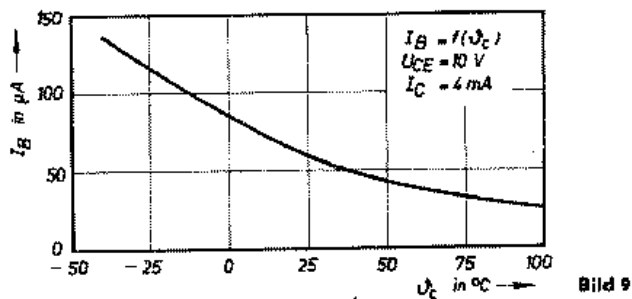


Bild 9

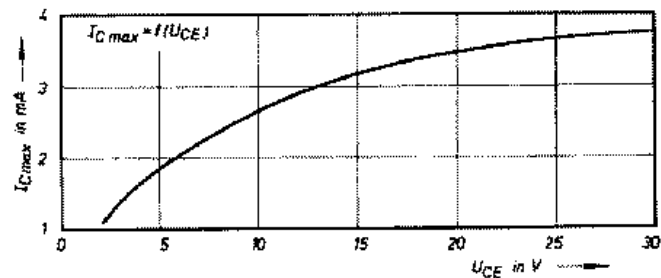


Bild 11

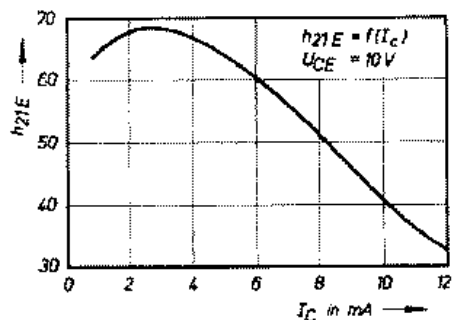


Bild 12

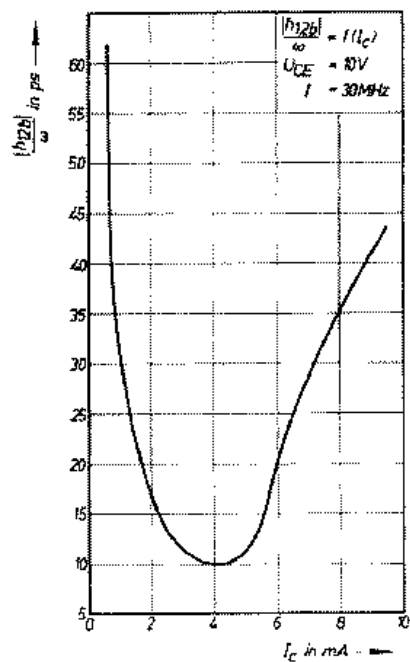


Bild 14

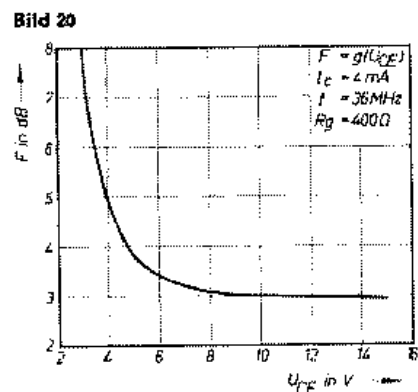


Bild 20

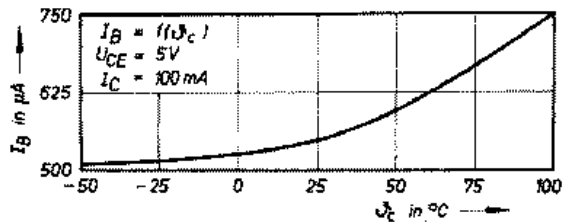


Bild 10

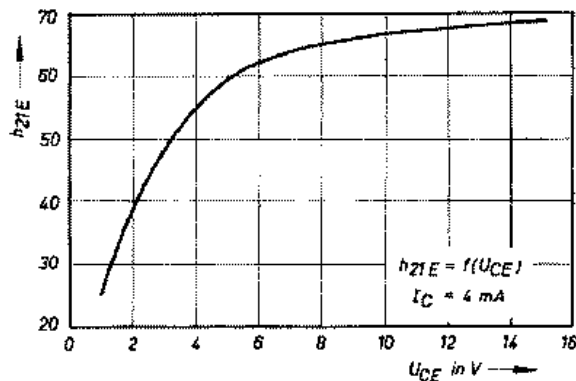


Bild 13

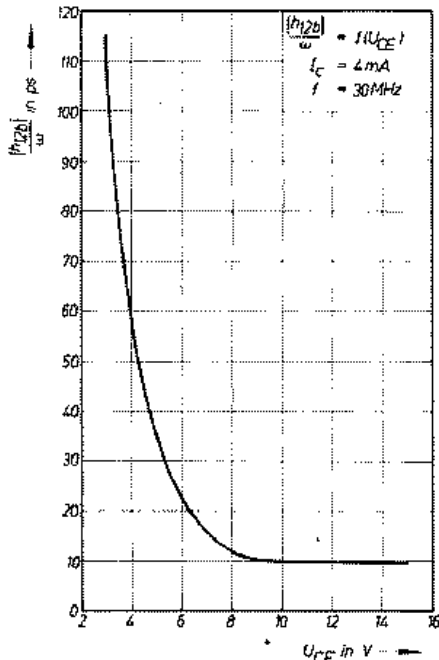


Bild 15

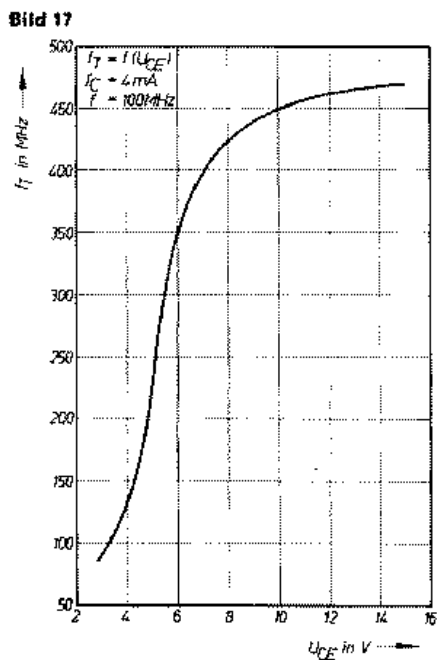


Bild 17

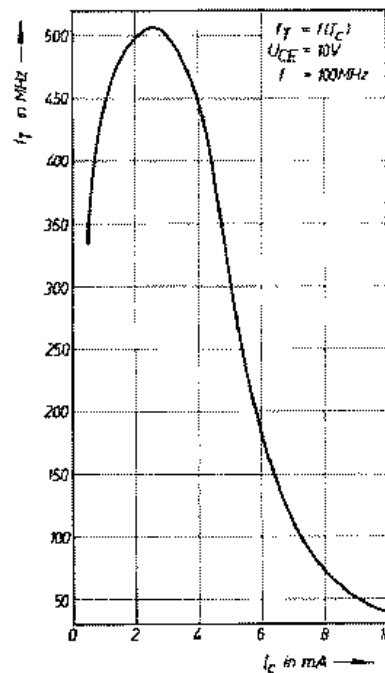


Bild 16

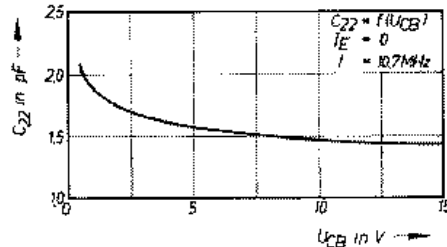


Bild 18

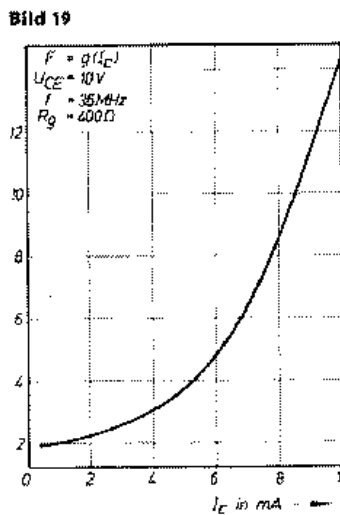


Bild 19

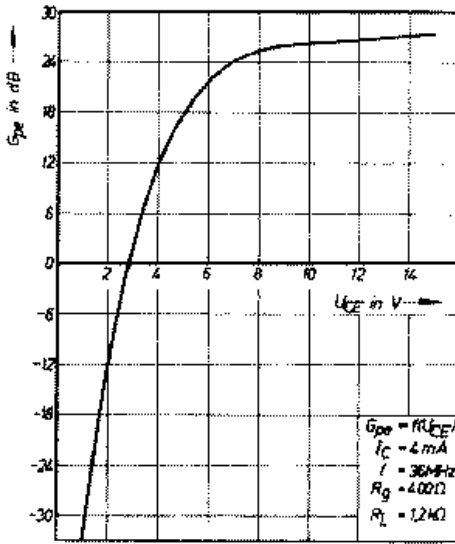


Bild 22

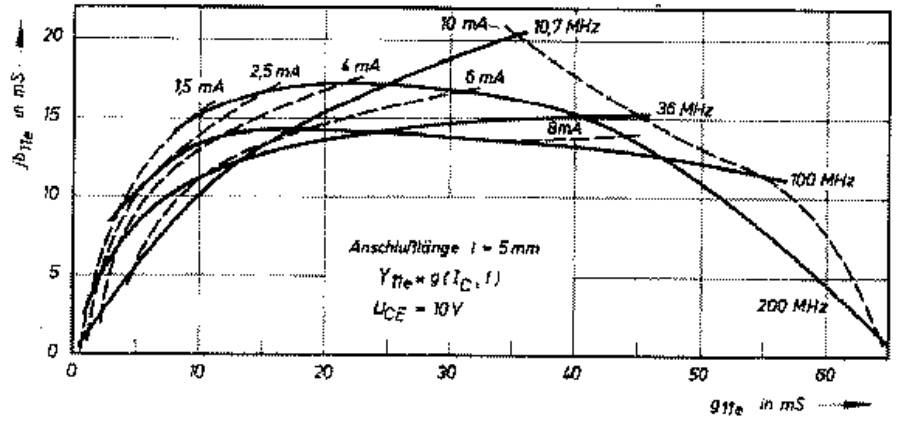


Bild 23

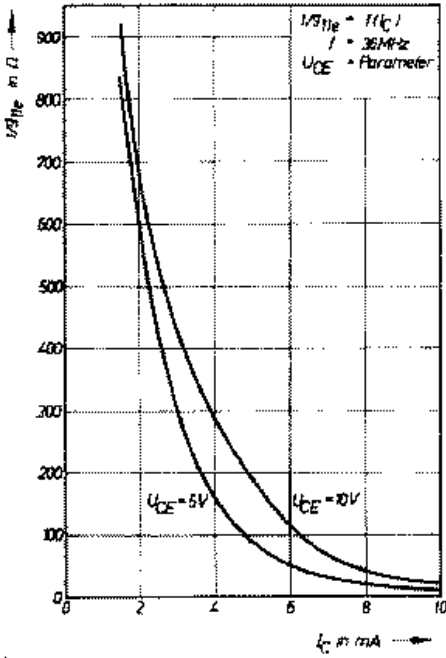


Bild 25

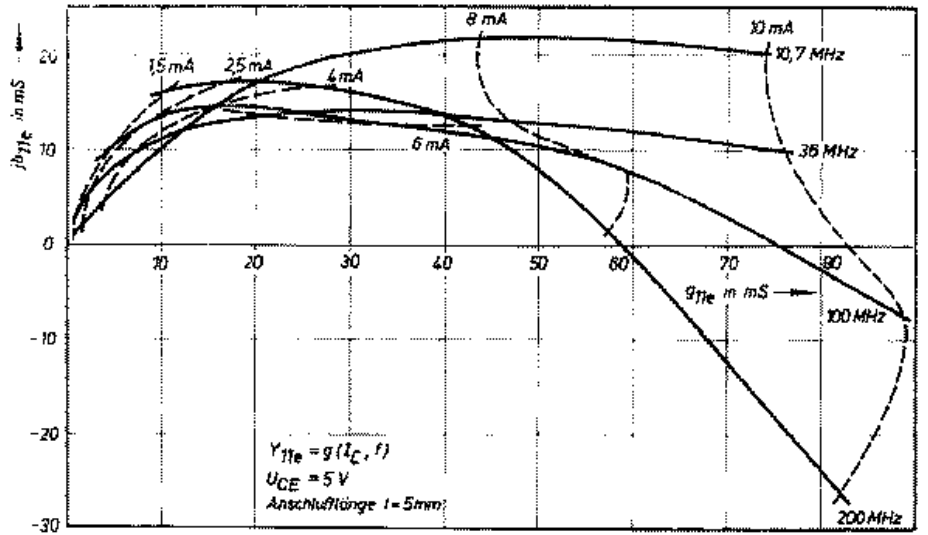


Bild 24

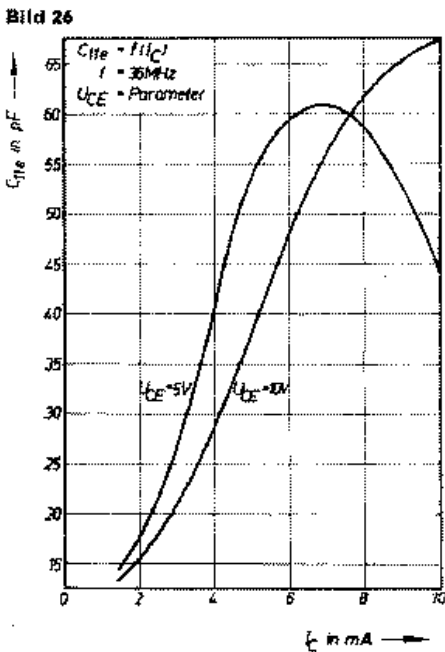


Bild 26

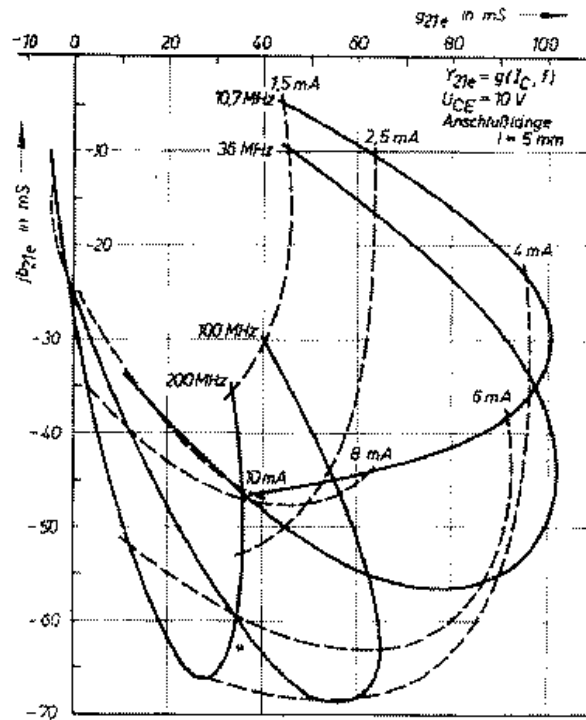


Bild 27

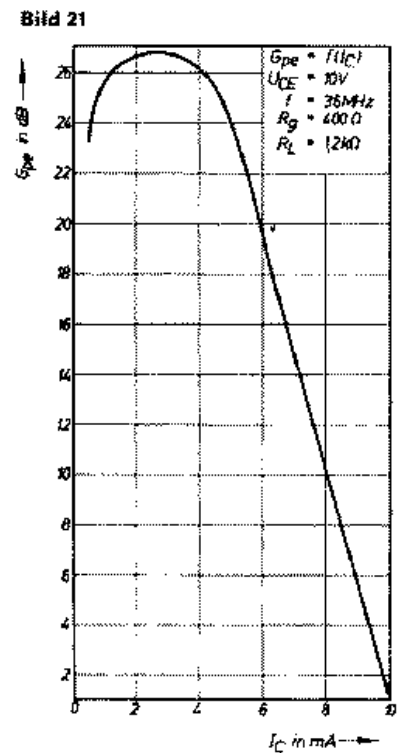


Bild 21

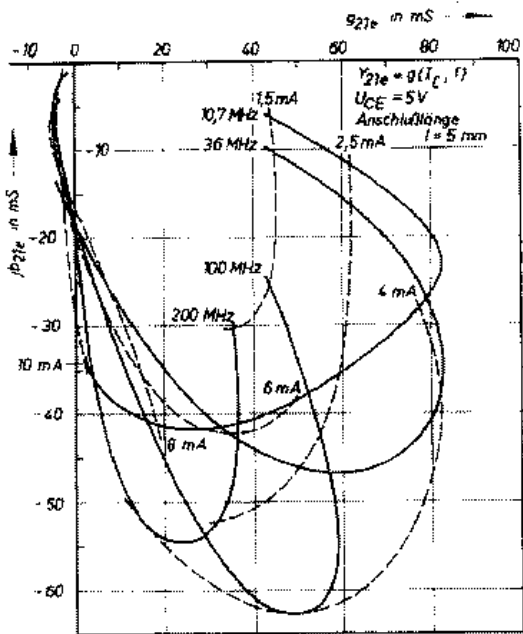


Bild 28

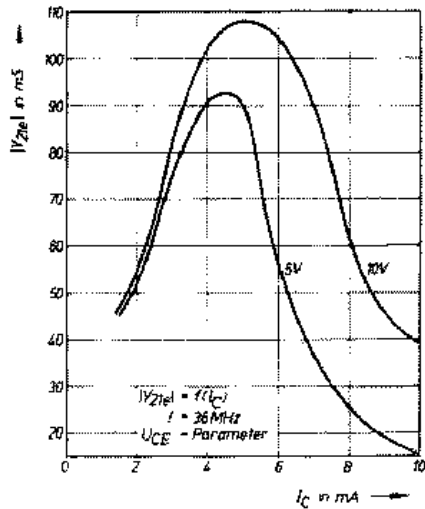


Bild 29

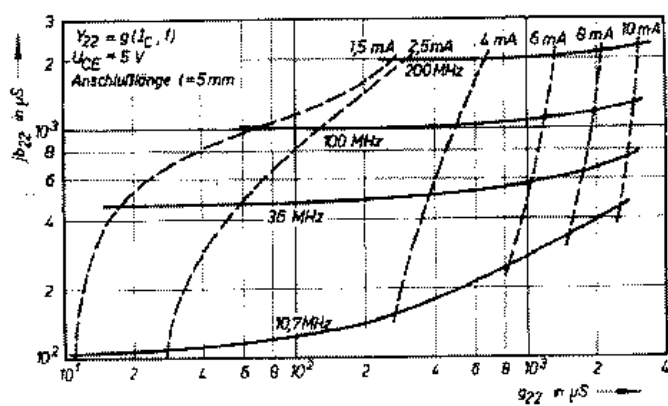


Bild 31

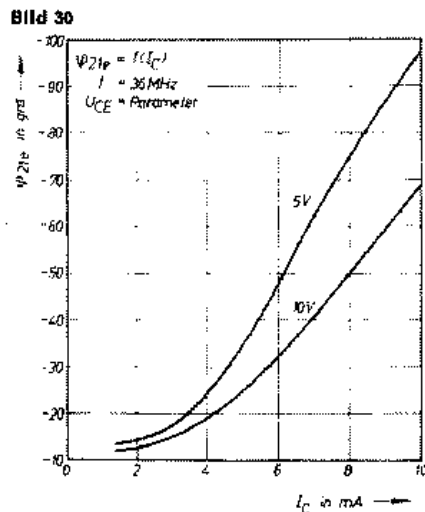


Bild 30

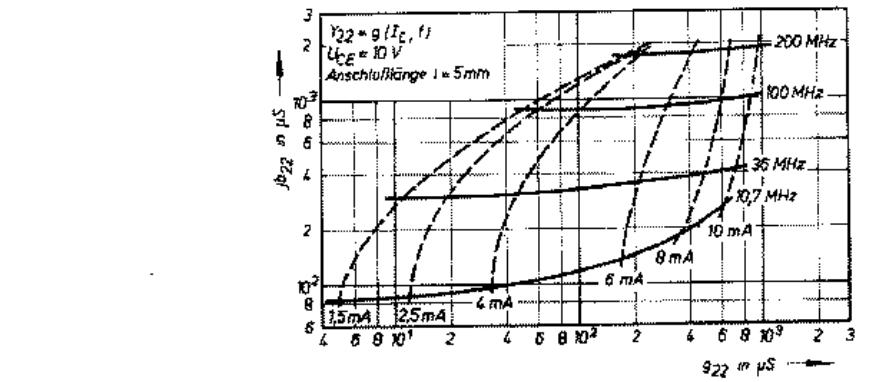


Bild 32

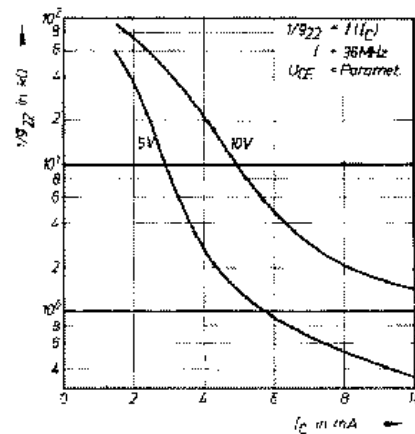


Bild 33

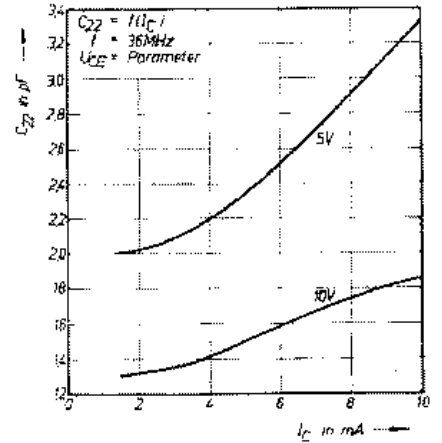


Bild 34

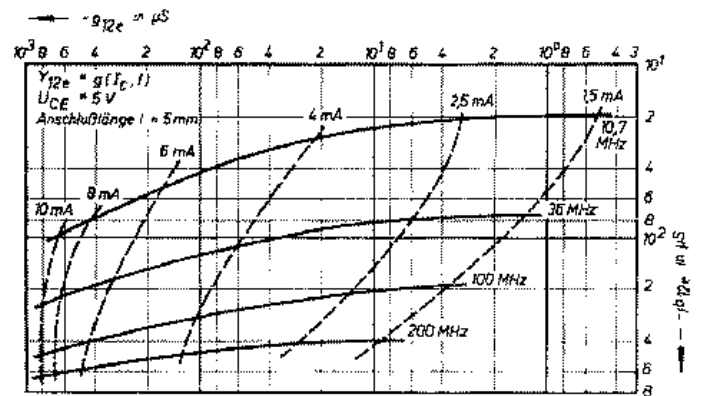


Bild 35

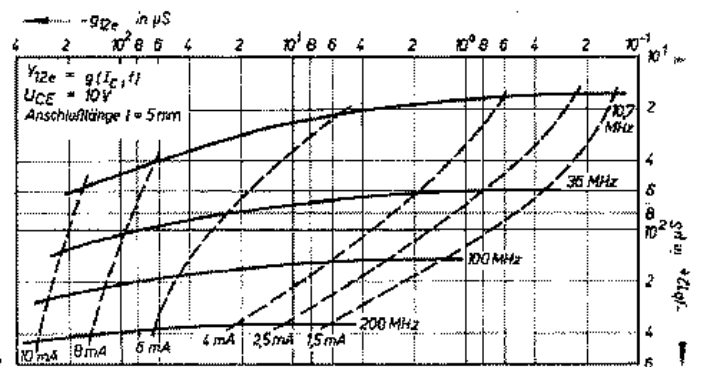


Bild 36

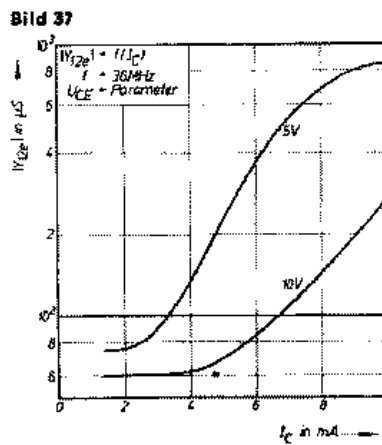


Bild 37

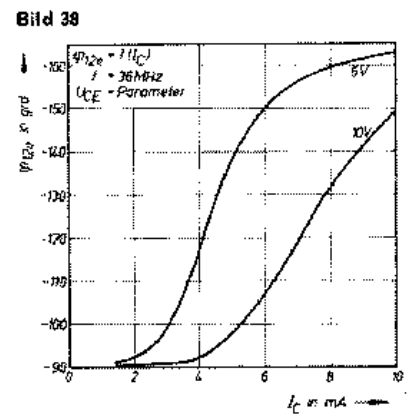


Bild 38