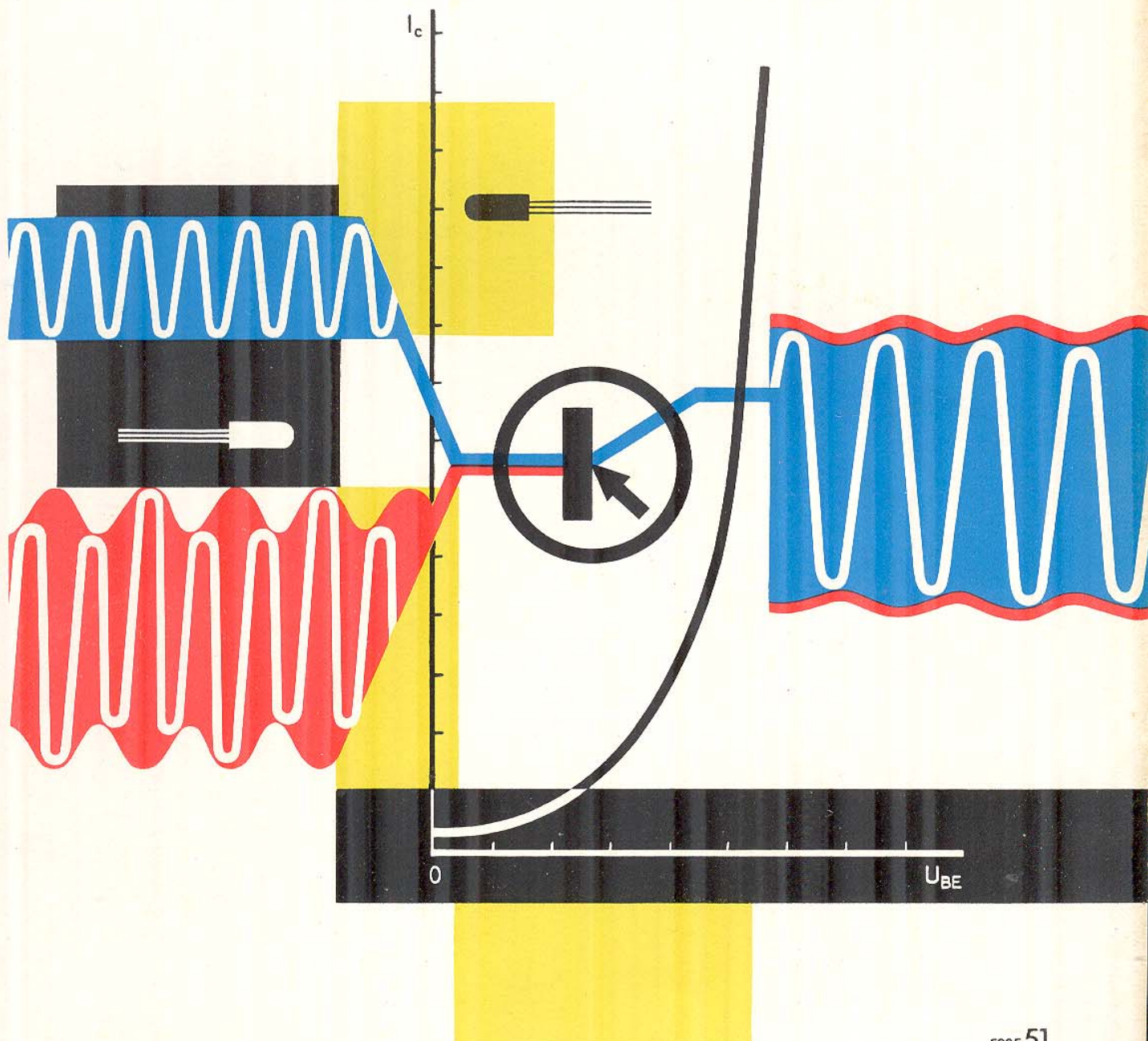


# TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

## Untersuchung des Kreuzmodulationsverhaltens von HF-Transistoren



5905 51

Übersicht über die bisher herausgegebenen Telefunken-Röhrenmitteilungen für die Industrie gibt Ihnen das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit vom technischen Kundendienst der TELEFUNKEN GmbH., Röhrenvertrieb Ulm-Donau, Söflinger Str. 100, nachgefordert werden.

---

**Diese Mitteilung dient nur zu Ihrer Information. Nachdruck (auch auszugsweise) bedarf unserer Zustimmung  
Lizenz- und Schutzrechtsfragen liegen außerhalb dieser techn. Information.**

Printed in Western Germany



## UNTERSUCHUNG DES KREUZMODULATIONSVERHALTENS VON HF - TRANSISTOREN

### EINLEITUNG

Im ersten Abschnitt dieser Röhrenmitteilung werden die Kreuzmodulationseigenschaften von HF-Transistoren theoretisch aus der Steuerkennlinie  $I_c = f(U_{BE})$  ermittelt.

Genau wie bei Röhren ist auch bei Transistoren die Krümmung der Steuerkennlinie maßgebend für die Kreuzmodulation. Von besonderem Einfluß auf den Verlauf der Steuerkennlinie und damit auf das Kreuzmodulationsverhalten sind bei Transistoren jedoch der Basiswiderstand  $r_b$  und der Innenwiderstand des Generators, aus dem der Transistor seine Steuerwechselspannung bezieht.

Der zweite Abschnitt beschreibt Meßapparatur und Meßergebnisse. Die Messungen wurden zunächst an den Mittelwellentransistoren OC 612 und OC 613 durchgeführt. Sie sind von grundlegender Bedeutung für alle HF-Transistoren spezielle Meßergebnisse an den neu herausgekommenen Transistoren für KW und UKW werden in einer späteren Röhrenmitteilung veröffentlicht.

### 1. DEFINITION DER KREUZMODULATION

In einem mit Transistoren bestückten HF-Verstärker kann - genau so wie in einem mit Röhren bestückten Verstärker - als Folge einer nichtlinearen Kennlinie Kreuzmodulation auftreten. Man versteht darunter die Erscheinung, daß bei Empfang eines im allgemeinen schwachen Senders ("Nutzsenders") die Modulation eines viel stärkeren, auf einer anderen Frequenz arbeitenden Senders ("Störsenders") gehört wird, während man ohne das Vorhandensein der Trägerwelle des Nutzsenders die Störmodulation nicht hört. Diese Störung ist daher durch eine noch so gute Selektion der Zwischenfrequenzfilter nicht zu beseitigen.

Von einem guten Verstärker verlangt man eine möglichst lineare Beziehung zwischen Eingangss- und Ausgangssignal. Eine nur schwach gekrümmte Kennlinie läßt sich bereits durch wenige Glieder einer Potenzreihe gut annähern [1], [2]

$$I = I_0 + aU + bU^2 + cU^3 + \dots \quad (1)$$

$$a = \frac{dI}{dU} : \quad \text{Steilheit der Arbeitskennlinie im Arbeitspunkt (dyn. Steilheit)}$$

$$2! b = \frac{d^2I}{dU^2} : \quad \text{Krümmung der Arbeitskennlinie im Arbeitspunkt}$$

$$3! c = \frac{d^3I}{dU^3} : \quad \text{Krümmung der "Steilheitskennlinie" im Arbeitspunkt}$$

#### 1.1 Kreuzmodulationsfaktor

Als Steuerspannung wird für die Untersuchung der Kreuzmodulation die Summenspannung aus einem unmodulierten Nutzsinal  $U_N = \hat{u}_N \cos ht$  und einem modulierten Störsignal  $U_S = \hat{u}_S \cos st \cdot (1 + m_S \cdot \cos n_S t)$  sowie einer Gleichspannung  $U_0$  angesetzt:

$$U = U_0 + \hat{u}_N \cos ht + \hat{u}_S \cos st (1 + m_S \cos n_S t) \quad (2)$$

Der Ausgangskreis ist auf die Nutzfrequenz  $\frac{h}{2\pi}$  abgestimmt, deshalb erzeugt nur der in der Nähe dieser Frequenz liegende Ausgangsstrom eine Spannung. Er hat die Form

$$I_{NS} = a \hat{u}_N \cos ht + \frac{3}{2} c m_S \hat{u}_N \hat{u}_S^2 \cos (h + n_S) \cdot t + \frac{3}{2} c m_S \hat{u}_N \hat{u}_S^2 \cos (h - n_S) t \quad (3)$$

bzw. nach Umformung:

$$I_{NS} = a \hat{u}_N \cos ht (1 + 3 \frac{c}{a} m_S \hat{u}_S^2 \cos n_S t) \quad (3a)$$

Der Ausgangsstrom ist also mit der Modulationsfrequenz  $\frac{n_S}{2\pi}$  des Störsenders moduliert, d.h. die Modulation des Störsenders ist infolge der Nichtlinearität der Kennlinie auf den Nutzstrom übertragen.

Ist das Nutzsinal selbst mit einer Frequenz  $\frac{n_N}{2\pi}$  moduliert, so ist der Ausgangsstrom des Nutzsignals bei fehlendem bzw. unmoduliertem Störsignal:

$$I_N = a \hat{u}_N \cos ht (1 + m_N \cos n_N t) \quad (4)$$

Als Maß für die Kreuzmodulation benutzt man das Amplitudenverhältnis  $K$  der Hüllkurven  $I_{NS}$  und  $I_N$

$$K = 3 \frac{c}{a} \frac{m_s}{m_N} \hat{u}_s^2 \quad (5)$$

Man bezeichnet die Größe  $K$  als Kreuzmodulationsfaktor.

### 1.2 Kreuzmodulationsgrad

Bei unmoduliertem Nutzsignal kann man den Ausgangsstrom nach (3a) als einen mit dem Kreuzmodulationsgrad  $m_K$  modulierten Strom auffassen

$$m_K = 3 \frac{c}{a} m_s \hat{u}_s^2 \quad (6)$$

Der Kreuzmodulationsgrad ist proportional dem Verhältnis von dritter zu erster Ableitung des Ausgangsstromes nach der Steuerspannung, dem Modulationsgrad des Störsenders und dem Quadrat der Trägeramplitude des Störsignals. Aus der Tatsache, daß die Modulation des Störsignals als eine Modulation des Nutzsignal - Trägers auftritt, ersieht man, daß eine einmal vorhandene Kreuzmodulation nicht mehr durch Siebmittel hinter dem Verstärkerelement (Transistor oder Röhre), in dem die Kreuzmodulation entstanden ist, beseitigt werden kann. Die Kreuzmodulationsstörungen durch Siebmittel vor dem nichtlinearen Verstärkerelement völlig zu verhindern, ist in praktischen Empfängerschaltungen meist nicht möglich. Es ist daher sinnvoll, die Auswirkungen der Nichtlinearität des Verstärkerelementes auf die Kreuzmodulation zu untersuchen.

## 2. KREUZMODULATIONSEIGENSCHAFTEN DES TRANSISTORS IN EMITTERSCHALTUNG

Es sollen hier nur die Kreuzmodulationseigenschaften des Transistors in Emitterschaltung untersucht werden, der - ähnlich wie der Kathodenbasisschaltung in Röhrenverstärkern - die größte Bedeutung zukommt.

Dabei interessiert insbesondere für die Dimensionierung der Hochfrequenzverstärker die Abhängigkeit der Kreuzmodulation vom Arbeitspunkt und vom Innenwiderstand der Hochfrequenzspannungsquelle. Bei Röhrenverstärkern spielt der Quellwiderstand oftmals keine Rolle, wenn die

für die Gittersteuerung einer Röhre erforderliche Leistung vernachlässigt werden kann.

Bei ausgangsseitigem Kurzschluß des Transistors ( $R_a = 0$  in Bild 1) ist die Kreuzmodulation von zwei Faktoren bestimmt: Von der Nichtlinearität des Kurzschluß-Eingangswiderstandes und von der Nichtlinearität der Kurzschlußstromverstärkung. Sie ist unabhängig von einer speziellen Schaltung.

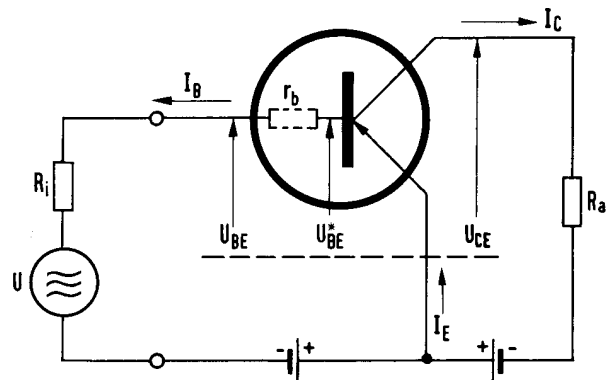


Bild 1

### 2.1 Berechnung der Kreuzmodulation aus den Transistorkennlinien

Nach dem Boltzmannschen Gesetz besteht zwischen der Spannung  $U_B^+$  an der Emittersperrschicht und dem Basisstrom  $I_B$  ein exponentieller Zusammenhang.

$$I_B = I_0 \exp. \frac{U_B^+}{U_T} \quad (7)$$

$$U_T = \frac{kT}{e} \text{ „Temperaturspannung“} \quad (8)$$

(bei 22° C:  $U_T = 25,39 \text{ mV} \approx 25 \text{ mV}$ )

Die Spannung  $U_B$  am äußeren Basisanschluß muß beim wirklichen Transistor wegen des Spannungsabfalls am Basiswiderstand  $r_b$  größer sein, so daß das Gesetz in der folgenden Form zu schreiben ist:

$$I_B = I_0 \exp. \frac{U_B - I_B r_b}{U_T} \quad (9)$$

Die ursprüngliche Exponentialfunktion ist um den Spannungsabfall  $I_B r_b$  geschert. Diese Scherung



TELEFUNKEN  
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

BLATT 3

bewirkt eine Linearisierung der Kurve (Bild 2), die "relative Krümmung" wird vom Arbeitspunkt abhängig und nimmt mit zunehmendem Basisstrom ab, was bei der reinen Exponentialkurve nicht der Fall ist.

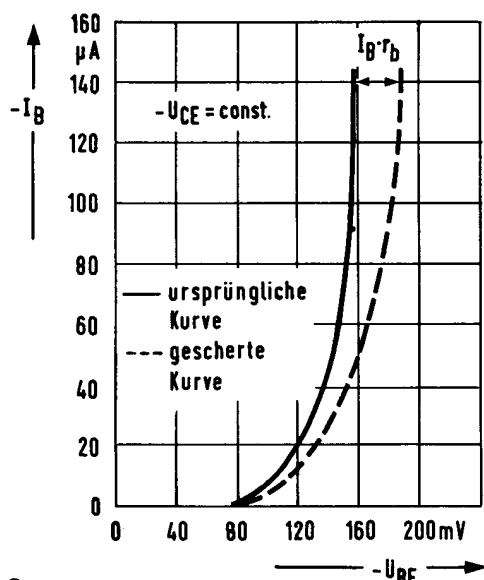


Bild 2

Der Basisstrom  $I_B$  steuert den im Ausgangskreis fließenden Kollektorstrom  $I_C$  ebenfalls über einen nichtlinearen Zusammenhang. Der Stromverstärkungsfaktor  $\alpha' = dI_C/dI_B$  hängt nämlich vom Arbeitspunkt ab und zeigt einen maximalen Wert, der etwa bei einem Emitterstrom  $I_E$  zwischen 0,2 und 2 mA liegt. Dieses Maximum von  $\alpha'$  sagt aus, daß die Funktion  $I_C = f(I_B)$  einen Wendepunkt und damit Glieder ungerader Potenz haben muß, die Kreuzmodulation verursachen.

Im Rahmen dieser Arbeit soll aber nicht weiter auf die Veränderlichkeit des  $\alpha'$  eingegangen werden; vielmehr wird die Annahme gemacht, daß das  $\alpha'$  zwar für jeden Arbeitspunkt einen anderen Wert haben kann, für den kleinen Aussteuerungsbereich um den Arbeitspunkt aber näherungsweise als konstant angesehen werden soll. Es gilt dann:

$$I_E \sim I_C \sim I_B = I_0 \exp. \frac{U_B - I_B r_b}{U_T}; U_{CE} = \text{const} \quad (10)$$

Nach Gl. (6) ist der Kreuzmodulationsgrad proportional dem Verhältnis von dritter zu erster Ableitung des Ausgangsstromes nach der Steuerspannung. Diese Rechenoperation, auf Gl. (10) ange-

wandt, liefert für den Kreuzmodulationsgrad des Transistors den Ausdruck:

$$m_k = \frac{m_s}{2} \cdot \frac{u_s}{U_T^2} \cdot \frac{1 - 2 \frac{I_B r_b}{U_T}}{\left(1 + \frac{I_B r_b}{U_T}\right)^4} \quad (11)$$

der in eine Potenzreihe entwickelt werden kann.

$$m_k = \frac{1}{2} m_s \frac{\hat{u}_s^2}{U_T^2} \left(1 - 6 \frac{I_B r_b}{U_T} + 18 \frac{I_B^2 r_b^2}{U_T^2} - 40 \frac{I_B^3 r_b^3}{U_T^3} + \dots\right) \quad (12)$$

Ist der Quotient  $\frac{I_B r_b}{U_T} \ll 1$ , dann ergibt sich aus (12)

der sehr einfache Ausdruck

$$m_k = \frac{m_s}{2} \frac{\hat{u}_s^2}{U_T^2} \quad (13)$$

den man auch erhält, wenn man die Kennlinie durch eine einfache Exponentialfunktion Gl. (7) annähert, also den Einfluß von  $r_b$  vernachlässigt. Bei größeren Emitterströmen ( $I_E > 200 \mu A$ ) darf diese Annahme nicht mehr gemacht werden, denn

$$I_B \approx \frac{I_C}{\alpha'} \approx \frac{I_E}{\alpha'}$$

wächst mit dem Emitterstrom. Berücksichtigt man diese Beziehung in Gl. (12), so erkennt man, daß mit steigendem Emitterstrom die Kreuzmodulation abnimmt, und zwar um so stärker, je kleiner die Stromverstärkung  $\alpha'$  ist. Scheinbar erweist sich der an sich sehr unerwünschte Widerstand der Basisschicht  $r_b$  in diesem Zusammenhang als günstig, denn er bewirkt eine Linearisierung der Kennlinie und damit eine Verminderung der Kreuzmodulation; doch in Wirklichkeit setzt er im selben Maße die Hochfrequenzverstärkung herab. Aus Gl. (11) ist ersichtlich, daß für

$$\frac{I_B r_b}{U_T} = \frac{1}{2} \quad (14)$$

keine Kreuzmodulation auftritt.

Dieses Ergebnis läßt sich an Hand des Kurvenverlaufes der  $I_B - U_B$ -Kennlinie leicht deuten. Nach Gl. (9) ist der Zusammenhang zwischen  $U_B$  und  $I_B$  für kleine Basisströme exponentiell und geht mit größer werdendem Basisstrom wegen der Scheuerung  $I_B r_b$  in eine annähernd lineare Beziehung über.

Die Steigung dieser Funktion wächst also zunächst exponentiell und nähert sich, je ausgeprägter die Linearisierung durch  $I_B r_b$  wird, einem konstanten Wert. Dieses Abbiegen der Steigungskurve vom exponentiellen Anstieg in eine Horizontale ist nur über einen Wendepunkt (Punkt A, Bild 3) möglich. An diesem Punkt hat die zweite Ableitung der Steigungsfunktion und damit die dritte Ableitung des Stromes nach der Steuerspannung eine

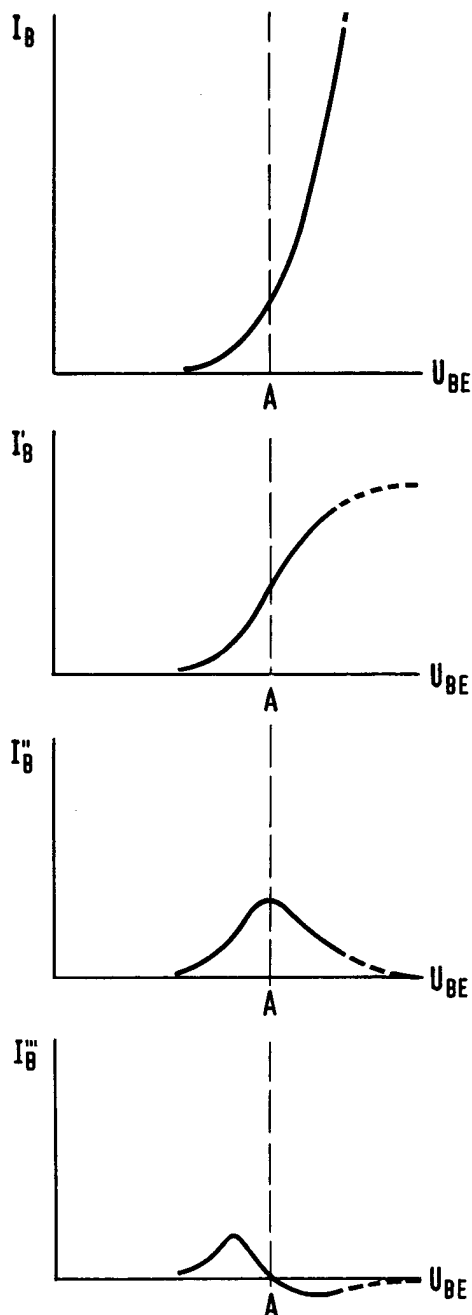


Bild 3

Nullstelle, d.h. es tritt bei diesem Arbeitspunkt keine Kreuzmodulation auf. Wird dieser Wert überschritten, so müßte erneut Kreuzmodulation, aber mit entgegengesetzter Phasenlage, auftreten. Nach Gl. (14) ist in diesem Bereich der zweite Summand im Nenner der Gl. (11) immer größer als 0,5, damit nimmt aber wegen der 4. Potenz im Nenner der Kreuzmodulationsgrad sehr schnell ab.

Die Formeln für die effektive Störspannung  $U_s$ , die 1 % Kreuzmodulation verursacht, erhält man aus der Gl. (12)

$$U_s = 0,1 \frac{U_T}{\sqrt{m_s}} \left( 1 - 6 \frac{I_B r_b}{U_T} + 18 \frac{I_B^2 r_b^2}{U_T^2} - 40 \frac{I_B^3 r_b^3}{U_T^3} + \dots \right)^{\frac{1}{2}} \quad (15)$$

Nach dieser Beziehung hat die für 1 % Kreuzmodulation zulässige Störspannung bei kleinen Emittierströmen den kleinsten Wert und steigt mit wachsendem Emittierstrom und zwar umso stärker, je kleiner  $\alpha'$  und je größer  $r_b$  sind.

## 2.2 Bestimmung der Kreuzmodulation aus dem Klirrfaktor 3. Ordnung

Sowohl die Kreuzmodulation als auch der Klirrfaktor 3. Ordnung  $K_3$ , haben die gleiche physikalische Ursache: die Krümmung der Steilheitskennlinie  $d^3I/dU^3$ . Damit ist es möglich, den Kreuzmodulationsfaktor aus dem Klirrfaktor  $K_3$  zu errechnen [1]. Für den Klirrfaktor  $K_3$ , definiert als

$$K_3 = \frac{i_3}{\sqrt{i_1^2 + i_2^2 + i_3^2 + \dots}}$$

ergibt sich mit den Definitionen in (1)

$$K_3 = \frac{1}{4} \frac{c}{a} \hat{u}^2 \quad (16)$$

Unter Berücksichtigung der Gl. (6) findet man dann

$$m_k = 12 K_3 \quad (17)$$

## 3.1 Hochfrequente Messung der Kreuzmodulation

Meßaufbau

Der Meßaufbau ist schematisch im Blockschaltbild 4 dargestellt.



TELEFUNKEN  
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

BLATT 4

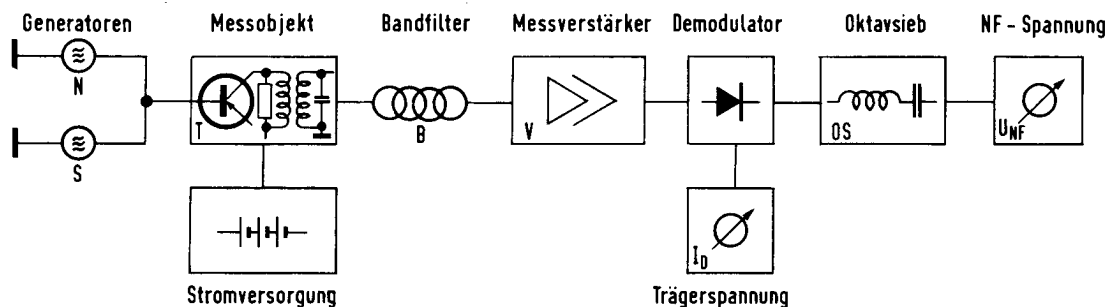


Bild 4

Das Meßobjekt - der Transistor T-wird durch das Stromversorgungsgerät auf den gewünschten Arbeitspunkt eingestellt.

Auf den Eingang des Transistors T gelangen zwei Hochfrequenzspannungen: Eine unmodulierte Nutzspannung  $U_N$  von der (meßtechnisch bedingten) Frequenz 470 kHz, die vom Nutzgenerator N geliefert wird und eine zu 100% mit 500 Hz modulierte Störspannung  $U_S$  von der Frequenz 420 kHz, die vom Störgenerator S herrührt.

Selektionsmittel befinden sich nicht zwischen den Generatoren und dem Eingang des Transistors. Ein Widerstandsnetzwerk (Bild 5) belastet jeden Meßsender (N u. S) mit dem Wert seines Innen-

bei Transistoren Kollektorkreis kurzgeschlossen) definiert sind, muß für die Messung der Aussenwiderstand klein gegen den Innenwiderstand  $kR_e$  des Transistors sein. Es wurden daher als Ausgangswiderstand 500  $\Omega$  gewählt.

Dieser niederohmige Widerstand wird transformatorisch an das nachfolgende vierkreisige Bandfilter B angekoppelt. Dieses ist auf die Nutzfrequenz (470 kHz) abgestimmt und bietet gegenüber der Störfrequenz (420 kHz) eine so hohe Selektion (80 dB), daß die Störfrequenz im Ausgang der Anordnung weder direkt noch durch Kreuzmodulation in den Röhren des Meßverstärkers V in Erscheinung treten kann. Die Durchlaßkurve des Vierkreis-Bandfilters B zeigt Bild 6.

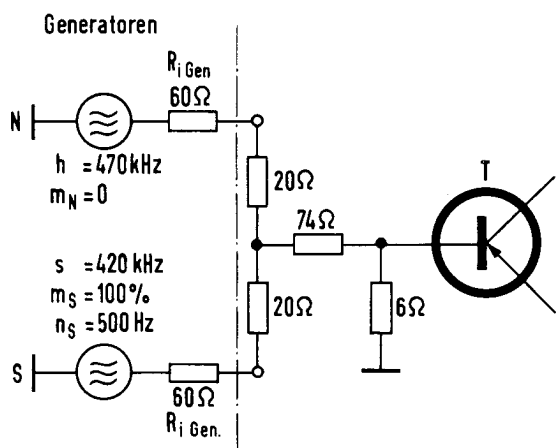


Bild 5

widerstandes und entkoppelt sie so gegeneinander, daß keine Kreuzmodulation der Meßsender untereinander auftritt. Der resultierende Generatorinnenwiderstand, vom Transistor aus gesehen, beträgt etwa 6  $\Omega$ .

Da die Kreuzmodulationsgrößen nur für kurzgeschlossenen Ausgang (bei Röhren Anodenkreis,

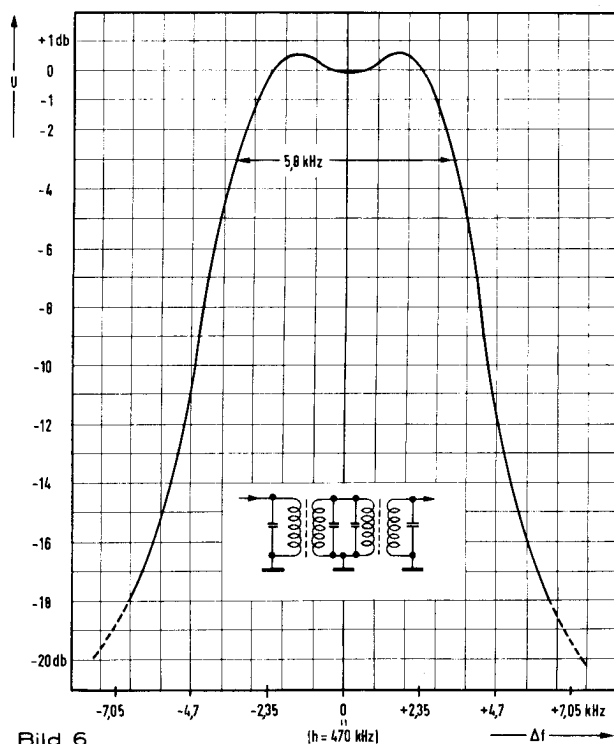


Bild 6

Dem Bandfilter folgt ein Meßverstärker V mit einstellbarem Verstärkungsgrad. Dieser wird so eingestellt, daß die HF-Spannung an dem auf den Verstärker folgenden Demodulator immer konstant ist. Als Maß hierfür dient der Diodenstrom des Demodulators, der am Instrument  $I_D$  angezeigt wird. Die am Demodulator auftretende Niederfrequenzspannung passiert ein Oktavsieb OS (500 Hz), um Stör- und Brummspannungen unwirksam zu machen; sie wird am Instrument  $U_{NF}$  angezeigt.

#### Eichung der Anordnung

Es ist nur der Nutzsender eingeschaltet, der jetzt mit 500 Hz und einem Modulationsgrad von 1 % moduliert wird. Die HF-Spannung vom Nutzsender am äußeren Basisanschluß des Transistors (Meßobjekt) wird auf 1 mV bemessen. Nach Einstellung eines bestimmten, während der folgenden Messung konstant zu haltenden Diodenstromes (Instrument  $I_D$ ) liest man die NF-Spannung am Instrument  $U_{NF}$  ab; sie entspricht einem Modulationsgrad von 1 %.

#### Messung

Für die Messung wird der Nutzsender (470 kHz) nicht moduliert. Die von ihm an den äußeren Basisanschluß des Transistors (Meßobjekt) gelieferte HF-Spannung beträgt wie bei der Eichung 1 mV. Der Verstärkungsregler des Meßverstärkers wird so eingestellt, daß sich der vorgegebene Ausschlag von  $I_D$  ergibt (s.u. Eichung). Der mit 500 Hz mit einem Modulationsgrad von 100 % modulierte Störsender (420 kHz) wird nun in seiner HF-Spannung soweit aufgeregelt, daß sich am  $U_{NF}$ -Instrument ein Ausschlag entsprechend einem Kreuzmodulationsgrad von 1 % einstellt.

#### Meßergebnisse

Die Kurven (Bild 7) veranschaulichen Mittelwerte der Messungen von jeweils 3 Transistoren (OC 612 bzw. OC 613), die ungefähr ein gleiches Verhältnis Basiswiderstand zu Stromverstärkung  $r_b/a'$  und gleiche Grenzfrequenz  $f_\alpha$  haben. Ähnlich wie bei Kreuzmodulationsmessungen an Röhren ist die für 1 % Kreuzmodulation erforderliche Effektivspannung des Störsenders  $U_S$  (mo-

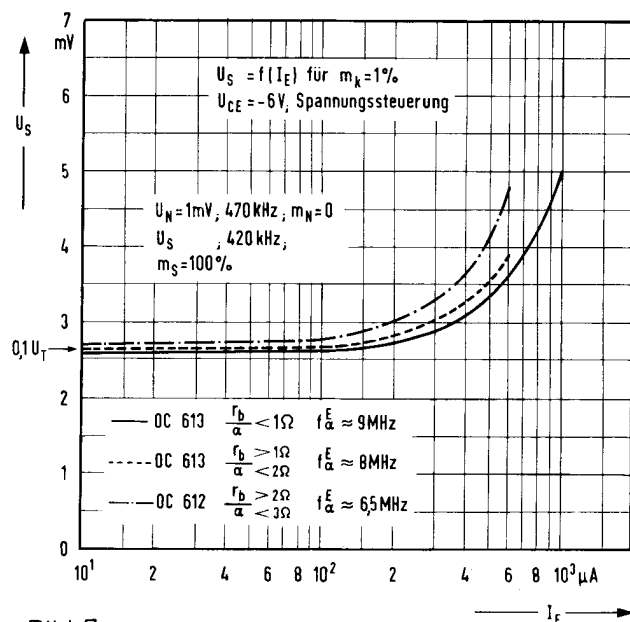


Bild 7

duliert mit 100 %) in Abhängigkeit vom Emitterstrom  $I_E$  aufgetragen. Bei kleinen Emitterströmen (10 ... 100  $\mu$ A) konnte der theoretisch zu erwartende Wert  $0,1 U_T$  recht genau gemessen werden. Wie aus Gl. (15) zu ersehen ist, steigen die Kurven mit wachsendem Emitterstrom  $I_E \approx a' I_b$  erst langsam, dann immer stärker an. Dieser Anstieg wird durch die arbeitspunktabhängige Teilung der HF-Stör- und Nutzspannung zwischen Basiswiderstand und Emitterkapazität (Parallelschaltung von Diffusionskapazität und emitterseitiger Sperrschichtkapazität) mit parallelgeschaltetem Emitterleitwert noch begünstigt (siehe auch Telefunken Röhrenmitteilung für die Industrie Nr. 57 09 28: "Die physikalische Bedeutung der Elemente in der Transistor-Ersatzschaltung" und Telefunken Röhrenmitteilung für die Industrie Nr. 57 11 29: "Die Strom- und Spannungsabhängigkeit des Transistors"). Bild 8 zeigt die frequenzabhängige Spannungsteilung für drei verschiedene Arbeitspunkte. Besonders bei großen Emitterströmen und Transistoren mit niedriger Grenzfrequenz (hohe Emitterkapazität) ist dieser Einfluß sehr beachtlich.

Der Generatorinnenwiderstand ist bei den Messungen, deren Ergebnis Bild 7 zeigt, niederohmig, so daß es sich praktisch um eine reine Spannungssteuerung handelt. In der Praxis kommt dieser Fall jedoch kaum vor, denn jede Quelle



TELEFUNKEN  
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



BLATT 5

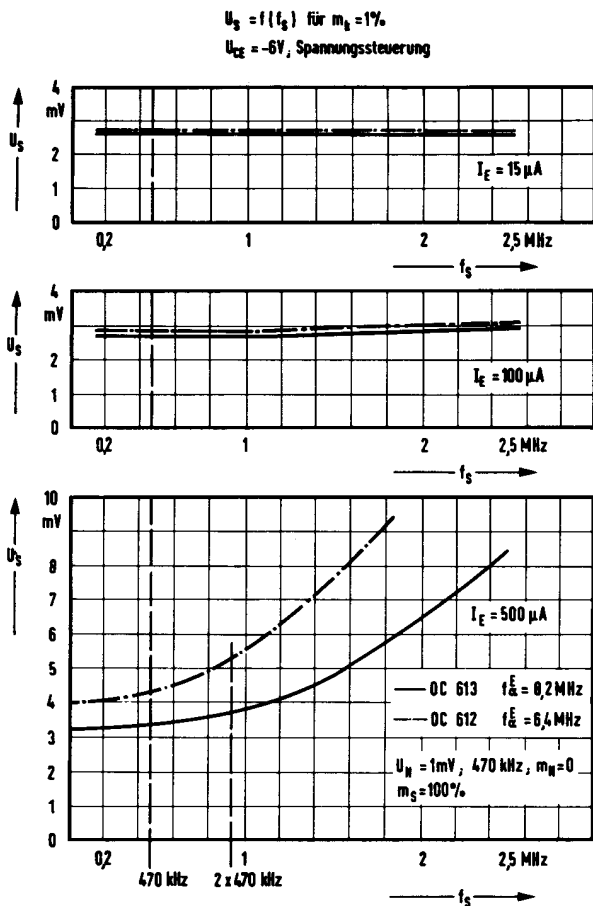


Bild 8

(Schwingkreis-Antenne usw.) besitzt einen endlichen Innenwiderstand. Deshalb ist es üblich, den Transistor leistungsanzupassen, d.h. der Schwingkreis wird so angezapft, daß der vom Transistor aus gesehene resultierende Widerstand des Schwingkreises gleich dem Transistoreingangswiderstand bzw. unter Berücksichtigung der Bandbreite auch kleiner oder größer als der Transistoreingangswiderstand ist. Dieser Quellwiderstand bewirkt wie der Basiswiderstand eine Linearisierung der  $I_B - U_B$  - Kennlinie und damit eine Verkleinerung der Kreuzmodulation.

Aus Bild 9 ersieht man, wie mit steigendem Quellwiderstand  $R_i$  die einzelnen Kurven für  $U_S$  früher ansteigen. Dieses Ergebnis stimmt mit den Überlegungen, die im Anschluß an Gl. (14) im Abschnitt 2.1 angestellt wurden, überein. Bei der Berechnung der Kreuzmodulation aus den Transistorkennlinien (Abschnitt 2.1) wurde gezeigt,

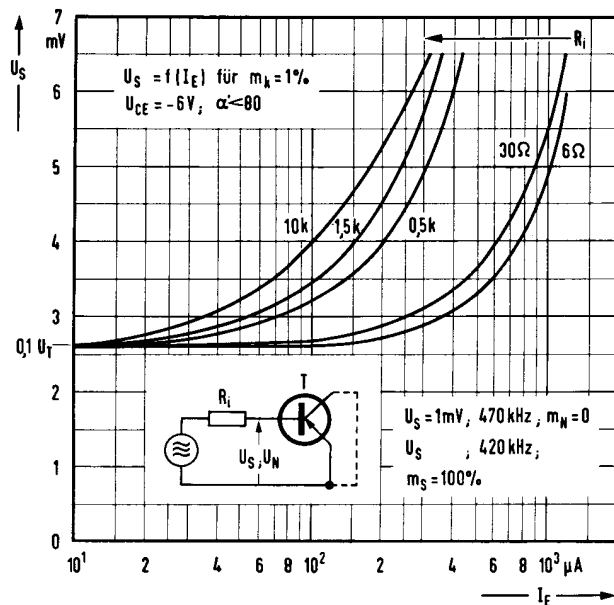


Bild 9

daß die Stromverstärkung  $\alpha'$  das Kreuzmodulationsverhalten beeinflusst, weil für den jeweils eingestellten Arbeitspunkt die Stromverstärkung  $\alpha'$  die Größe des notwendigen Basisstromes bestimmt. Je kleiner  $\alpha'$  ist, desto größer ist  $I_B$  und damit das Produkt  $I_B R_B$ . Daher müssen bei kleineren Emitterströmen die Kurven für die effektive Störspannung für 1% Kreuzmodulation ansteigen, was Bild 10 als Meßergebnis zeigt.

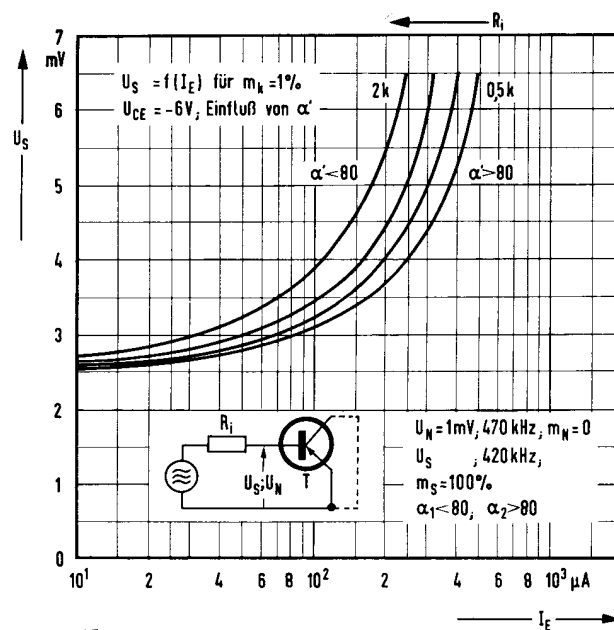


Bild 10

### 3.2 Niederfrequente Messung der Kreuzmodulation

Das Blockschaltbild 11 zeigt den Meßaufbau für die niederfrequente Messung des Kreuzmodulationsgrades. Dieses Meßverfahren gründet sich darauf, daß nach Gl.(17) der Klirrfaktor 3. Ordnung proportional dem Kreuzmodulationsgrad ist.

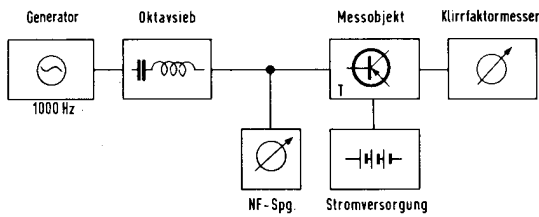


Bild 11

Zur Messung wird eine Spannung von der Frequenz 1 kHz an die Basis des Transistors gelegt und ihr Wert so lange verändert, bis in der Kollektorwechselspannung ein Klirrfaktor 3. Ordnung von  $\frac{1}{12} \% = 0,08 \%$  auftritt, was nach Gl. (17) einem Kreuzmodulationsgrad von 1 % entspricht. Dieses Meßverfahren hat den großen Vorteil, daß es mit weniger Aufwand durchgeführt werden kann, jedoch werden an den Generator in Bezug auf Oberwellenfreiheit und an das Oktavsieb in Bezug auf Eisenverzerrungen sehr scharfe Anforderungen gestellt.

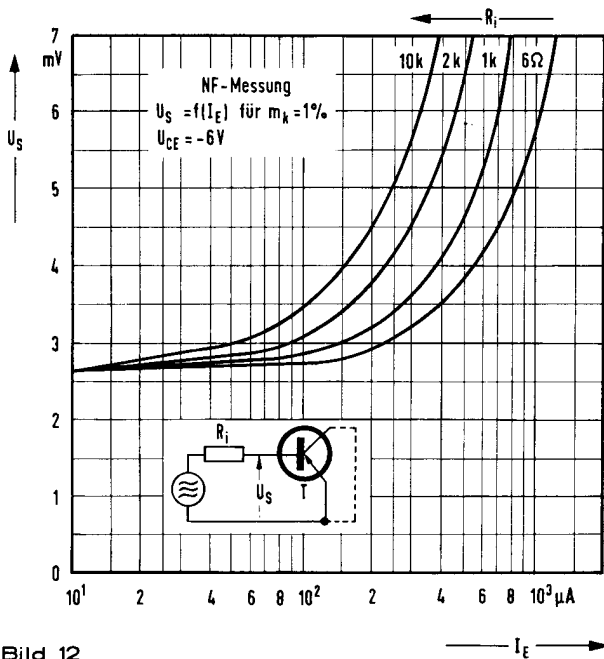


Bild 12

### Meßergebnisse

Das Ergebnis einer nach diesem Verfahren durchgeführten Messung ist aus den Kurven in Bild 12 zu entnehmen. Vergleicht man die Ergebnisse der hochfrequenten und niederfrequenten Messungen (Bild 13) miteinander, so sieht man, daß bei kleinen Emitterströmen und kleinen Generatorinnenwiderständen die Kurven praktisch zusammenfallen, während bei größeren Emitterströmen sowie höheren Generatorinnenwiderständen die mit HF gemessenen Kurven schneller ansteigen, was auf die mit zunehmendem Emitterstrom ansteigende frequenzabhängige Spannungsteilung zwischen Basiswiderstand und Emitterkapazität zurückzuführen ist. Die an die innere Steuerstrecke des Transistors gelangende HF-Spannung wird daher mit zunehmendem Emitterstrom geringer.

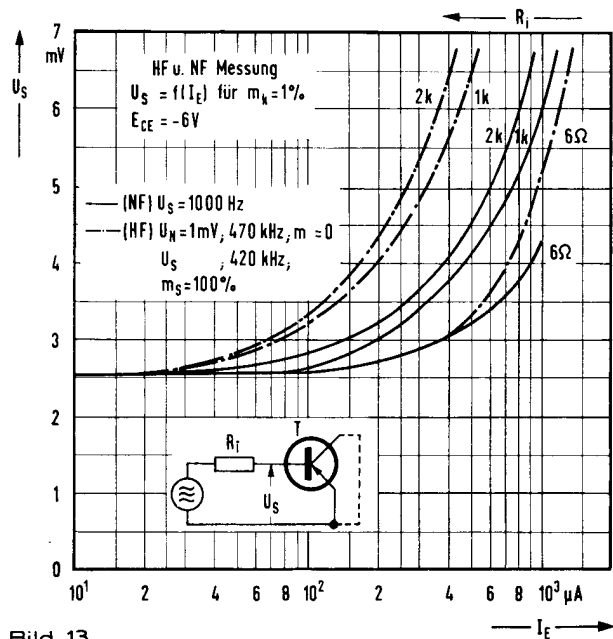


Bild 13

### 4. ZUSAMMENFASSUNG

In Hochfrequenz-Verstärkerstufen finden neben Elektronenröhren seit einigen Jahren auch Transistoren Verwendung. Beide zeigen in Bezug auf Kreuzmodulation durch ihre verschiedenartigen Steuerkennlinien größere Abweichungen. Aus dem Schrifttum ist bekannt, daß bei Elektronenröhren eine mit 100 % modulierte effektive Störspannung von einigen hundert mV eine Kreuzmo-



dulation von 1 % hervorruft, während man beim Transistor nach den vorliegenden Untersuchungen im Durchschnitt mit 3 mV rechnen muß.

Wegen des relativ kleinen Eingangswiderstandes eines Transistors muß in Emitterschaltung die Basis an eine Anzapfung des Schwingkreises gelegt werden. Berücksichtigt man die hierdurch hervorgerufene Spannungstransformation bei einem Vergleich des Transistors mit der Elektronenröhre, so werden zwar die Verhältnisse beim Transistor um mehr als eine Zehner-Potenz günstiger, trotzdem ist der Transistor empfindlicher in Bezug auf Kreuzmodulation. Aus diesem Grunde muß man versuchen, durch spezielle Schaltungsanordnungen die Kreuzmodulation bei Transistoren zu verkleinern. Die theoretischen und praktischen Ergebnisse dieser Arbeit zeigen gute Übereinstimmung. Für sehr kleine Emittierströme ist die effektive Störspannung für 1 % Kreuzmodulation etwa gleich  $0,1 U_T$ , wenn der Störsender mit 100 % moduliert ist. Mit wachsendem Emittierstrom steigen die Kurven je nach der Größe des Generatorinnenwiderstandes und der Stromverstärkung mehr oder weniger stark an. Bis etwa 10 mV Störspannung konnte die quadratische Abhängigkeit der Kreuzmodulation von der Störspannung

genau gemessen werden; bei größeren Spannungen wird der Transistor übersteuert.

Vergleicht man die Ergebnisse der niederfrequenten Ersatzmessung über den Klirrfaktor dritter Ordnung mit denen der hochfrequenten Messung, so erkennt man den gleichen Kurvencharakter; die hochfrequent gemessenen Kurven steigen in Abhängigkeit vom Emittierstrom schneller an, was in den frequenzabhängigen Parametern begründet ist. Daraus kann man den Schluß ziehen, daß die niederfrequente Bestimmung der Kreuzmodulation den ungünstigsten Fall darstellt.

#### 5. LITERATURHINWEIS

- [1] H. Rothe - W. Kleen "Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker"
- [2] Philips Technische Bibliothek "Anwendung der Elektronen-Röhren in Rundfunkempfängern und Verstärkern" Band 4
- [3] G. Meyer-Brötz, K. Felle "Die nichtlinearen Verzerrungen im Transistorenverstärker" Elektronische Rundschau Nr. 10/1957

(H. Lotsch)

