

HEINRICH·HERTZ·INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG  
BERLIN·CHARLOTTENBURG

# Technischer Bericht Nr. 102

Die Klirrdämpfung elektronischer Breitband-Koppelpunkte

von

Dipl.-Ing. P. Noll

B e r l i n

1 9 6 9

Die Klirrdämpfung elektronischer Breitband-Koppelpunkte

Zusammenfassung

In dem vorliegenden Bericht werden die Ergebnisse von Untersuchungen des Klirrdämpfungsverhaltens verschiedener elektronischer Koppelpunkte (Dioden, gesättigte Transistoren, Vierschichtstrukturen) mitgeteilt. Die Messungen wurden bei verschiedenen Strömen und Signalpegeln durchgeführt, das durchgeschaltete Signal hatte in allen Fällen die Frequenz von 250 KHz.

In den ersten Abschnitten werden die theoretisch zu erwartenden Klirrdämpfungsverläufe abgeleitet. Ein Vergleich mit den Messungen zeigt, daß es möglich ist, die Klirrdämpfung mit einiger Genauigkeit zu berechnen. Abweichungen können anhand des Frequenzganges des differentiellen Widerstandes gedeutet werden.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung  
Berlin-Charlottenburg

Der Bearbeiter:

*Pets Noll*

(Dipl.-Ing. P. Noll)

Der Leiter der Forschungsaufgabe:

*Jungfer*

(Prof. Dr.-Ing. H. Jungfer)

Der Abteilungsleiter:

*Berger*

(Prof. Dr.-Ing. E.R. Berger)

Der Institutsdirektor:

*Cremer*

(Prof. Dr.-Ing. L. Cremer)

Berlin-Charlottenburg, den 21. Mai 1969



## Inhaltsangabe

	<u>Seite</u>
<u>1. Berechnungsverfahren für Klirrdämpfungen</u>	1
<u>2. Berechnung der Klirrdämpfung von Halbleiterdioden</u>	3
2.1 Statische Kennlinie	3
2.2 Spannungssteuerung	4
2.3 Stromsteuerung	7
<u>3. Berechnung der Klirrdämpfung verstärkender Transistoren</u>	8
3.1 Ursachen der auftretenden Verzerrungen	8
3.2 Verzerrungen bei konstanter Stromverstärkung	9
3.3 Verzerrungen bei stromabhängiger Stromverstärkung	11
3.3.1 Transferverzerrung	11
3.3.2 Eingangsverzerrung	13
<u>4. Berechnung der Klirrdämpfung gesättigter Transistoren</u>	14
4.1 Die statische Kennlinie	14
4.2 Der differentielle Widerstand	15
4.3 Relative harmonische Verzerrungen	17
4.3.1 Spannungssteuerung	17
4.3.2 Stromsteuerung	20
<u>5. Berechnung der Klirrdämpfung von pnpn-Schaltern</u>	22
5.1 Statische Kennlinie und differentieller Widerstand	22
5.2 Harmonische Verzerrung $a_{K2}$	24
5.3 Stromabhängige Bahnwiderstände als Verzerrungsursache	25

	<u>Seite</u>
<u>6. Gültigkeitsbereich der Berechnungen</u>	27
<u>7. Messungen</u>	28
7.1 Meßverfahren	28
7.2 Meßergebnisse	29
7.2.1 Dioden	29
7.2.2 pnpn-Strukturen	30
7.2.3 Gesättigte Transistoren	32
<u>8. Abschlußbemerkung</u>	34
<u>9. Verzeichnis der wichtigsten Symbole</u>	36
<u>10. Literatur</u>	38

### 1. Berechnungsverfahren für Klirrdämpfungen

Werden elektronische Halbleiter als Wechselstromschalter benutzt, so verursachen die Nichtlinearitäten der Kennlinien harmonische Verzerrungen, d. h. Oberschwingungen. Es sind nur solche Bauteile verwendbar, bei denen im Arbeitspunkt ihrer Kennlinie  $I = f(U)$  nur geringe Verzerrungen erzeugt werden; dann kann die Kennlinie in der Umgebung des Arbeitspunktes  $I_0, U_0$  durch eine Potenzreihe angenähert werden. Eine Taylorentwicklung liefert bei einer kleinen Aussteuerung  $u$  um den Arbeitspunkt den Gesamtstrom

$$\begin{aligned} I_0 + i &= I_0 + \frac{dI}{dU}(U_0) \frac{u}{1!} + \frac{d^2I}{dU^2}(U_0) \frac{u^2}{2!} + \frac{d^3I}{dU^3}(U_0) \frac{u^3}{3!} + \dots \\ &= I_0 + f'(U_0) \frac{u}{1!} + f''(U_0) \frac{u^2}{2!} + f'''(U_0) \frac{u^3}{3!} + \dots \end{aligned} \quad (1.1)$$

Der Wechselstrom hat daher die Komponenten

$$\begin{aligned} i &= i_1 + i_2 + i_3 + \dots \\ &= f'(U_0) \frac{u}{1!} + f''(U_0) \frac{u^2}{2!} + f'''(U_0) \frac{u^3}{3!} + \dots \end{aligned} \quad (1.2)$$

Bei sinusförmiger Aussteuerung

$$u = \hat{U}_1 \cos \omega_1 t \quad (1.3)$$

entstehen die Harmonischen

$$i_1 = \left( f' \hat{U}_1 + \frac{1}{8} f''' \hat{U}_1^3 + \dots \right) \cos \omega_1 t \quad (1.4)$$

$$i_2 = \left( \frac{1}{4} f'' \hat{U}_1^2 + \dots \right) \cos 2\omega_1 t \quad (1.5)$$

$$i_3 = \left( \frac{1}{24} f''' \hat{U}_1^3 + \dots \right) \cos 3\omega_1 t \quad (1.6)$$

Harmonische höheren Grades können unberücksichtigt bleiben. Wird in der Grundwelle das zweite Summenglied vernachlässigt,

$$\hat{U}_1^3 f''' \ll 8 \cdot f' \quad (1.7)$$

so können die relativen harmonischen Verzerrungen

$$K_2 = \frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_1} = \frac{\hat{U}_1}{4} \cdot \frac{f''}{f'} \quad (1.8)$$

$$K_3 = \frac{\hat{I}_3}{\hat{I}_1} = \frac{\hat{U}_1^2}{24} \cdot \frac{f'''}{f'} \quad (1.9)$$

angegeben werden. Bei kleinen Verzerrungen sind  $K_2$  und  $K_3$  mit den Klirrfaktoren  $k_2$  bzw.  $k_3$  identisch. Die Klirrdämpfungen haben den Wert

$$a_{Kn} = -20 \lg Kn \text{ [dB]} ; n = 2, 3 \dots \quad (1.10)$$

Ist die Kennlinie nicht in der Form  $I = f(U)$  gegeben, sondern ist  $I$  die unabhängige Variable,

$$U = F(I), \quad (1.11)$$

so können die Ableitungen  $f'$ ,  $f''$ ,  $f'''$  aus der  $U = F(I)$ -Kennlinie durch mehrfache Differentiation nach  $U$  gewonnen werden. Mit den Bezeichnungen

$$F' = \frac{dF}{dI} = \frac{dU}{dI} \quad (1.12)$$

$$F'' = \frac{d^2F}{dI^2} = \frac{d^2U}{dI^2} \quad (1.13)$$

$$F''' = \frac{d^3F}{dI^3} = \frac{d^3U}{dI^3} \quad (1.14)$$

ergeben sich die gesuchten Größen

$$f' = \frac{1}{F'} \quad (1.15)$$

$$f'' = - \frac{F''}{F'^3} \quad (1.16)$$

$$f''' = \frac{3F''^2 - F'F'''}{F'^5} \quad (1.17)$$

Bei sinusförmiger Stromaussteuerung des elektronischen Schalters,

$$i = \hat{I}_1 \cos \omega_1 t \quad (1.18)$$

entstehen Oberwellen der Spannung. Die Gleichungen (1.8) und (1.9) müssen dann durch

$$K_2^{(1)} = \frac{\hat{I}_1}{4} \cdot \frac{F''}{F'} \quad (1.19)$$

und 
$$K_3^{(i)} = \frac{\hat{I}_1^2 \cdot \overline{F}'''}{24 \cdot \overline{F}'} \quad (1.20)$$

ersetzt werden.

## 2. Berechnung der Klirrdämpfung von Halbleiterdioden

### 2.1 Statische Kennlinie

Die Beziehung zwischen dem Diodenstrom  $I$  und der am pn-Übergang anliegenden Spannung  $U_D$  lautet

$$I = I_s \left( \exp\left(\frac{U_D}{U_T}\right) - 1 \right) \quad (2.1)$$

Dieser ideale Verlauf wird oft durch Rekombinationen an Haftstellen in der Raumladungszone, aber auch durch Hochinjektionseffekte gestört [1, 2, 3].

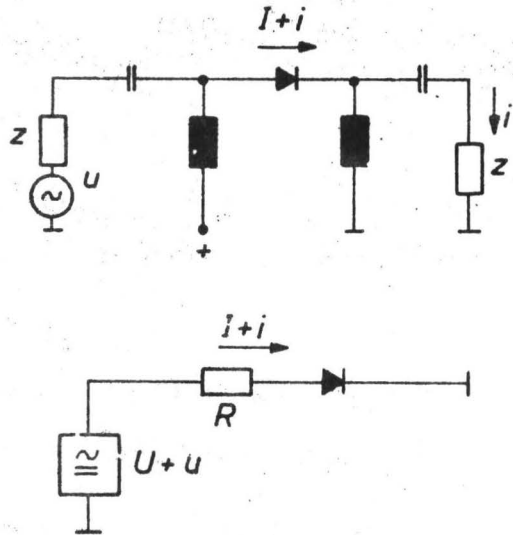
Da sich - vor allem bei Siliziumdioden - auch der Sättigungsstrom nicht einstellt, kann man einen fiktiven Sättigungsstrom  $I_s^*$  und einen Faktor  $m$  einführen:

$$I = I_s^* \left( \exp\left(\frac{U_D}{m U_T}\right) - 1 \right) \quad (2.2)$$

$I_s^*$  und  $m$  müssen experimentell bestimmt werden,  $m$  liegt meistens zwischen 1 und 2.

## 2.2 Spannungssteuerung

Bei der Verwendung einer Diode als Wechselstromschalter wird dem Diodenstrom  $I$  ein Signal überlagert, das eine Aussteuerung kleiner Amplitude um den Arbeitspunkt hervorruft. Zur Berechnung der bei sinusförmiger Spannungssteuerung entstehenden Wechselstromkomponenten kann das Schaltbild durch ein Ersatzbild ersetzt werden, das eine Spannungsquelle  $U + u$  enthält, die über einen Widerstand  $R$  die Diode mit dem Strom  $I + i$  steuert.



$$U = I \cdot R + U_D$$

$$= I \cdot R + m \cdot U_T \cdot \ln \left( 1 + \frac{I}{I_s^*} \right)$$

$$\approx I \cdot R + m \cdot U_T \cdot \ln \frac{I}{I_s^*} \quad ; \quad I \gg I_s^* \quad (2.3)$$

Daher ist (Gl. 1.12 ./ 1.14)

$$F' = R + \frac{m U_T}{I} \quad (2.4)$$

$$F'' = - \frac{m U_T}{I^2} \quad (2.5)$$

$$F''' = 2 \frac{m U_T}{I^3} \quad (2.6)$$



$F'$  ist der Kleinsignalwiderstand des Kreises,

$$r = m \frac{U_T}{I} \quad (2.7)$$

ist somit der differentielle Widerstand der Diode.

Weiter gilt (Gl. 1.15 ./ 1.17)

$$f' = \frac{I}{IR + mU_T} \quad (2.8)$$

$$f'' = \frac{mU_T I}{(IR + mU_T)^2} \quad (2.9)$$

$$f''' = mU_T I \frac{mU_T - 2IR}{(IR + mU_T)^3} \quad (2.10)$$

Bei sinusförmiger Aussteuerung der Diode mit

$$\hat{u} = \hat{U}_1 \cos \omega_1 t ,$$

wobei Kleinsignalbetrieb vorausgesetzt wird,

$$\hat{U}_1 \ll \left(1 + \frac{R}{r}\right) U_T , \quad (2.11)$$

erhält man aus den Gl. (1.8) und (1.9) die relativen harmonischen Verzerrungen

$$K_2 = \frac{\hat{U}_1 m U_T}{4 (IR + mU_T)^2} = \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{U}_1}{mU_T}\right) \cdot \left(\frac{r}{r + R}\right)^2 \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} K_3 &= \frac{\hat{U}_1^2 m U_T (mU_T - 2IR)}{24 (IR + mU_T)^3} \\ &= \frac{1}{24} \left(\frac{\hat{U}_1}{mU_T}\right)^2 \cdot \left(\frac{r}{r + R}\right)^4 \cdot \left(1 - \frac{2R}{r}\right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Der Widerstand  $R$ , der neben dem Innenwiderstand der Wechselspannungsquelle und dem Abschlußwiderstand auch einen evtl. vorhandenen Dioden-Bahnwiderstand enthält, führt zu einer "Scherung" der Diodenkennlinie [4, 5] ;

denn es gilt (Gl. 2.1):

$$I = I_s \left( \exp \frac{U-IR}{mU_T} - 1 \right) \quad (2.14)$$

R verringert die relativen Verzerrungen  $K_2$ ,  $K_3$ , etc.: die durch die Nichtlinearität der Diodenkennlinie entstehenden Stromkomponenten erzeugen an R Spannungsabfälle, die an der Diode als Gegenmodulation wirksam werden.  $K_3$  kann vollkommen kompensiert werden, wenn

$$r = 2R \quad (2.15)$$

gilt. Dieses Ergebnis wurde bereits von LOTSCH [5] bei Kreuzmodulationsuntersuchungen an Transistoren gefunden ( $U_T = 2 IR$ ); in einer vorher veröffentlichten Arbeit von AKGÜN und STRUTT [6] fehlt im Ergebnis der Faktor 2, da dort angenommen wurde, daß die Diodenwechselspannung durch den Widerstand R zwar gegenüber der anliegenden Spannung verringert wird, aber unverzerrt bleibt.

Bei reiner Spannungssteuerung ( $R = 0$ ) einer Diode entstehen aus den Gl. (2.12) und (2.13) die Werte

$$K_2 = \frac{1}{4} \frac{\hat{U}_1}{mU_T} \quad (2.16)$$

$$K_3 = \frac{1}{24} \left( \frac{\hat{U}_1}{mU_T} \right)^2 \quad (2.17)$$

Die Verzerrungen sind also vom Arbeitspunkt unabhängig.

Wird die Diode zur Durchschaltung von Analogsignalen benutzt [7], so liegt sie wechselstrommäßig in einem Kreis, der Quell- und Abschlußwiderstand der durchgeschalteten Verbindung enthält:

$$R = 2Z. \quad (2.18)$$

Um die Signalbedämpfung klein zu halten, wird man den Arbeitspunkt so einstellen, daß

$$r \ll 2Z = R \quad (2.19)$$

ist.

Die Verzerrungen haben dann die Werte

$$K_2 = \frac{1}{4} \frac{\hat{U}_1}{m U_T} \left( \frac{r}{R} \right)^2 = \frac{1}{4} \hat{U}_1 \frac{m U_T}{(IR)^2}$$

$$K_3 = \frac{1}{12} \left( \frac{\hat{U}_1}{m U_T} \right)^2 \left( \frac{r}{R} \right)^3 = \frac{1}{12} \hat{U}_1^2 \frac{m U_T}{(IR)^3}$$

$K_2$  und  $K_3$  sind jetzt - im Gegensatz zur reinen Spannungssteuerung - stark stromabhängig.  $K_3$  nimmt einsinnig mit der dritten Potenz des Widerstandes R ab, ein Minimum tritt nicht mehr auf.

Für  $R = 2Z = 150 \Omega$  und  $m = 1$  wurden die Klirrdämpfungen, die sich aus den Gl. (2.12) und (2.13) ergeben, in Abhängigkeit vom Signalpegel  $p_1$  aufgetragen (Abb. 2)\*. Bei Vergrößerung des Gleichstroms I erreichen alle Klirrdämpfungen hohe Werte. Ist  $m \neq 1$ , so verschlechtern sich die Klirrdämpfungen auf

$$a_{Kn} = a_{Kn} (m = 1) - 20 \lg m, \quad n = 2, 3, \dots \quad (2.22)$$

wenn  $r \ll R$  erfüllt ist.

### 2.3 Stromsteuerung

Wird die Diode durch einen sinusförmigen Strom angesteuert,

$$i = \hat{I}_1 \cos \omega_1 t,$$

so können die relativen harmonischen Verzerrungen  $K_2^{(i)}$  und  $K_3^{(i)}$  der Spannung (Gl. 1.19 und 1.20) mit den Werten der Gl. 2.4 bis 2.6 berechnet werden:

$$K_2^{(i)} = \frac{1}{4} \frac{\hat{I}_1}{I} \quad (2.23)$$

$$K_3^{(i)} = \frac{1}{12} \left( \frac{\hat{I}_1}{I} \right)^2 \quad (2.24)$$

---

\* s. auch Abschnitt 7.2.1

Bei Spannungssteuerung ergeben sich hingegen, wenn  $r \ll R$  erfüllt ist, mit

$$\hat{U}_1 = R \cdot \hat{I}_1 \quad (2.25)$$

die Werte

$$K_2 = \frac{1}{4} \cdot \frac{\hat{I}_1}{I} \cdot \frac{r}{R} \quad (2.26)$$

$$K_3 = \frac{1}{12} \left( \frac{\hat{I}_1}{I} \right)^2 \cdot \left( \frac{r}{R} \right)^2 \quad (2.27)$$

Bei Spannungssteuerung entsteht am Widerstand  $R$  eine Spannung, die durch die Harmonischen des verzerrten Stromes hervorgerufen wird; diese Spannung wirkt der primär entstehenden Verzerrung entgegen, daher können die  $K_n$ -Werte (im Gegensatz zur Stromsteuerung bei gleicher Signalamplitude  $\hat{I}_1$ ) durch  $R$  beeinflusst werden.

### 3. Berechnung der Klirrdämpfung verstärkender Transistoren

#### 3.1 Ursachen der auftretenden Verzerrungen

Wenngleich aktive, also verstärkende Transistoren im Rahmen der durchgeführten Messungen nicht untersucht wurden, sollen hier die wichtigsten Gründe für die im Transistor entstehenden Verzerrungen genannt und einige Berechnungen durchgeführt werden.

Verzerrungs-Ursachen sind:

- a) Die Eingangs-Kennlinie des Transistors (Emitter-Basis) ist nichtlinear.
- b) Die Stromverstärkung ist stromabhängig:  
 $A_N = f(I_C)$ .
- c) Bei endlichem Lastwiderstand  $R_{L\sim}$  ändert sich die Basisweite  $w$  mit der Kollektor-Wechselspannung;

dieser EARLY-Effekt führt zu einer Rückwirkung auf den Eingangsstrom.

- d) Durch den EARLY-Effekt wird gleichzeitig der Transportfaktor  $A_0 = 1 - w^2/2L$  geändert. Da  $A_N$  das Produkt von Transportfaktor und Emitterwirkungsgrad ist, wird die Stromverstärkung durch das Ausgangssignal beeinflusst.
- e) Im Avalanche-Bereich ist die Stromverstärkung zusätzlich spannungsabhängig.

### 3.2 Verzerrungen bei konstanter Stromverstärkung

Bei Voraussetzung eines ausgangsseitigen Kurzschlusses ( $R_{L\sim} \rightarrow 0$ ) entfallen die unter c) bis e) genannten Verzerrungsursachen.\*

---

\* Die bei endlichem Ausgangswiderstand auftretenden Verzerrungen einschließlich der Avalanche-Verzerrung wurden von RIVA, BENETEAU und DALLA VOLTA bereits berechnet [8] ; dort werden auch die bei nicht konstanter Stromverstärkung auftretenden zusätzlichen Verzerrungen betrachtet. Die entsprechende Ableitung für die Verzerrungen der Eingangskennlinie ist jedoch nicht korrekt (Abschnitt 7.5 in [8] ), da dort bei der Berechnung des Eingangsleitwertes

$$r_E (1 + \beta) = \frac{U_T}{I_C} \beta$$

gesetzt wurde, um die Verzerrungen auf den Ausgangskreis beziehen zu können. Wegen  $r_E = U_T/I_E$  kann die Gleichsetzung nur für  $\alpha = A_N$  erfüllt sein, während die Rechnung doch gerade für den Fall durchgeführt werden soll, daß diese Größen nicht gleich sind. Im Abschnitt 3.3.2 dieses Berichtes wird die Verzerrung daher in allgemeiner Form berechnet.

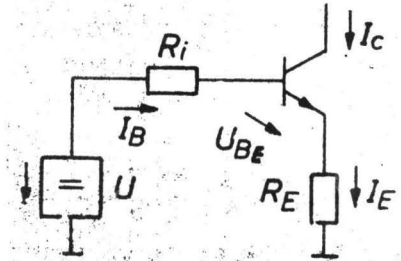
Wenn zusätzlich

$$A_N = \frac{I_C}{I_E} = \text{const.} \quad (3.1)$$

gesetzt wird, dann ist die durch den Eingang entstehende Verzerrung auch im Ausgangsstrom vorhanden. Für die Emitterschaltung wurden die entsprechenden Klirrfaktoren bereits von LOTSCH angegeben [5] ;

es ist:\*

$$\begin{aligned} I_E &= I_S^* \exp \frac{U_{BE}}{U_T} ; U_{BE} \gg U_T \\ &= I_S^* \exp \frac{U - I_B R_i - I_E R_E}{U_T} \end{aligned}$$



$$(3.2)$$

$$I_C = A_N \cdot I_E \quad (3.3)$$

$$I_B = I_E - I_C = I_E (1 - A_N) \quad (3.4)$$

Damit ist

$$I_E = I_S^* \exp \frac{U - I_E [(1 - A_N) R_i + R_E]}{U_T} \quad (3.5)$$

Wie ein Vergleich mit Gl. (2.14) zeigt, entstehen im Transistor die relativen harmonischen Verzerrungen  $K_2$  und  $K_3$  (Gl. 2.12 und 2.13), wenn dort

$$R = R_i \cdot (1 - A_N) + R_E \quad (3.6)$$

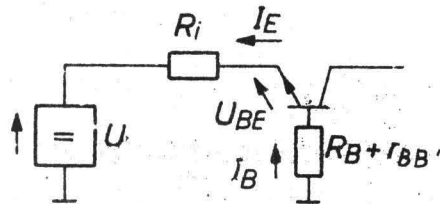
gesetzt wird. Bei endlichem Basiswiderstand  $r_{BB}$  des Transistors gilt an Stelle von Gl. (3.6):

$$R = (R_i + r_{BB}) \cdot (1 - A_N) + R_E \quad (3.7)$$

---

\* der Faktor  $m$  wird in den folgenden Ableitungen nicht mehr berücksichtigt. Gegebenenfalls muß  $U_T$  durch  $mU_T$  ersetzt werden.

Für die Basisschaltung ergibt eine gleiche Betrachtung, daß alle Ergebnisse des zweiten Abschnittes weiter verwendet werden können, wenn dort



$$R = R_i + (R_B + r_{BB'}) \cdot (1 - A_N) \quad (3.8)$$

gesetzt wird. Im Unterschied zur Emitterschaltung trägt jetzt  $R_i$  voll zur Scherung der Exponentialkennlinie bei.

### 3.3 Verzerrungen bei stromabhängiger Stromverstärkung

#### 3.3.1 Transferverzerrung\*

Durch die Abhängigkeit

$$\beta_N = \frac{I_C}{I_E} = f(I_C) \quad (3.9)$$

bzw.

$$\beta_N = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\beta_N}{1 - \beta_N} = f(I_C) \quad (3.10)$$

wird nicht nur die durch die Nichtlinearität der Eingangskennlinie entstehende Verzerrung verändert, sondern es entsteht eine zusätzliche Verzerrung durch die nichtlineare Beziehung zwischen  $I_E$  und  $I_C$  bzw.  $I_B$  und  $I_C$ .

Bei sinusförmiger Basiseinströmung

$$i_b = \hat{i}_b \cos \omega_1 t \quad (3.11)$$

ist der Kollektor-Wechselstrom wegen des nichtlinearen Ladungstransfers verzerrt.

---

\* Dieser Abschnitt stützt sich auf die Veröffentlichung von RIVA et. al. [8].

$K_2$  und  $K_3$  können mit Hilfe der Gl. (1.19) und (1.20) berechnet werden.

Es ist

$$\frac{I_C}{I_B} = \beta_N = f(I_C) \quad (3.12)$$

$$\frac{dI_C}{dI_B} = \beta = f(I_C) \quad (3.13)$$

Damit ergibt sich:

$$F'' = \frac{d^2 I_C}{dI_B^2} = \frac{d\beta}{dI_B} = \frac{d\beta}{dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dI_B} = \beta \frac{d\beta}{dI_C} \quad (3.14)$$

$$F''' = \frac{d^3 I_C}{dI_B^3} = \frac{d}{dI_B} \left( \beta \frac{d\beta}{dI_C} \right) = \beta(1+\beta) \frac{d^2 \beta}{dI_C^2} \quad (3.15)$$

$$K_2(\text{Transfer}) = \frac{\hat{I}_B}{4} \cdot \frac{F''}{F'} = \frac{\hat{I}_B}{4} \cdot \frac{d\beta}{dI_C} \quad (3.16)$$

$$K_3(\text{Transfer}) = \frac{\hat{I}_B^2}{24} \cdot \frac{F'''}{F'} = \frac{\hat{I}_B^2}{24} (1+\beta) \frac{d^2 \beta}{dI_C^2} \quad (3.17)$$

Da die  $\beta$ -Werte zusätzlich spannungsabhängig sind, ist es möglich, durch die Wahl eines entsprechenden Ausgangswiderstandes eine Kompensation zu erreichen. Die Bedingung für  $K_2(\text{Transfer})$  lautet

$$\frac{d\beta}{dI_C} = 0 \quad (3.18)$$

Es ist aber

$$\frac{d\beta}{dI_C} = \frac{\partial \beta}{\partial I_C} + \frac{\partial \beta}{\partial U_{CE}} \cdot \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} = \frac{\partial \beta}{\partial I_C} + \frac{\partial \beta}{\partial U_{CE}} (-R_{L'N}), \quad (3.19)$$

so daß die Bedingung

$$\frac{\partial \beta}{\partial U_{CE}} = \frac{1}{R_{L'N}} \cdot \frac{\partial \beta}{\partial I_C} \quad (3.20)$$

erfüllt sein muß.



### 3.3.2 Eingangsverzerrung

Die im Abschnitt 3.2 durchgeführte Berechnung gilt für  $B_N = \text{const.}$ ; die folgende Betrachtung geht von einer Abhängigkeit  $B_N = f(I_C)$  aus.

Für die Emitterschaltung ergibt sich (s. Abschnitt 3.2)

$$U = U_T \ln \frac{I_E}{I_S} + I_B R_i + I_E R_E \quad (3.21)$$

Die relative harmonische Verzerrung  $K_2$  des Basisstromes kann mit den folgenden Ableitungen berechnet werden:

$$F' = \frac{dU}{dI_B} = \left( \frac{U_T}{I_E} + R_E \right) \cdot (1 + \beta) + R_i \quad (3.22)$$

$$F'' = \frac{d^2U}{dI_B^2} = - \frac{U_T}{I_E^2} (1 + \beta)^2 + \left( \frac{U_T}{I_E} + R_E \right) \beta \frac{d\beta}{dI_C} \quad (3.23)$$

Dabei wurde die Beziehung

$$\frac{dI_E}{dI_B} = \frac{dI_E}{dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dI_B} = \frac{\beta}{\alpha} = 1 + \beta \quad (3.24)$$

benutzt. Es ergibt sich

$$\begin{aligned} K_2 &= \frac{\hat{U}_1}{4} \cdot \frac{-F''}{F'^2} \\ &= \frac{\hat{U}_1}{4} \cdot \frac{U_T (1 + \beta)^2 - (U_T + R_E I_E) I_E \beta \frac{d\beta}{dI_C}}{[(U_T + I_E R_E)(1 + \beta) + I_E R_i]^2} \quad (3.25) \end{aligned}$$

Bei konstantem  $\beta$  fällt der zweite Zählerausdruck weg, es gelten dann die Ergebnisse des Abschnittes 3.2.

Bei positivem  $d\beta/dI_C$  kann  $K_2$  zu Null werden. Wenn  $R_E = 0$  ist, muß dazu

$$\beta \frac{d\beta}{dI_C} = \frac{(1 + \beta)^2}{I_E} \quad (3.26)$$

sein.

Es ist

$$\beta \frac{d\beta}{dI_C} = \beta \frac{d\beta}{dI_E} \cdot \frac{1}{\alpha} = \frac{\alpha\beta}{dI_E} (1+\beta) , \quad (3.27)$$

so daß für  $K_2 = 0$

$$\frac{\alpha\beta}{dI_E} = \frac{1+\beta}{I_E} \quad (3.28)$$

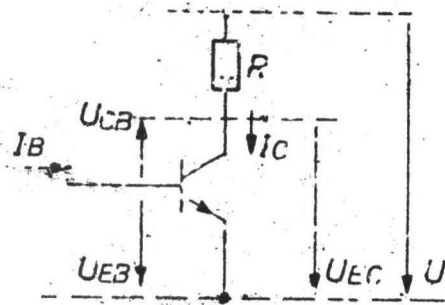
gelten muß:  $\beta$  müßte in dem Arbeitspunkt linear mit dem Emitterstrom anwachsen, wenn der Basisstrom unverzerrt sein soll. Diese Bedingung wird jedoch von keinem Transistor erfüllt, so daß bei positivem  $dB/dI_C$  eine vollständige Kompensation nicht möglich ist.

#### 4. Berechnung der Klirrdämpfung gesättigter Transistoren

---

##### 4.1 Die statische Kennlinie

Wird ein Transistor über einen Basisstrom  $I_B$  in die Sättigung gebracht, so nimmt die Emitter-Kollektorspannung einen kleinen Wert  $U_{EC}$  an, der mit den EBERS-MOLL-Gleichungen berechnet werden kann:



$$U_{EB} = U_T \cdot \ln \frac{I_{EB0} + I_B + I_C (1 - H_T)}{I_{EB0}} \quad (4.1)$$

$$U_{CB} = U_T \cdot \ln \frac{I_{CB0} + I_B H_N + (H_N - 1) I_C}{I_{CB0}} \quad (4.2)$$

Aus diesen Gleichungen ergibt sich mit der Beziehung

$$A_N \cdot I_{EBO} = A_I \cdot I_{CBO} \quad (4.3)$$

die am gesättigten Transistor abfallende Spannung\*

$$\begin{aligned} U_{EC} &= U_{EB} - U_{CB} \\ &= U_T \cdot \ln \frac{I_B + I_C(1-A_I)}{A_I(I_B - I_C(1-A_N)/A_N)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Mit

$$B_N = \frac{A_N}{1-A_N} \quad (4.5)$$

$$B_I = \frac{A_I}{1-A_I} \quad (4.6)$$

und den Abkürzungen

$$X = \frac{1-A_I}{1 + \frac{I_C}{I_B}(1-A_I)} = \frac{1}{B_I + 1 + \frac{I_C}{I_B}} \quad (4.7)$$

$$Y = \frac{1-A_N}{A_N - \frac{I_C}{I_B}(1-A_N)} = \frac{1}{B_N - \frac{I_C}{I_B}} \quad (4.8)$$

wird Gl. (4.4) zu

$$U_{EC} = U_T \ln \frac{B_N \cdot Y}{B_I \cdot X} \quad (4.9)$$

#### 4.2 Der differentielle Widerstand

Der differentielle Widerstand der Emitter-Kollektorstrecke wird bei konstanten Stromverstärkungen

$$B_N = \text{const.} \quad ; \quad B_I = \text{const.} \quad (4.10)$$

und konstanter Basiseinspeisung

$$I_B = \text{const.} \quad (4.11)$$

---

\* Bei inversem Betrieb müssen in allen Gleichungen  $A_I$  und  $A_N$  vertauscht sowie  $I_C$  durch  $I_E$  ersetzt werden.

zu

$$\gamma_{ec} = \frac{dU_{ec}}{dI_c} = \frac{U_T}{I_B} (x+y) \quad (4.12)$$

Ein minimaler Wert ergibt sich aus

$$\frac{d\gamma_{ec}}{dI_c} = 0 \quad (4.13)$$

also im Wendepunkt der Kennlinie:

$$\gamma_{ec(min)} = \frac{4U_T}{I_B} \frac{1}{B_N + B_I + 1} \quad (4.14)$$

Der Wendepunkt ist durch das Verhältnis

$$\frac{I_c}{I_B} = \frac{1}{2} (B_N - B_I - 1) \quad (4.15)$$

gekennzeichnet; diese Gleichung findet sich bereits bei BILOTTI [9]. Weiter gilt im Wendepunkt:

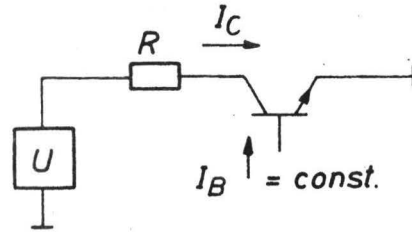
$$x = y$$

$$= \frac{2}{B_N + B_I + 1} \quad (4.16)$$

### 4.3 Relative harmonische Verzerrungen

#### 4.3.1 Spannungssteuerung

Zur Berechnung der relativen harmonischen Verzerrungen des über den Transistor fließenden Stromes (bei sinusförmiger Spannungsquelle) werden die Ableitungen der Kennlinie  $U = f(I_C)$  benötigt:



$$U = I_C \cdot R + U_{EC} \quad (4.17)$$

$$F' = \frac{dU}{dI_C} = R + r_{ec} = R + \frac{U_T}{I_B} (x+y) \quad (4.18)$$

$$F'' = \frac{d^2U}{dI_C^2} = -\frac{U_T}{I_B^2} (x^2 - y^2) \quad (4.19)$$

$$F''' = \frac{d^3U}{dI_C^3} = \frac{2U_T}{I_B^3} (x^3 + y^3) \quad (4.20)$$

Mit den Gleichungen (1.15) bis (1.17) ergeben sich die Ausdrücke

$$f' = \frac{dI_C}{dU} = \frac{I_B}{I_B R + U_T (x+y)} \quad (4.21)$$

$$f'' = \frac{d^2I_C}{dU^2} = U_T I_B \frac{x^2 - y^2}{[I_B R + U_T (x+y)]^3} \quad (4.22)$$

$$f''' = \frac{d^3I_C}{dU^3} = U_T I_B \frac{3U_T (x^2 - y^2)^2 - 2(x^3 + y^3)[I_B R + U_T (x+y)]}{[I_B R + U_T (x+y)]^5} \quad (4.23)$$

Es folgen daraus die Verhältnisse

$$\begin{aligned}
 K_2 &= \frac{\hat{u}_1}{4} \frac{f''}{f'} \\
 &= \frac{\hat{u}_1 \hat{u}_T}{4} \frac{x^2 - y^2}{[I_B R + \hat{u}_T(x+y)]^2} \\
 &= \frac{\hat{u}_1 \hat{u}_T}{4 I_B^2} \frac{x^2 - y^2}{(R + r_{ec})^2} \quad (4.24)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 K_3 &= \frac{\hat{u}_1^2}{24} \frac{f'''}{f'} \\
 &= \frac{\hat{u}_1^2 \hat{u}_T}{24} \frac{3 \hat{u}_T (x^2 - y^2)^2 - 2(x^3 + y^3) [I_B R + \hat{u}_T(x+y)]}{[I_B R + \hat{u}_T(x+y)]^3} \\
 &= \frac{\hat{u}_1^2 \hat{u}_T}{24 I_B^3} \frac{3 (\hat{u}_T / I_B) (x^2 - y^2)^2 - 2(x^3 + y^3) (R + r_{ec})}{(R + r_{ec})^3} \quad (4.25)
 \end{aligned}$$

Die Berechnung zeigt, daß die zweite Harmonische zu Null werden kann. Die Bedingung lautet:

$$x = y \quad \text{für } K_2 = 0 \quad (4.26)$$

Nach Abschnitt 4.2 ist diese Voraussetzung im Wendepunkt der  $U_{CE} - I_C$  - Kennlinie erfüllt. Auch bei der dritten Harmonischen ist eine Kompensation möglich; der entsprechende Arbeitspunkt ist nicht mit dem Wendepunkt identisch. Da i. a.  $K_2 > K_3$  bzw.  $K_2 \gg K_3$  gilt, empfiehlt es sich, den Arbeitspunkt in den Wendepunkt der Kennlinie des Transistorschalters zu legen, da dort gleichzeitig die zweite Harmonische zu Null wird und der differentielle Widerstand seinen Minimalwert annimmt.

Sonderfall:  $R = 0$

Im Gegensatz zu der reinen Spannungssteuerung bei Dioden sind  $K_2$  und  $K_3$  jetzt nicht mehr unabhängig vom Arbeitspunkt. Ein Vergleich mit den Gl. (2.16) und (2.17) ergibt die Beziehungen

$$K_2 = K_2/\text{Diode} \cdot F_2 \quad (4.27)$$

$$K_3 = K_3/\text{Diode} \cdot F_3 \quad (4.28)$$

mit den Multiplikatoren

$$\bar{F}_2 = \frac{x-y}{x+y} \quad (4.29)$$

$$\bar{F}_3 = 1 - \frac{6xy}{(x+y)^2} \quad (4.30)$$

Wird der Arbeitspunkt in den Wendepunkt ( $x = y$ ) gelegt, so ist  $K_2 = 0$ , die relative harmonische Verzerrung  $K_3$  verringert sich auf

$$K_3 = \frac{1}{2} K_3 / \text{Diode} \quad \text{für } K_2 = 0 \quad (4.31)$$

$K_3$  kann in zwei Arbeitspunkten zu Null werden:

$$\frac{x}{y} = 2 \pm \sqrt{3} \quad \text{für } K_3 = 0 \quad (4.32)$$

$K_2$  hat in beiden Arbeitspunkten der Gl. (4.32) den Wert

$$K_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} K_2/\text{Diode} \quad \text{für } K_3 = 0 \quad (4.33)$$

Sonderfall:  $R \gg r_{ec}$

Bei der Verwendung des gesättigten Transistors als Koppel-  
punkt in der Übertragungstechnik ist die Kreisimpedanz  
groß gegenüber dem differentiellen Widerstand  $r_{ec}$  des  
Transistors.

Die Gl. (4.24) und (4.25) führen dann auf

$$K_2 = \frac{\hat{U}_1 U_T}{4(I_C R)^2} \underbrace{\left(\frac{I_C}{I_B}\right)^2}_{\bar{F}_{2R}} (x^2 - y^2)$$

$$= K_{2/Diode} \cdot \bar{F}_{2R} \quad (4.34)$$

$$K_3 = \frac{\hat{U}_1^2 U_T}{12(I_C R)^3} \underbrace{\left(\frac{I_C}{I_B}\right)^3}_{\bar{F}_{3R}} \left( x^3 + y^3 - \frac{3}{2} \frac{(x^2 - y^2)^2}{I_B \cdot R} \right)$$

$$= K_{3/Diode} \cdot \bar{F}_{3R} \quad (4.35)$$

Wird der Arbeitspunkt in den Wendepunkt gelegt ( $x = y$ ), so wird die zweite Harmonische zu Null, der Multiplikator der dritten Harmonischen ergibt sich mit den Gl. (4.15) und (4.16) zu

$$\bar{F}_{3R} = 2 \left( \frac{B_N - B_I - 1}{B_N + B_I + 1} \right)^3 \quad (4.36)$$

Es empfiehlt sich also, einen Transistor zu nehmen, dessen normale und inverse Stromverstärkungen nicht zu sehr differieren. Bei diffundierten Transistoren ( $B_N \gg B_I + 1$ ) ist nach Gl. (4.36) im Wendepunkt sogar eine Verschlechterung gegenüber Dioden zu erwarten.

#### 4.3.2 Stromsteuerung

Bei sinusförmiger Stromaussteuerung entstehen Oberwellen der Spannung. Die Werte  $K_2^{(i)}$  und  $K_3^{(i)}$  können mit den Gl. (1.19), (1.20), (4.18 - 4.20) sofort angegeben werden:

$$K_2^{(i)} = \frac{\hat{I}_1}{4 I_B} (x - y) = K_{2/Diode}^{(i)} \bar{F}_{2I} \quad (4.37)$$

$$\bar{F}_{2I} = \frac{I_C}{I_B} (x - y)$$



$$\begin{aligned}
 K_3^{(ii)} &= \frac{\hat{I}_1^2}{12 I_B^2} (x^2 + y^2 - xy) \\
 &= K_{3/Diecke}^{(i)} \cdot \bar{F}_{3I} \\
 \bar{F}_{3I} &= \left( \frac{\hat{I}_1}{I_B} \right)^2 (x^2 + y^2 - xy) \quad (4.38)
 \end{aligned}$$

Wegen

$$\hat{U}_{1D} = \gamma_{ec} \hat{I}_1 = \frac{U_T}{I_B} (x+y) \hat{I}_1 \quad (4.39)$$

kann auch

$$K_2^{(ii)} = \frac{\hat{U}_{1D}}{4U_T} \frac{x-y}{x+y} \quad (4.40)$$

und

$$K_3^{(i)} = \frac{\hat{U}_{1D}^2}{12 U_T} \left( 1 - \frac{3xy}{(x+y)^2} \right) \quad (4.41)$$

geschrieben werden. Diese beiden letzten Formeln wurden - in anderer Schreibweise - vor kurzem von BILOTTI als Ergebnis einer Näherungsbetrachtung angegeben [10] .\*

$K_2^{(i)}$  ist mit dem bei reiner Spannungssteuerung ( $R = 0$ ) entstehenden Wert identisch (Gl. 4.27 und 4.29), jedoch unterscheiden sich die  $K_3$  - Werte außerhalb des Wendepunktes.

---

\* Der dort verwendete Symmetriefaktor S ist mit dem Quotienten x/y identisch.

## 5. Berechnung der Klirrdämpfung von pnpn-Schaltern

### 5.1 Statische Kennlinie und differentieller Widerstand

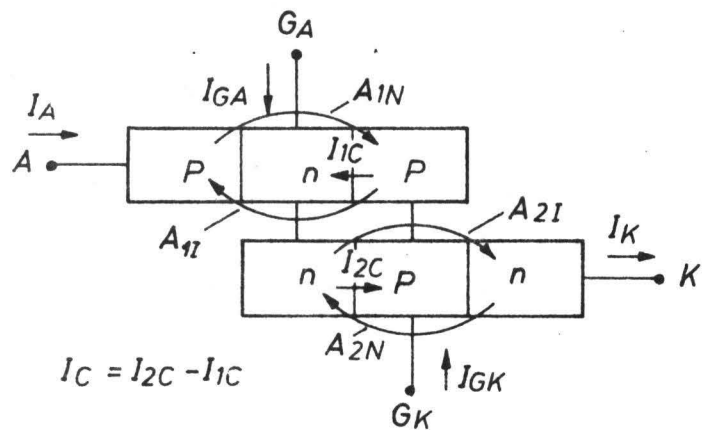
Vierschichtstrukturen sind geeignete Schalter für die Übertragungstechnik, da sie gute Durchlaß- und Sperr-eigenschaften mit einem oft geforderten Speicher-verhalten verbinden.

Bei Vernachlässi-gung der inversen Stromverstärkun-gen ( $A_{1I} \ll 1$ ,

$$A_{2I} \ll 1)$$

kann die nur die Diffusionsvorgän-ge an den einzelnen Feldzonen erfassen-de  $U_{AK} - I_K$  - Kenn-linie berechnet wer-

den. Mit den nebenstehenden Bezeichnungen ergibt sich für den Durchlaßbereich [7] :



$$U_{AK} = U_T \ln \frac{\bar{I}_K}{I_{RO}} \cdot \frac{1}{(A_{1N} + A_{2N} - 1) \frac{I_C}{I_A} - A_{1N} \frac{I_{GA}}{I_A} + A_{2N} \frac{I_{GK}}{I_A}} \quad (5.1)$$

$I_{RO}$  entspricht einem Reststrom; die Gleichung gilt angenähert sowohl für integrierte Schalter als auch für Compoundschalter (pnp-Transistor + npn - Transistor). Mit der Abkürzung

$$N = (A_{1N} + A_{2N} - 1) \frac{I_C}{I_A} - A_{1N} \frac{I_{GA}}{I_A} + A_{2N} \frac{I_{GK}}{I_A} \quad (5.2)$$

kann Gl. (5.1) auch in der Form

$$U_{AK} = U_T \left( \ln \frac{\bar{I}_K}{I_{RC}} - \ln N \right) \quad (5.3)$$

geschrieben werden.

Die statische Kennlinie entspricht im wesentlichen der Kennlinie einer einfachen Diode, nur für  $N \approx 0$  entstehen Abweichungen.

Bei konstanter Toreinströmung

$$I_{GA} = \text{const.} ; I_{GK} = \text{const.} \quad (5.4)$$

und bei Einführung der Kleinsignal-Stromverstärkungen

$$\alpha_{1N} = \beta_{1N} + I_A \frac{d\beta_{1N}}{dI_A} = \beta_{1N} + I_A \frac{d\beta_{1N}}{dI_K} \quad (5.5)$$

$$\alpha_{2N} = \beta_{2N} + I_K \frac{d\beta_{2N}}{dI_K} \quad (5.6)$$

wird der differentielle Widerstand

$$r_{ak} = \frac{dU_{AK}}{dI_K} = U_T \left( \frac{1}{I_K} - \frac{1}{N} \frac{dN}{dI_K} \right) \quad (5.7)$$

$$= U_T \left[ \frac{1}{I_K} + \frac{1}{I_A} \left( 1 - \frac{\alpha_{1N} + \alpha_{2N} - 1}{N} \right) \right] \quad (5.8)$$

Zur Berechnung der relativen harmonischen Verzerrungen müssen die höheren Ableitungen der statischen Kennlinie bekannt sein. Die entsprechenden Ergebnisse sind jedoch so unübersichtlich, daß im folgenden nur als Beispiel der  $K_2$  - Wert einer pnpn-Diode durchgerechnet wird. Die Beispiele sind auch für Trioden und Tetroden gültig, wenn die Torströme im Vergleich zum Kathodenstrom klein bleiben.

Mit

$$\bar{I}_A = \bar{I}_K = \bar{I} \quad (5.9)$$

und der Abkürzung

$$\Delta = \frac{\alpha_{1N} + \alpha_{2N} - 1}{\beta_{1N} + \beta_{2N} - 1} - 1 = \frac{(\alpha_{1N} - \beta_{1N}) + (\alpha_{2N} - \beta_{2N})}{\beta_{1N} + \beta_{2N} - 1} \quad (5.10)$$

wird Gl. (5.8) zu

$$r_{ak} = \frac{U_T}{I} (1 - \Delta) \quad (5.11)$$

Der Bereich negativer Kennlinie entsteht bei pnpn-Strukturen durch die Zunahme der Stromverstärkungen mit dem Strom, ( $A_{1N}, A_{2N} = f(I)$ ). Auch oberhalb des Haltestromes ist diese Stromabhängigkeit der A-Werte vorhanden, daher ist  $\Delta$  positiv, und der differentielle Widerstand des Vier-schichters ist kleiner als der einer Diode. Erst bei größeren Stromwerten bleiben die A-Werte relativ konstant, die Kleinsignalwiderstände von pn- und pnpn-Struktur unterscheiden sich nicht mehr, soweit nur die Diffusionsvorgänge betrachtet werden ( $\Delta \rightarrow 0$ ).

## 5.2 Harmonische Verzerrung $a_{K2}$

Liegt die pnpn-Diode in Reihe zu einem Widerstand R an einer Spannung U, so ergeben sich die folgenden Beziehungen:

$$U = IR + U_{AK} \quad (5.12)$$

$$U' = \frac{dU}{dI} = R + \frac{U_T}{I} (1 - \Delta) \quad (5.13)$$

$$U'' = \frac{d^2U}{dI^2} = -\frac{U_T}{I} \left( \frac{1 - \Delta}{I} + \frac{d\Delta}{dI} \right) \quad (5.14)$$

$$\begin{aligned} K_2 &= \frac{\hat{U}_1}{4} \cdot \frac{-U''}{U'^2} \\ &= \frac{\hat{U}_1 U_T}{4} \cdot \frac{1 - \Delta + I \frac{d\Delta}{dI}}{[U_T(1 - \Delta) + IR]^2} \end{aligned} \quad (5.15)$$

$K_2$  wird dann zu Null, wenn der Zählerausdruck verschwindet. Dazu muß

$$\frac{d\tau_{AK}}{dI} \rightarrow 0 \quad (5.16)$$

sein. Diese Bedingung ist nicht nur im Punkt minimaler Spannung erfüllt ( $\Delta=1$ ), sondern auch in einem zweiten Punkt, dem Wendepunkt der  $U_{AK} - I_K$  - Kennlinie oberhalb des Punktes minimaler Spannung. Zur Berechnung des entsprechenden Arbeitspunktes wäre die Kenntnis der Funktion  $\Delta = f(I)$  mit ihren Ableitungen erforderlich. Eine genaue Untersuchung ist jedoch nicht interessant, denn in Compoundkreisen liegen die Arbeitspunkte meist weit oberhalb des Haltestrombereiches. Andererseits ist bei integrierten Vierschichtstrukturen oft nicht der oben berechnete Diffusionsvorgang für den differentiellen Widerstand verantwortlich (s. nächsten Abschnitt).

### 5.3 Stromabhängige Bahnwiderstände als Verzerrungsursache

In integrierten Vierschichtstrukturen wird der resultierende differentielle Widerstand häufig nicht durch die pn-Übergänge, sondern durch Bahnwiderstände geprägt. Der wesentliche Anteil wird dabei durch die breite Halbleiterzone gebildet, die ein Kennzeichen der integrierten Schalter ist; sie unterstützt die Steuerfähigkeit der Stromverstärkungswerte und erhöht die Spannungsfestigkeit. Die breite Zone ist nur gering dotiert, die von zwei Seiten injizierten Ladungsträger bewirken eine starke Bahnwiderstandsmodulation [7].

Bei hohen Frequenzen stellt sich ein frequenzunabhängiger Wert ein, der mit zunehmendem Gleichstrom abnimmt. Entsprechende Messungen zeigten die Abhängigkeit

$$\tau_{AK} = \frac{c}{\sqrt{I_K}} \quad (5.17)$$

die einer Abhängigkeit  $U_{AK} \sim \sqrt{I_K}$  entspricht [7].\*

Damit gilt weiter:

$$\ddot{U}_{AK} = \frac{d r_{AK}}{d I_K} = \frac{-c}{2\sqrt{I_K^3}} \quad (5.18)$$

$$\ddot{\ddot{U}}_{AK} = \frac{d^2 r_{AK}}{d I_K^2} = \frac{3c}{4\sqrt{I_K^5}} \quad (5.19)$$

Mit den Gl. (1.8), (1.9), (1.15) und (1.16) ergibt eine kurze Rechnung

$$K_2 = \frac{\hat{U}_1}{8I_K} \cdot \frac{r_{AK}}{(r_{AK} + R)^2} \quad (5.20)$$

$$K_3 = \frac{\hat{U}_1^2}{32I_K^2} \cdot \frac{r_{AK} R}{(r_{AK} + R)^4} \quad (5.21)$$

Solange  $r_{AK} \ll R$  ist, wird

$$K_2 = \frac{\hat{U}_1}{8R^2} \cdot \frac{c}{I_K \sqrt{I_K}} \quad (5.22)$$

$$K_3 = \frac{\hat{U}_1^2}{32R^3} \cdot \frac{c}{I_K^2 \sqrt{I_K}} \quad (5.23)$$

Ein Vergleich mit den Gleichungen (2.20) und (2.21) zeigt, daß bei gleichen differentiellen Widerständen die  $K_2$  - bzw.  $K_3$  - Werte der Exponentialkennlinie um den Faktor 2 bzw. 2,67 (6 bzw. 8,5 dB) schlechter sind als bei Gültigkeit der Beziehung Gl. (5.17). Wird jedoch der Gleichstrom verdoppelt, so werden die Klirrdämpfungen  $a_{K2}$  bzw.  $a_{K3}$  bei der Exponentialbeziehung zwischen Spannung und Strom um 12 dB bzw. 18 dB, bei einer quadratischen Abhängigkeit jedoch nur um 9 dB bzw. 15 dB erhöht.

---

\* Auch bei tiefen Frequenzen besteht für den stromabhängigen Bahnwiderstand die Beziehung  $U_{AK} \sim \sqrt{I_K}$ , jedoch ist dieser Anteil dann durch die signalabhängigen Konzentrationsschwankungen so stark moduliert, daß er von dem resultierenden Diffusionswiderstand verdeckt wird. Bei sehr großen Strömen tritt jedoch die Abhängigkeit  $U_{AK} \sim \sqrt{I_K}$  auf [11].

## 6. Gültigkeitsbereich der Berechnungen

Die Berechnungen der relativen harmonischen Verzerrungen gehen von der statischen Kennlinie des betreffenden Bauteiles aus: eine Taylorentwicklung um den Arbeitspunkt des Halbleiters liefert mit dem ersten Term ein Kleinsignal-Ersatzbild, bei elektronischen Koppelpunkten also den differentiellen Widerstand. Bei Berücksichtigung weiterer Terme entstehen nichtlineare Modelle; die Nichtlinearitäten führen zu Verzerrungen. Alle Berechnungen setzen voraus, daß die entstehenden Oberwellen klein gegenüber der Grundwelle sind (Kleinsignalaussteuerung).

Da den Berechnungen jeweils die statische Kennlinie zugrunde liegt, gelten alle Beziehungen nur für den niederfrequenten Bereich; er umfaßt näherungsweise den Frequenzbereich, in dem der differentielle Widerstand des Koppelpunktes konstant bleibt, entsprechende Meßergebnisse für die bei den Klirrmessungen verwendeten Meßobjekte liegen vor [7]. Ein frequenzabhängiges Verhalten eines Halbleiters wird im Kleinsignal-Ersatzbild durch Ersatzkapazitäten und -induktivitäten erfaßt. Bei einer Taylorentwicklung muß dann berücksichtigt werden, daß diese C- und L-Elemente nichtlinear sind.

Da bei der Aufstellung der statischen Kennlinien nur Diffusionsvorgänge beachtet wurden, bleiben Bahnwiderstände unberücksichtigt; sie können dem Außenwiderstand  $R$  zugeschlagen werden, soweit sie konstant sind. Bahnanteile, die einer Bahnwiderstands-Modulation unterworfen sind, werden näherungsweise durch die Berechnung des Abschnittes 5.3 erfaßt.

## 7. Messungen

### 7.1 Meßverfahren

Der zu messende Koppelpunkt liegt in einer 75  $\Omega$  - Übertragungsstrecke. Der Sinusgenerator liefert eine klirrarmer Sinusspannung, die über seinen Innenwiderstand (75  $\Omega$ ), den Koppelpunkt und den Abschlußwiderstand (75  $\Omega$ ) einen Wechselstrom  $i$  treibt. Im Koppelpunkt überlagert sich dieser Strom dem Gleichstrom  $I$ , der über Drosseln zu- und abgeführt wird (s. Abb. 1). Die am Abschlußwiderstand entstehende Effektiv-Spannung wird selektiv gemessen, ein Spektrograph ermöglicht eine schnelle Übersicht über die Verteilung der Harmonischen.

Dem Sender wird ein Bandpaß nachgeschaltet, damit ein möglichst klirrarmeres Signal zur Verfügung steht. Bei der selektiven Messung der Harmonischen wird dem Eingang ein Hochpaß vorgeschaltet, der durch die Absenkung des Grundwellenpegels gegenüber den Harmonischen eine Übersteuerung des Empfängereinganges verhindert. Durch die Eichleitungen wird sichergestellt, daß sich alle Harmonischen voll ausbilden können. Bei vorgegebenem Signaleingangspegel  $p_e$  wurden die Klirrdämpfungen

$$\begin{aligned} a_{K2} &= p_1 - p_2 \\ a_{K3} &= p_1 - p_3 \\ \text{etc.} & \end{aligned} \quad (7.1)$$

bestimmt, die obere Meßgrenze lag bei etwa 85 - 90 dB. Alle Messungen wurden bei einer Meßfrequenz von 250 KHz durchgeführt. Einem am Koppelpunktseingang anliegenden Spannungspegel von 0dB entspricht eine Spannung von 0,775  $V_{\text{eff}}$  (s. Abb. 1), der Strom hat dann den Effektivwert  $775 \text{ mV} / (r [\Omega] + 75) [\text{mA}]$ .



## 7.2 Meßergebnisse

### 7.2.1 Dioden

Die Abbildung 2 zeigt den theoretischen Verlauf der Klirrdämpfungen  $a_{K2}$  und  $a_{K3}$  einer idealen Diode bei Zimmertemperatur ( $m = 1$ ;  $U_T = 26 \text{ mV}$ ). Den Rechenwerten liegen die Gleichungen (2.12) und (2.13), jedoch ohne die Näherung der Gl. (2.11), zugrunde,  $R$  entspricht der Gesamtimpedanz des Meßkreises:

$$R = 2Z = 150 \ \Omega. \quad (7.2)$$

Da der differentielle Widerstand klein gegenüber  $R$  ist, gelten die Abhängigkeiten

$$K_2 \sim \frac{\hat{U}_1}{I^2} \quad (7.3)$$

$$K_3 \sim \frac{\hat{U}_1^2}{I^3} \quad (7.4)$$

Die Abweichungen der  $a_{K2}$  - und  $a_{K3}$  - Funktionen der Abb. 2 vom geradlinigen Verlauf bei zunehmenden Signalpegeln treten auf, sobald sich die an der Diode anliegende Wechselspannung dem Wert der Temperaturspannung  $U_T$  nähert. Die Berechnungen können dann das Diodenverhalten nicht mehr richtig wiedergeben, da das Wechselstromsignal gleichgerichtet wird. Im Falle der Halbwellengleichrichtung ergibt eine Fourieranalyse

$$f(t) = \frac{H}{\pi} \left( 1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega_1 t + \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2\omega_1 t - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4\omega_1 t + \dots \right) \quad (7.5)$$

Eine dritte Harmonische tritt nicht mehr auf (vgl. Anstieg von  $a_{K3}$  in Abb. 4),  $a_{K2}$  wird zu 7.4 dB.

Die an drei unterschiedlichen Diodentypen\* vorgenommenen Klirrmessungen bestätigen die Abhängigkeiten entsprechend Gl. (7.3) und (7.4) (Abb. 3 und 4). Die Meßwerte der Diode BA 136 liegen etwa 3 dB schlechter als die Werte der idealen Diode, diese Differenz kann mit einem m-Faktor  $m \approx 1,4$  begründet werden. Bei den Ge-Dioden ist die Diskrepanz zwischen theoretischen Werten und Meßwerten bei kleinen Strömen gering, nimmt jedoch mit wachsendem Strom zu, da sich der differentielle Widerstand aus Diffusionswiderstand und Bahnwiderstand zusammensetzt; der letztere Anteil ist strom- und frequenzabhängig, er wird von der Rechnung, die von einem Exponentialverlauf der statischen Kennlinie ausgeht, nicht erfaßt. Die Diode AAY 28 zeigt bei größeren Strömen in der Umgebung der Meßfrequenz und der zweiten Harmonischen (250 KHz bzw. 500 KHz) ein stark induktives Verhalten (Anstieg des differentiellen Widerstandes mit der Frequenz, vgl. [7] ); in diesem Bereich ergeben sich niedrige Klirrdämpfungswerte.

### 7.2.2 pnpn-Strukturen

Die pnpn-Schalter zeigen im wesentlichen das gleiche Verhalten wie Dioden (Abb. 5 und 6, vgl. Abschnitt 5); nur die Klirrdämpfungswerte der integrierten Struktur BRY 20 liegen bei einem Kathodenstrom von 10 mA weit unterhalb der anderen Werte, weil der zu  $I_K = 10$  mA gehörende Arbeitspunkt im negativen Kennlinienbereich der statischen Kennlinie liegt; wegen der starken Verzerrungen ist ein Schalterbetrieb in diesem Gebiet nicht möglich.

Wichtige Unterschiede im Klirrverhalten werden aus der Abb. 7 ersichtlich: hier ist die Klirrdämpfung  $a_{K2}$  bei gleichbleibendem Signalpegel in Abhängigkeit vom Strom aufgetragen.

---

\* AAY 14 = Ge - Golddrahtdiode; BA 136 = Si-Planar-Epitaxie-Diode; AAY 28 = Ge - Spitzendiode.

Der Compoundschalter 2N 3904/2N 3906 zeigt ein reines Diodenverhalten mit  $m \approx 1.8$ , da Bahnwiderstandsmodulationen hier keine Rolle spielen. Die statische Kennlinie dieses aus Planar-Transistoren zusammengesetzten Compoundkreises wird durch den Diffusionsanteil und durch konstante Bahnwiderstände bestimmt. Aus der Betrachtung des 5. Abschnittes geht hervor, daß der Diffusionsanteil einer Diodencharakteristik entspricht. Bei der Messung des differentiellen Widerstandes ist diese Charakteristik kaum erkennbar, da der Verlauf  $r \sim 1/I$  durch konstante Bahnwiderstände verdeckt wird; hingegen wird die Klirrdämpfung durch zusätzlich vorhandene Bahnanteile  $r_B$  nicht beeinflußt, wenn  $r_B \ll R$  erfüllt ist.\*

Einen anderen Verlauf zeigen vor allem die Triode TSW 30C und die Tetrode TIC 26: eine Verdoppelung des Stromes bewirkt eine Erhöhung der Klirrdämpfung  $a_{K2}$  um nur 9 dB. Messungen des Frequenzganges des differentiellen Widerstandes zeigen, daß in dem Gebiet um 250 KHz eine Abhängigkeit

$$r = \frac{c}{\sqrt{I}}$$

besteht. Es gelten somit die Überlegungen des Abschnittes 5.3. Bei der Tetrode TIC 26 ergibt sich ein Wert  $c = 1.11$ , und es wird mit Gl. (5.22) bei Berücksichtigung eines festen Bahnwiderstandes  $r_B = 1 \Omega$ :

	$a_{K2}$ (Gl. 5.23)	$a_{K2}$ (Messung)
10 mA	47.6 dB	47.3 dB
25 mA	59.6 dB	60.4 dB
50 mA	68.6 dB	69.5 dB
100 mA	77.6 dB	78.5 dB

---

\* Ein Bahnanteil  $r_B = 5 \Omega$  bewirkt in einem Kreis mit  $R = 2Z = 150 \Omega$  eine Verbesserung der Klirrdämpfungen um weniger als 1 dB.

Die anderen Vierschichter zeigen ein nicht so ausgeprägtes Verhalten (gemäß der Kennlinien  $U \sim \ln I$  bzw.  $U \sim \sqrt{I}$ ). Da der Bahnanteil bei Erhöhung des Stromes stärker hervortritt, kann in der Kennlinie eines Bauteiles ein Übergang von der Abhängigkeit  $U = f(\ln I)$  auf die Abhängigkeit  $U = f(\sqrt{I})$  auftreten. Dieser Übergang wird auch in den  $a_{K2}$  - Verläufen der integrierten Schalter sichtbar. Die Klirrdämpfung der Tetrode BRY 20 ist bei allen Strömen gering, da der differentielle Widerstand in dem Frequenzbereich von 250 KHz bis zu etwa 2.5 MHz stark zunimmt (Bahnwiderstandsmodulation).

### 7.2.3 Gesättigte Transistoren

In den Sättigungszustand gesteuerte Transistoren sind sehr geeignete elektronische Wechselsignalschalter, da sie nur eine geringe Steuerleistung benötigen und kleine differentielle Widerstände besitzen, die zudem weitgehend frequenzunabhängig sind [7]. Die Klirrmessungen zeigen, daß die gesättigten Transistoren nur wenig Verzerrungen erzeugen (Abb. 8). Während bei Dioden theoretisch ein Maximalwert  $a_{K2} = 64$  dB bei 10 mA und - 20 dB Signalpegel (75  $\Omega$  - Kreis) erreichbar ist, ergeben sich bei Transistoren Werte über 80 dB. Wie die Gl. (4.34) zeigt, ist die relative harmonische Verzerrung  $K_2$  bei vorgegebenen Strömen  $I_B$  und  $I_C$  dem Ausdruck  $(x - y) \cdot (x + y)$  proportional. Im Wendepunkt der Sättigungskennlinie ( $x = y$ , s. Abschnitt 4.2) wird die Klirrdämpfung unendlich hoch; außerhalb des Wendepunktes wird derjenige Transistor die höchste Klirrdämpfung besitzen, dessen  $x$  - und  $y$  - Werte möglichst klein und möglichst gleich sind. Nach Gl. (4.7) und Gl. (4.8) treffen diese Forderungen für symmetrische Transistoren zu; daher zeigt der Transistor ASY 75 ( $B_I \approx B_N/2$ ) ein sehr viel besseres Klirrverhalten als die diffundierten Transistoren 2N 708 und 2N 3904 ( $B_I \ll B_N$ ).

Nach Abschnitt 4.3 muß die Klirrdämpfung  $a_{K2}$ , wenn sie bei vorgegebenem  $I_C$  in Abhängigkeit von  $I_B$  gemessen wird, ein Maximum durchlaufen. Die Abb. 9 zeigt entsprechende Meßergebnisse. Bei dem Ge-Transistor ASY 75 konnte kein Maximum gemessen werden, da hier die Grenze der Meßgenauigkeit erreicht wurde. Da dieser Transistor relativ symmetrisch ist, liegt der Wendepunkt in der Nähe des Nullpunktes des  $U_{EC} - I_C$  - Koordinatenkreuzes. Soll dieser Wendepunkt zu höheren Stromwerten verschoben werden, so sind dazu nach Gl. (4.15) sehr große Basisströme erforderlich; die entsprechenden  $a_{K2}$  - Werte liegen so hoch, daß sie nicht gemessen werden konnten. Im übrigen wäre es unzweckmäßig, solche Arbeitspunkte einzustellen, da bei symmetrischen Transistoren kleinster Durchlaßwiderstand und kleinster Klirrfaktor bei kleinen Strömen und sehr kleinen Steuerleistungen erreichbar sind.

Aus der Abb. 10 geht hervor, daß das  $a_{K2}$  - Maximum mit zunehmendem Kollektorstrom zu größeren Basisströmen wandert, das  $I_C/I_B$  - Verhältnis bleibt ungefähr gleich; die Höhe des maximalen  $a_{K2}$  - Wertes ergab sich in allen Fällen durch den Eigenklirr des Meßplatzes (etwa 85 - 90 dB). Die gute Übereinstimmung mit dem theoretischen Verlauf der Klirrdämpfung nach Gl. (4.34) wird aus der Abb. 11 ersichtlich.

Der Arbeitspunkt eines gesättigten Transistors sollte im Wendepunkt der Sättigungskennlinie liegen. Es zeigte sich, daß dieser Punkt aus Messungen des differentiellen Widerstandes nur ungenau bestimmt werden kann, da eine Verschleifung der Kennlinie durch Bahnwiderstände auftritt, während die Klirrdämpfung ein ausgeprägtes Maximum zeigt.

### 8. Abschlußbemerkung

Der Durchlaßwiderstand elektronischer Koppelpunkte sollte möglichst klein, linear und in dem interessierenden Frequenzbereich frequenzunabhängig sein. Nichtlinearitäten des differentiellen Widerstandes führen zu Verzerrungen des Signals. Hohe Klirrdämpfungswerte sind wünschenswert, vor allem bei Breitband-Koppelpunkten, wenn diese Trägerfrequenzgruppen schalten sollen. Da das Klirrverhalten solcher Koppelpunkte auch bei Übersteuerung gewisse Mindestanforderungen erfüllen soll, muß der Klirrdämpfungsverlauf in Abhängigkeit vom Signalpegel bekannt sein.

Die Messungen haben gezeigt, daß mit elektronischen Koppelpunkten hohe Klirrdämpfungen erreichbar sind. Dabei ist zu beachten, daß die Meßobjekte bei den vorliegenden Messungen in einer Übertragungsstrecke mit  $75 \Omega$  Wellenwiderstand gemessen wurden, d. h. die Koppelpunkte lagen in Reihe mit einem Innen- und Abschlußwiderstand von jeweils  $75 \Omega$ . Bei reiner Spannungs- oder Stromsteuerung werden die Klirreigenschaften sehr viel schlechter; andererseits bewirkt jede Verdoppelung des Wellenwiderstandes eine Erhöhung der Klirrdämpfung  $a_{K2}$  um 12 dB. Die Klirrdämpfung  $a_{K3}$  liegt immer oberhalb von  $a_{K2}$ .

Der Vergleich der Messungen mit den Rechnungen hat ergeben, daß es möglich ist, den Klirrdämpfungsverlauf mit einiger Genauigkeit zu berechnen. Abweichungen konnten mittels der an anderer Stelle veröffentlichten Frequenzgänge der differentiellen Widerstände gedeutet werden [7]. So wurde der in der genannten Veröffentlichung berechnete Kennlinienverlauf von pnpn-Strukturen durch die Klirrmessungen bestätigt, ebenso wurde auch die bei manchen Thyristoren im Gebiet höherer Frequenzen experimentell ermittelte Abhängigkeit  $r = f(1/\sqrt{I})$  im Klirrdämpfungsverlauf sichtbar.

Es zeigte sich, daß es mit genauen Klirrdämpfungsmessungen möglich ist, diejenigen an dem gesamten differentiellen Widerstand beteiligten Widerstandsanteile zu untersuchen, die stromabhängig sind; die konstanten Bahnwiderstände tragen nicht zur Klirrdämpfung bei, solange  $R \gg r$  ist.

Den Herren H. - P. LENZ und H. SCHREIBER danke ich für ihre Hilfe bei der Durchführung der Messungen.

## 9. Verzeichnis der wichtigsten Symbole

a	Dämpfung
$a_K$	Klirrdämpfung
$A_I$	Stromverstärkung, invers
$A_N$	Stromverstärkung, normal
$A_O$	Transportfaktor
$B_I$	Stromverstärkung, bezogen auf $I_B$ , invers
$B_N$	Stromverstärkung, bezogen auf $I_B$ , normal
c	Proportionalitätskonstante (Gl. 5.17)
$f', f'' \dots$	Ableitung einer Funktion $I = f(U)$
$F', F'' \dots$	Ableitung einer Funktion $U = f(I)$
F	Faktoren zu K
$\hat{i}$	Momentanwert eines Wechselstroms
$\hat{I}$	Scheitelwert eines Wechselstroms
I	Gleichstrom
$I_{CBO}$	Kollektor-Reststrom
$I_{EBO}$	Emitter -Reststrom
$I_{RO}$	Reststrom (pnpn-Schalter)
$I_S$	Sättigungsstrom, theor.
$I_S^*$	Sättigungsstrom, Meßwert
k	Klirrfaktor
K	Relative harmonische Verzerrung bei Spannungssteuerung
$K^{(i)}$	Relative harmonische Verzerrung bei Stromsteuerung
L	Diffusionslänge der Minoritäten
m	Faktor (bei pn-Übergängen); vgl. Gl. (2.2)
N	Abkürzung (Gl. 5.2)
r	differentieller Widerstand
$r_B$	konstanter Bahnwiderstandsanteil eines Koppelpunktes
$r_{BB'}$	innerer Basiswiderstand bei Transistoren

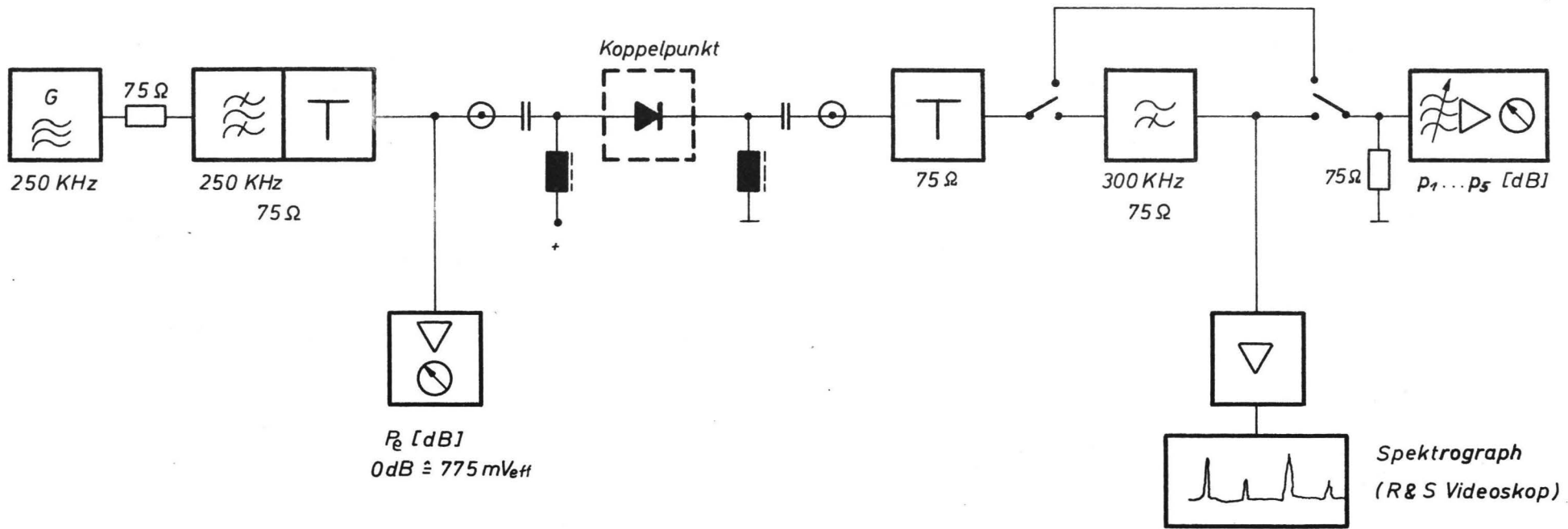


R	Gesamtwiderstand im Meßkreis (ohne Koppelpunkt)
$R_{L\sim}$	Wechselstrom-Lastwiderstand
u	Momentanwert einer Wechselspannung
$\hat{U}$	Scheitelwert einer Wechselspannung
U	Gleichspannung
$U_D$	Diodenspannung (am pn-Übergang)
$\hat{U}_{1D}$	Scheitelwert der Diodenspannung (1. Harmonische)
$U_T$	Temperaturspannung: $U_T = KT/e$
w	Basisbreite
x	Abkürzung (Gl. 4.7)
y	Abkürzung (Gl. 4.8)
Z	Wellenwiderstand
$\alpha$	Kleinsignal-Stromverstärkung
$\beta$	Kleinsignal-Stromverstärkung, bezogen auf Basisstrom
$\Delta$	Abkürzung (Gl. 5.10)
$\omega$	Signal-Kreisfrequenz

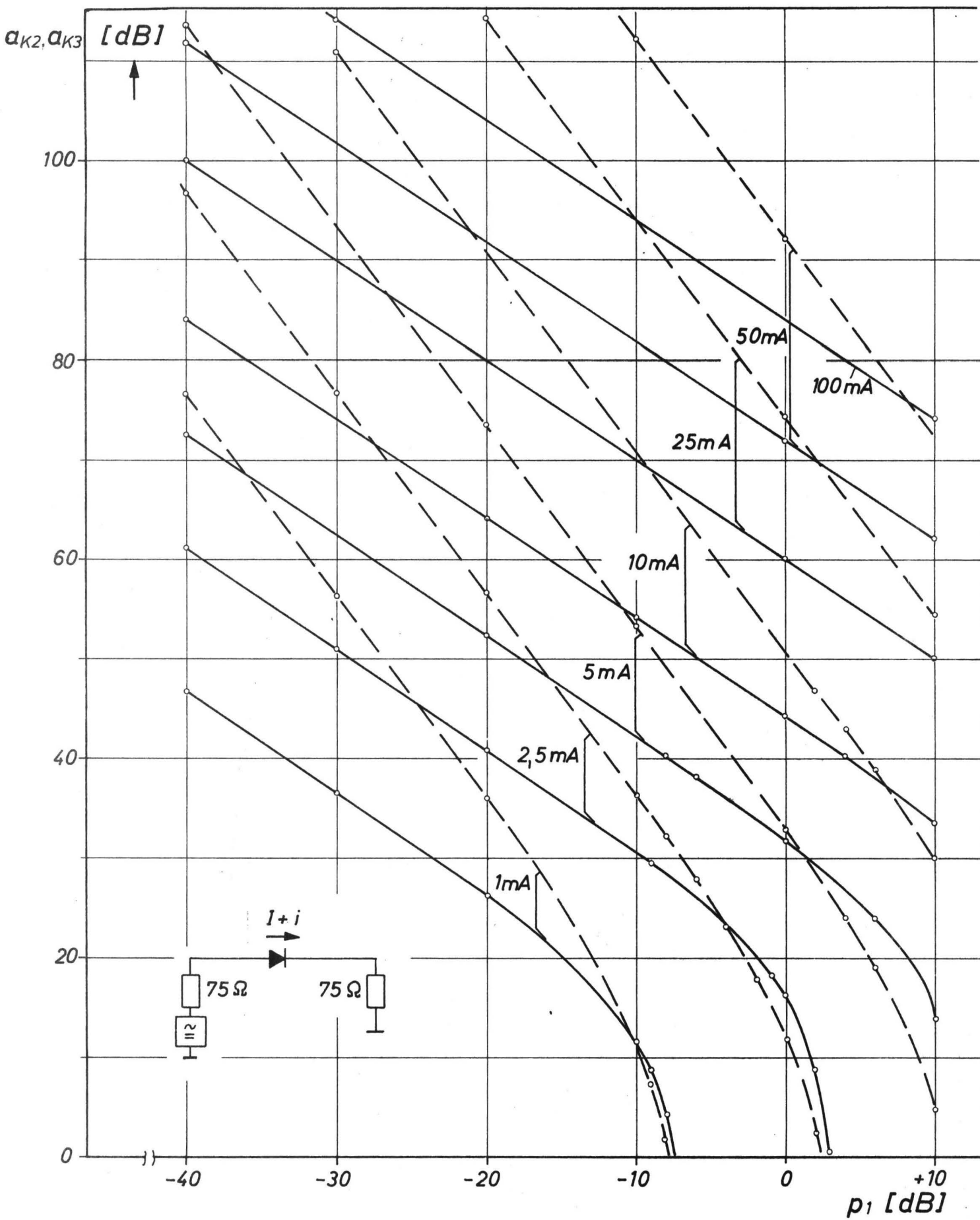
10. Literatur

- 1 C. T. Sah  
R. N. Noyce  
W. Shockley  
Carrier generation and recombination in p-n-junctions and p-n-junction characteristics. Proc. IRE 45 (1957), S. 1228-1242
- 2 W. Guggenbühl  
M. J. O. Strutt  
W. Wunderlin  
Halbleiterbauelemente, Band I. Birkhäuser Verlag Basel und Stuttgart 1962
- 3 D. P. Lieb  
B. D. Jackson  
C. D. Root  
Abrupt junction diode theory. IRE Trans. on Electr. Dev. ED-9 (1962), S. 143 - 153
- 4 G. Meyer - Brötz  
K. Felle  
Die nichtlinearen Verzerrungen im Transistorverstärker. Elektron. Rundschau 10 (1957), S. 297 - 301
- 5 H. Lotsch  
Übersicht über die nichtlinearen Verzerrungen in Transistorstufen, einschl. der Kreuzmodulation. AEÜ Band 14 (1960), H. 5, S. 204 - S. 216
- 6 M. Akgün  
M. J. O. Strutt  
Nichtlineare Verzerrungen einschließlich Kreuzmodulation in Hochfrequenztransistoren. AEÜ Band 13 (1959), H. 6, S. 227 - 242
- 7 P. Noll  
Das Durchlaß- und Sperrverhalten elektronischer Breitband-Koppelpunkte. Dissertation, 1969, TU Berlin
- 8 G. M. Riva  
P. J. Bénêteau  
E. Dalla Volta  
Amplitude distortion in transistor amplifiers. Proc. IEE 111 (1964), S. 481 - S. 490

- 9     A. Bilotti           Normalized low level characteristics of a saturated transistor. Proc. IEEE, Vol. 54 (1966), S. 405 - 407, Correspondence
- 10    A. Bilotti           Harmonic distortion of a saturated transistor. Electronics Letters, Vol. 3 (1967), Oct., S. 452 - 453
- 11    M. Otsuka            The forward characteristics of thyristors. Proc. IEEE, Vol. 55 (1967), S. 1400 - 1408



Messung der Klirrdämpfung elektronischer Koppelpunkte

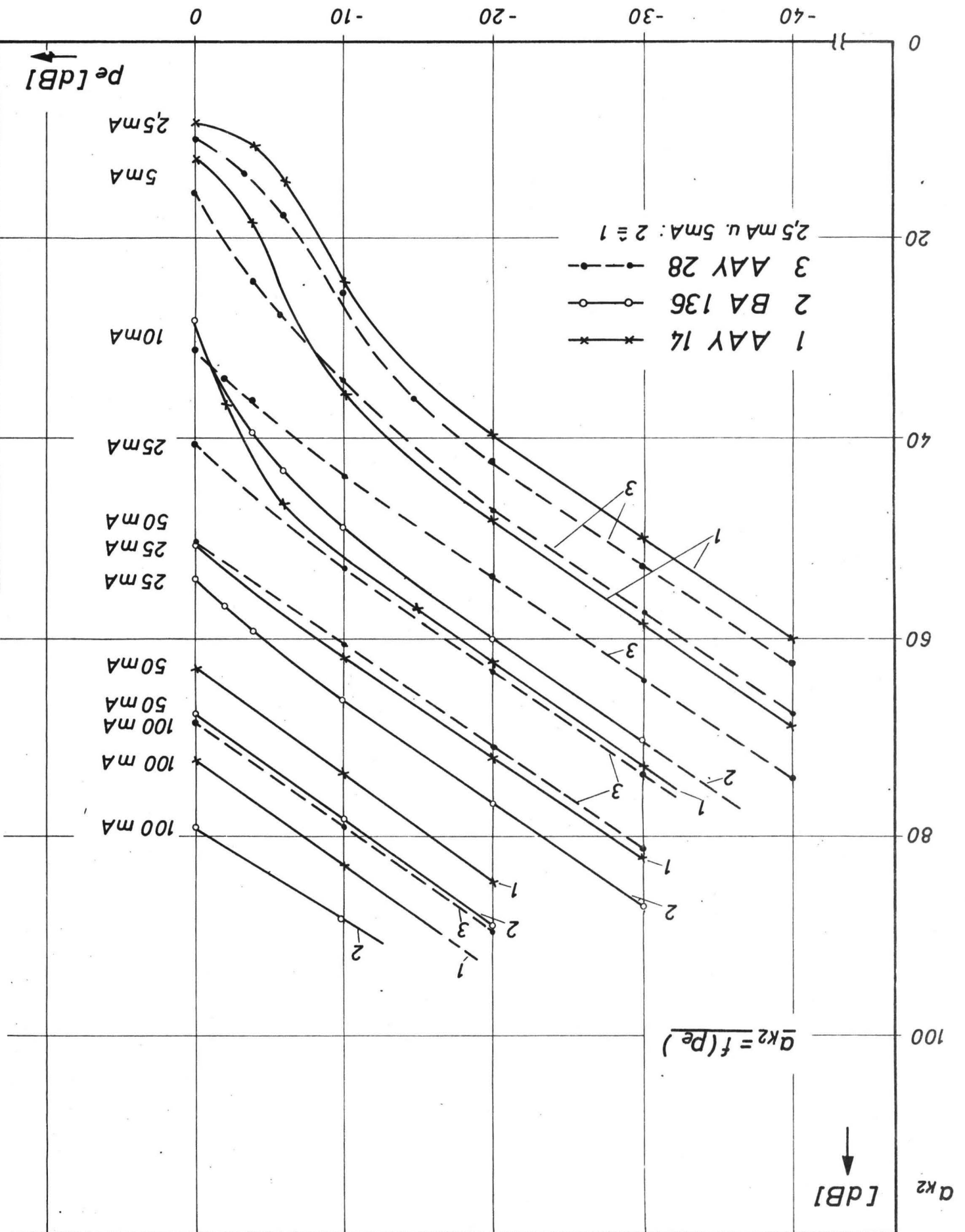


$a_{K2}$  (—),  $a_{K3}$  (-----) =  $f(p_1)$

Gerechnete Werte für eine Diode  
 $Z = 75 \Omega$ ;  $m=1$ ; Parameter:  $I$ .  
 $p_1 = 0 \text{ dB} \hat{=} \hat{U}_1 = 1,55 \text{ V}_{\text{eff}} \text{ (EMK)}$

Abb. 2

Abb. 3



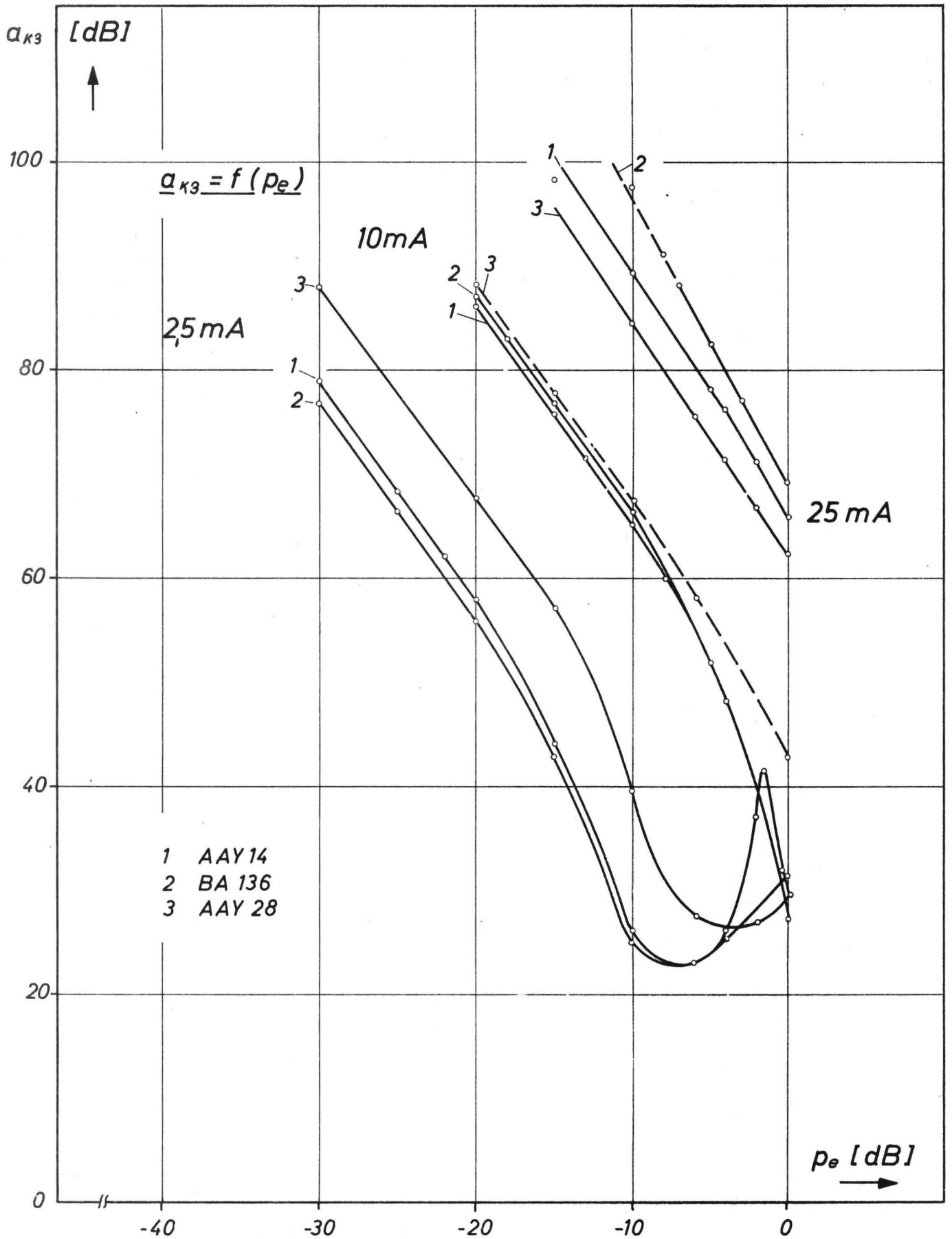
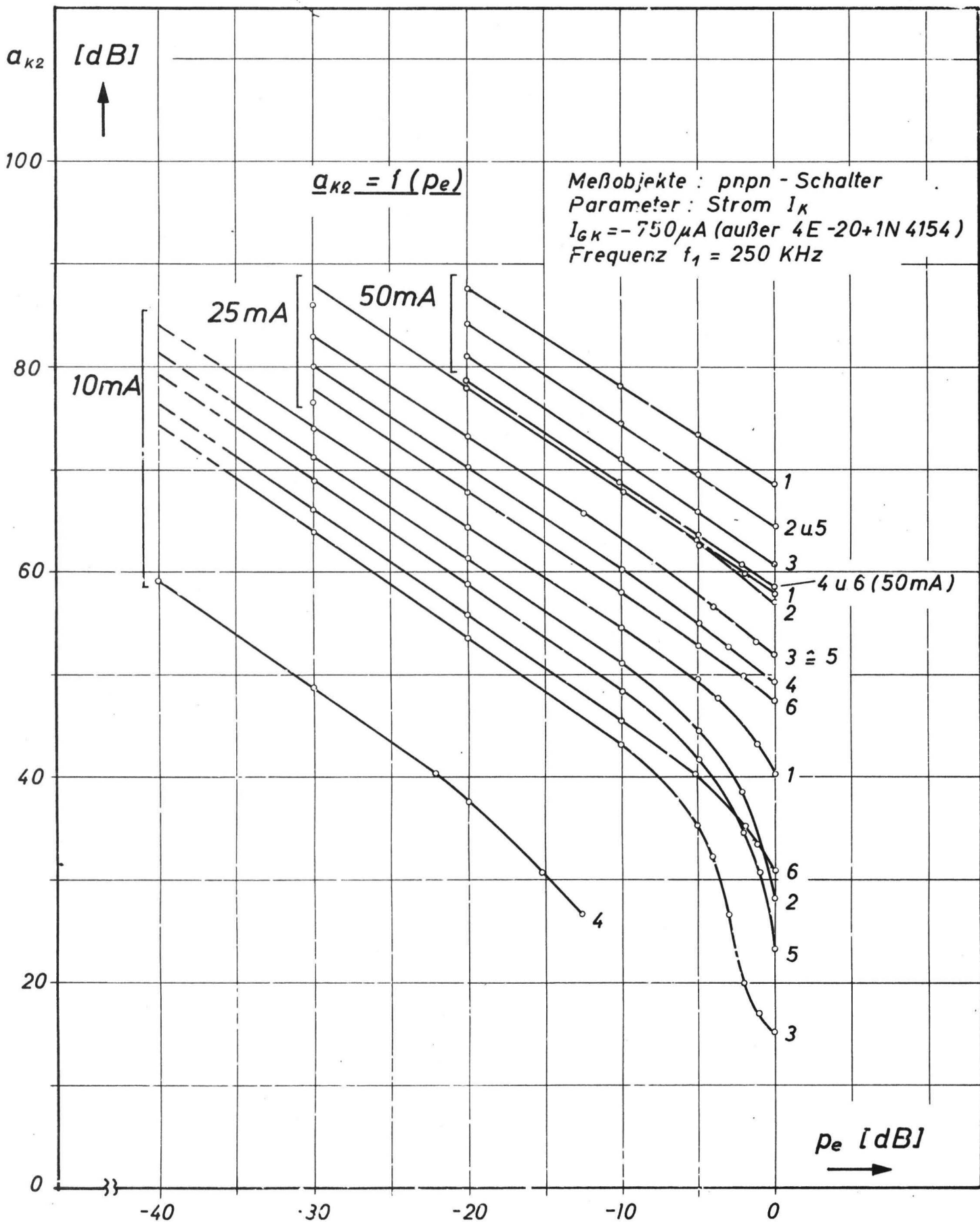


Abb. 4



1 3P 1021  
 2 BPY 21/2N 3906  
 3 4E 20+1N 4154

4 BRY 20  
 5 2N 3904 / 3906  
 6 3N 81

Abb. 5



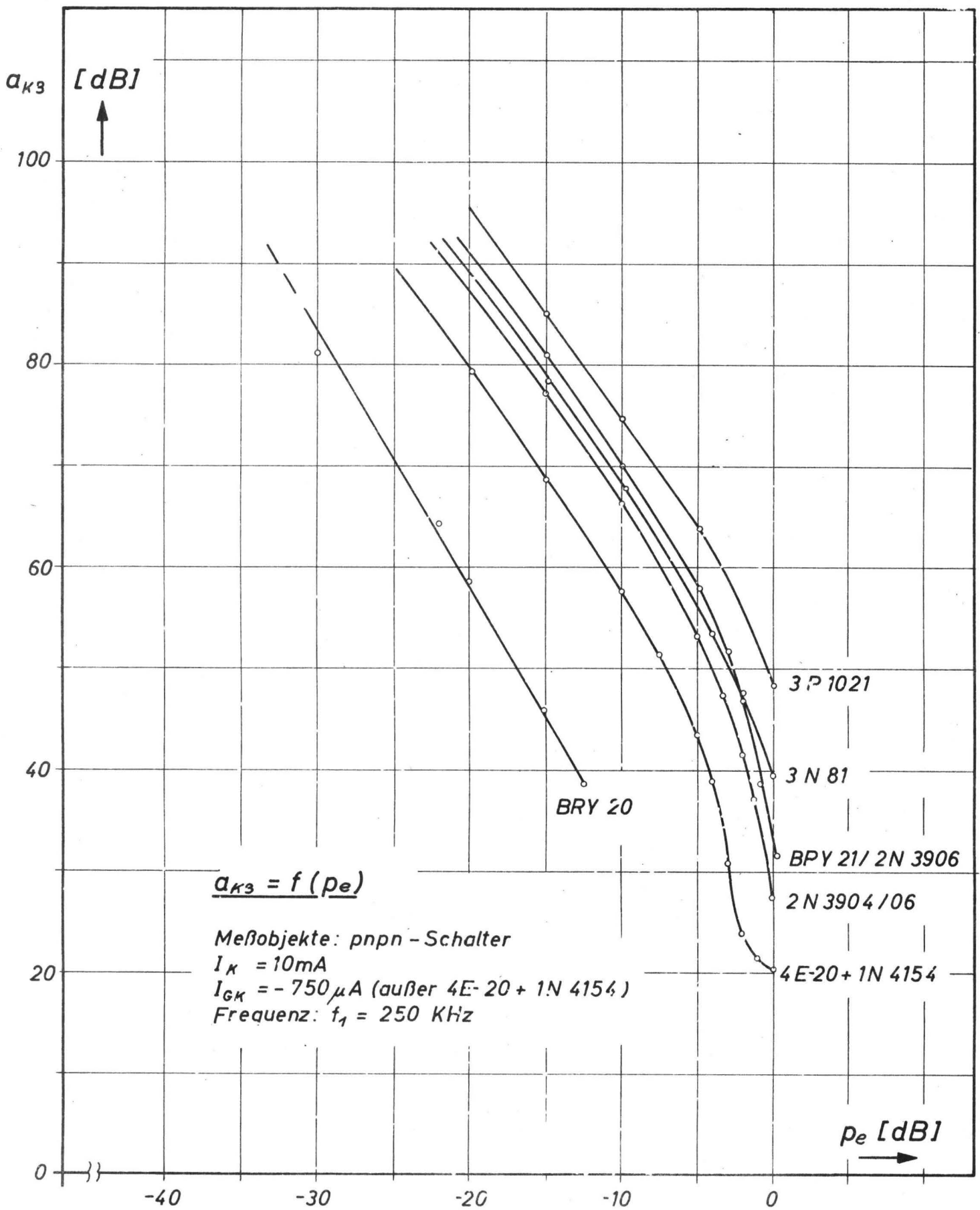


Abb. 6

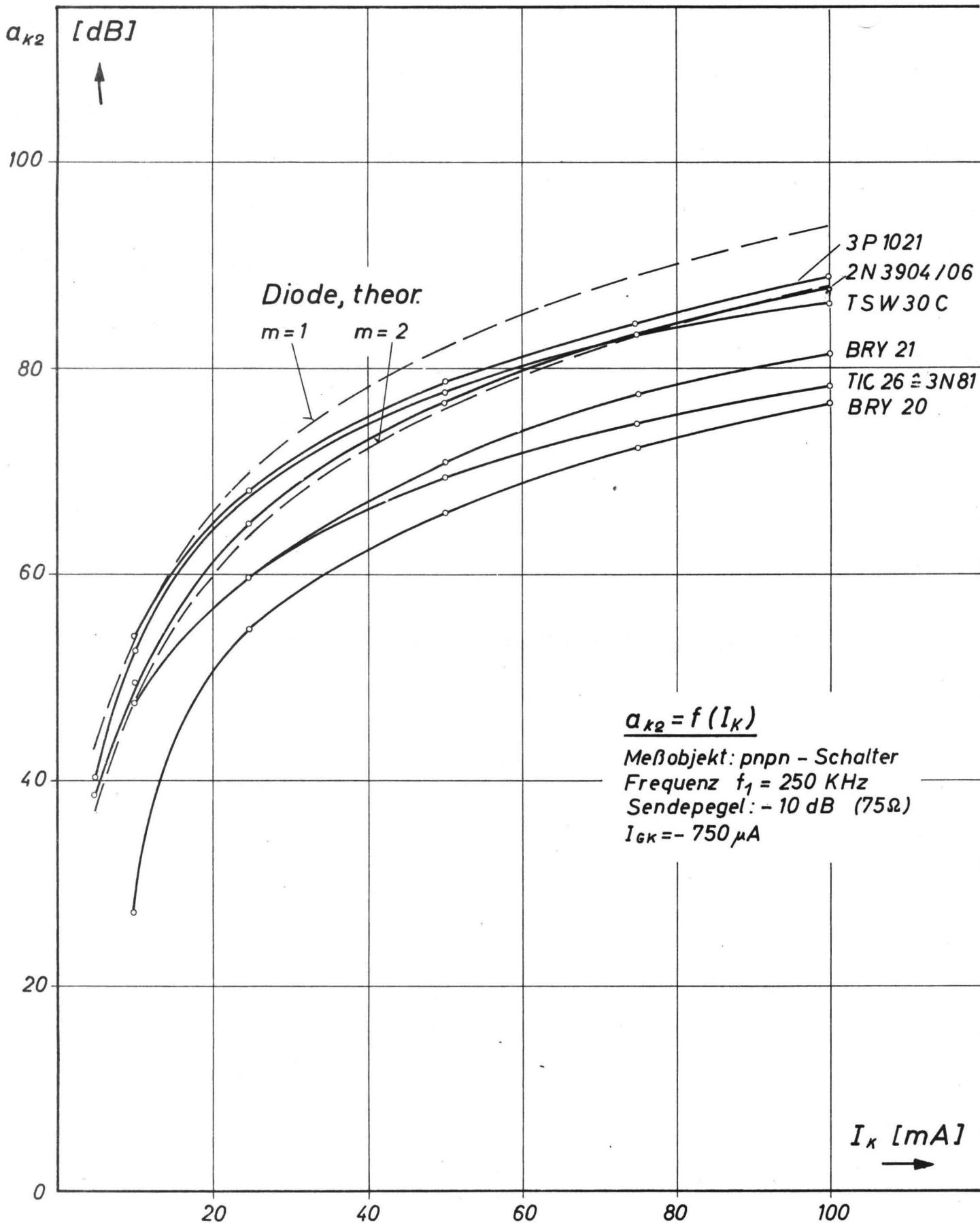


Abb. 7

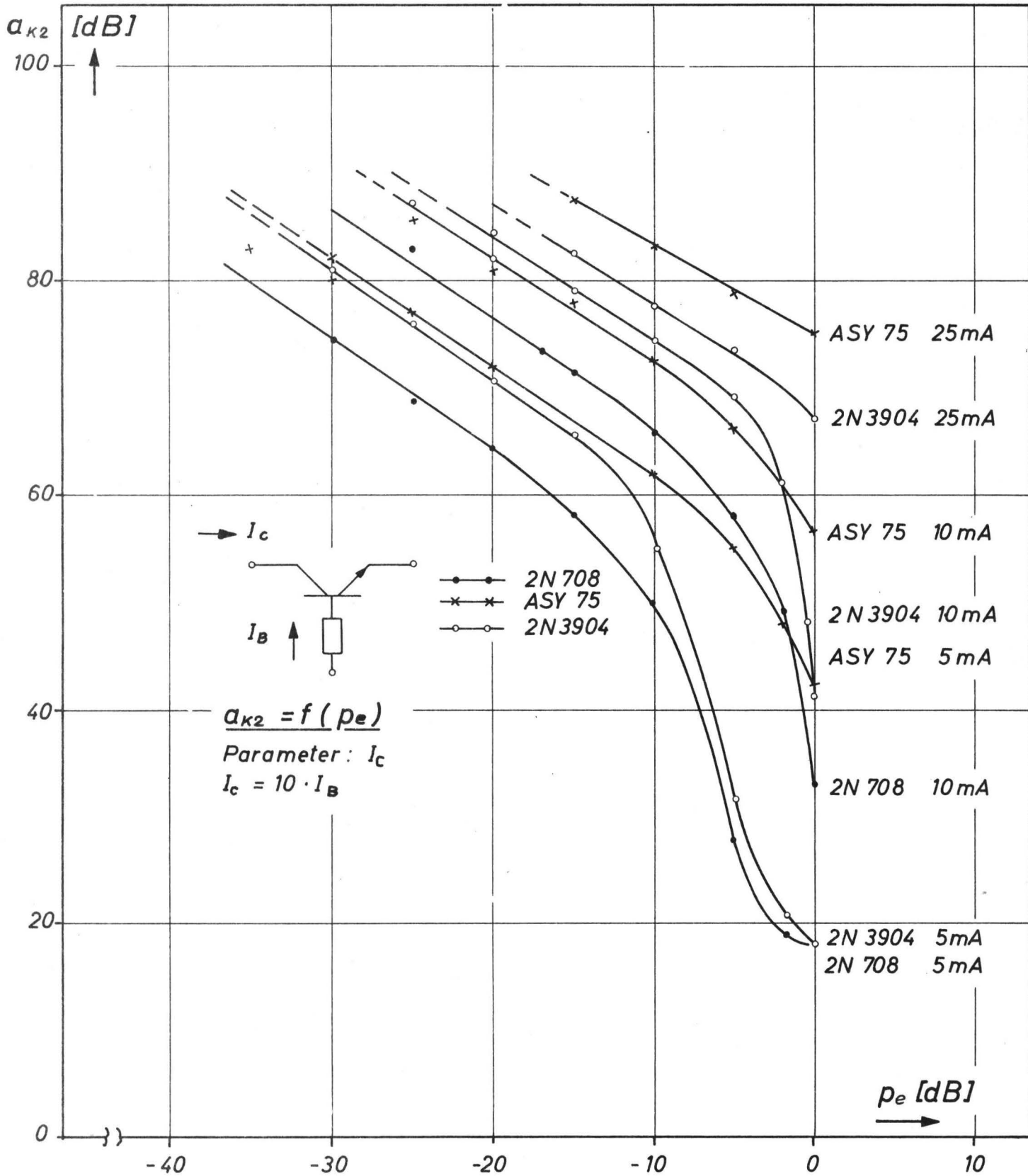
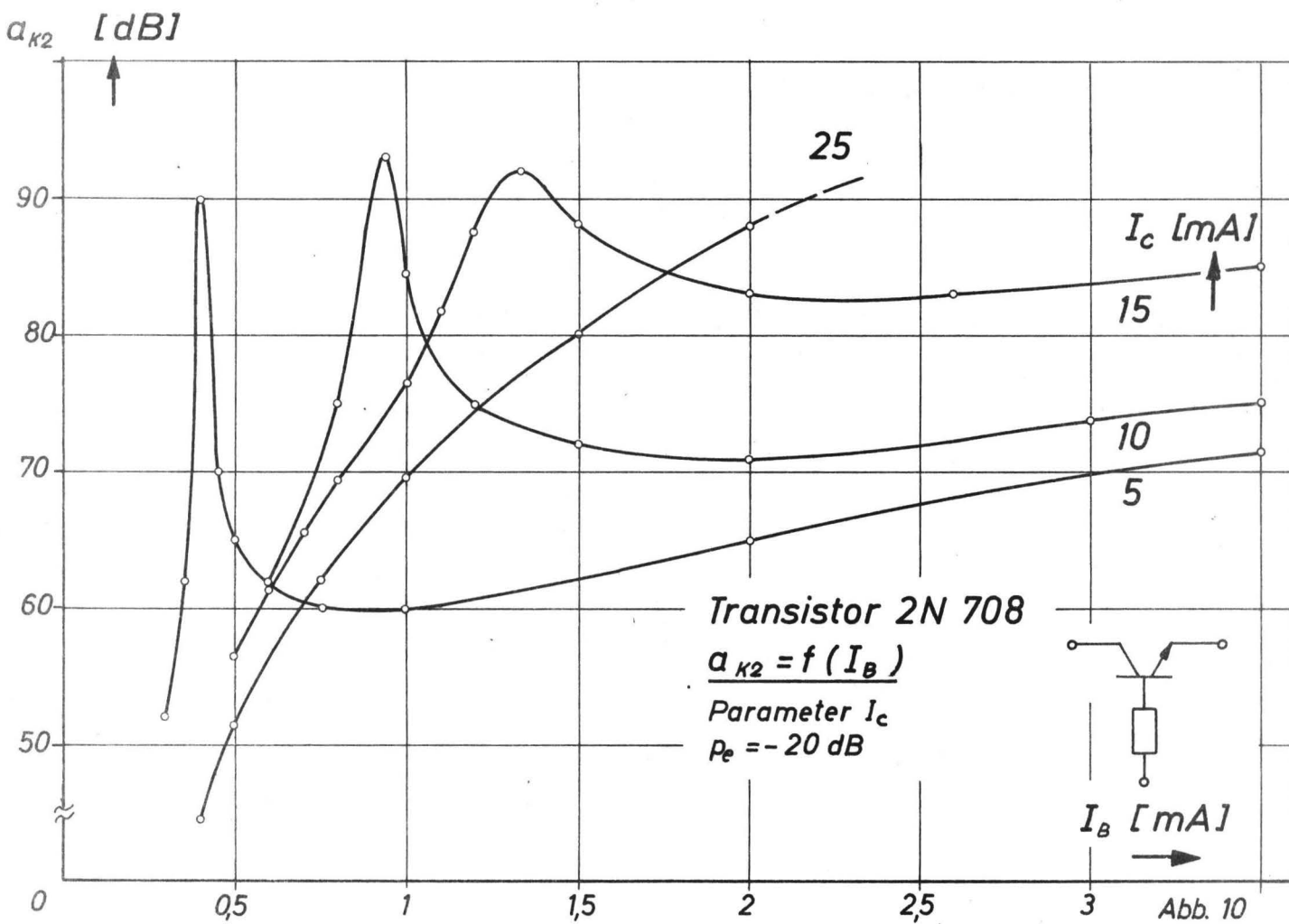
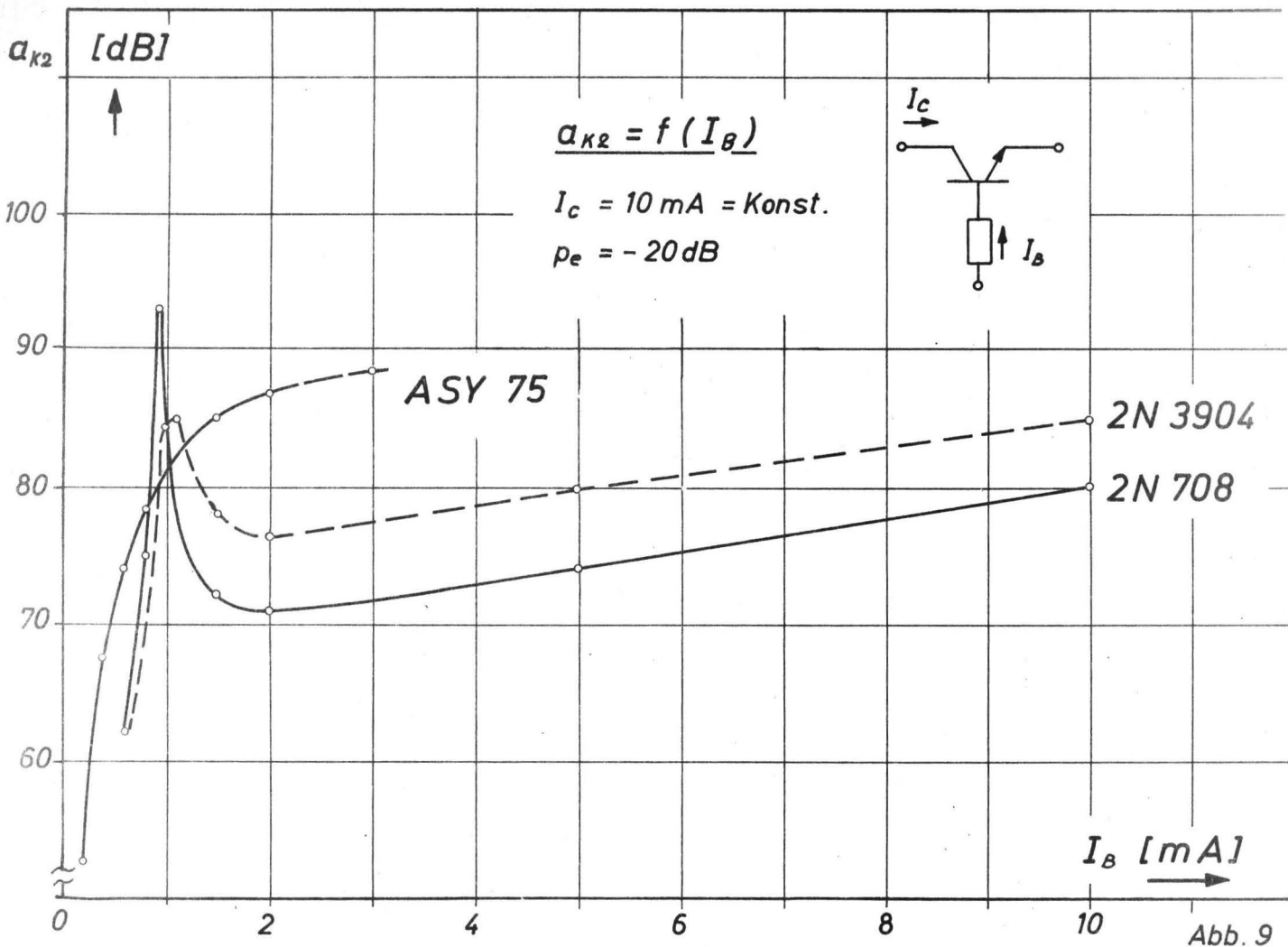
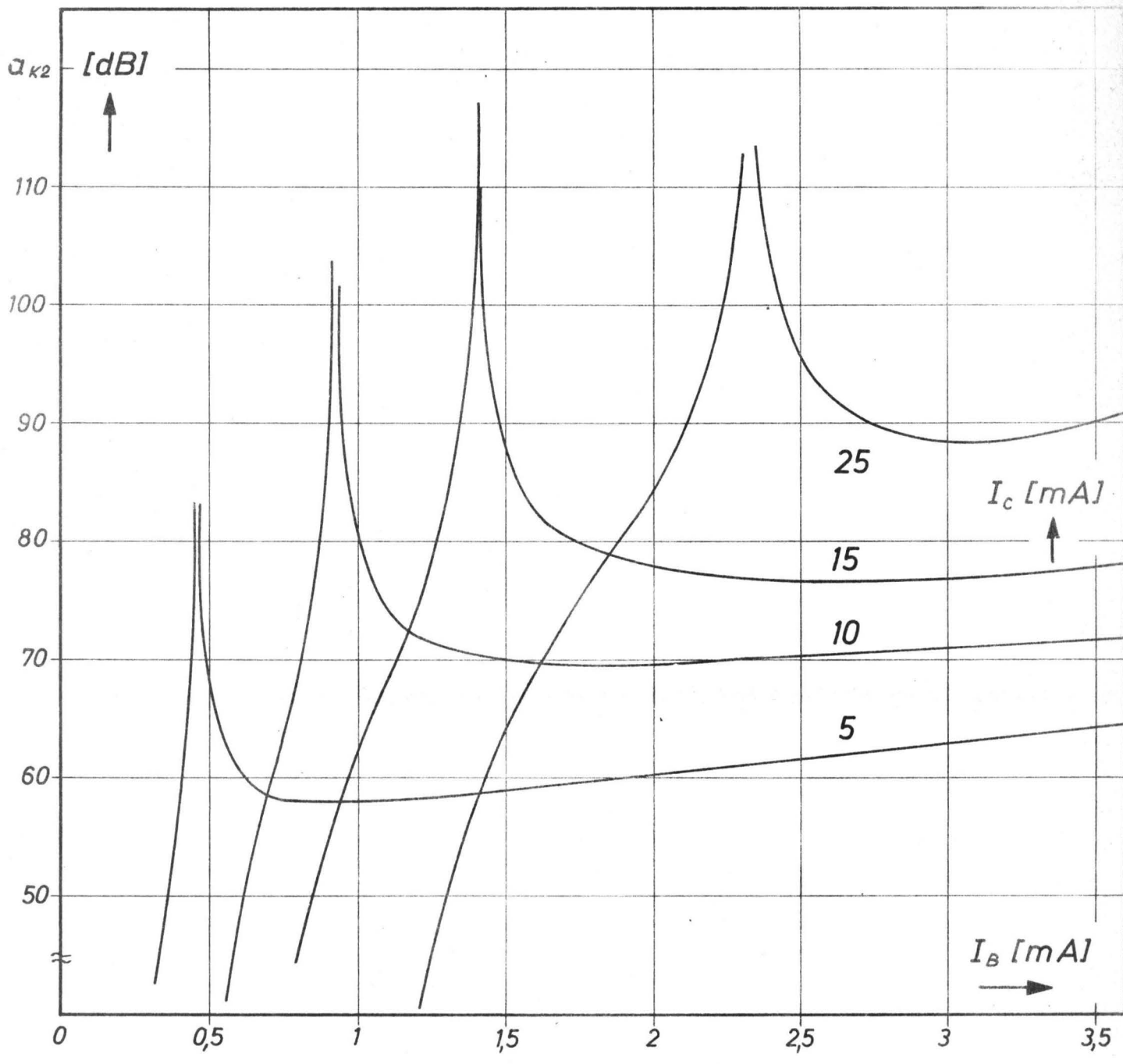


Abb. 8





Gesättigter Transistor  
 $a_{K2} = f(I_B)$ , theoretischer Verlauf  
 Parameter :  $I_c$   
 $\rho_e = -20 \text{ dB}$ ;  $R = 2Z = 150 \Omega$   
 $B_N = 23$ ,  $B_I = 1,5$

