

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 103

Das Temperatur- und Schaltverhalten
elektronischer Koppelpunkte

von

Dipl.-Ing. P. Noll

B e r l i n

1 9 6 9

Das Temperatur- und Schaltverhalten

elektronischer Koppelpunkte

Zusammenfassung

Es werden Meßergebnisse des Temperatur- und Schaltverhaltens verschiedener Halbleiter-Koppelpunkte mitgeteilt; die Messungen sollen eine Übersicht über die unterschiedlichen Eigenschaften der zur Durchschaltung von Wechselstromsignalen geeigneten Halbleiter vermitteln.

Der erste Teil der vorliegenden Arbeit zeigt die Abhängigkeit des differentiellen Durchlaßwiderstandes von der Umgebungstemperatur; der Meßbereich umfaßt Temperaturen von 0°C bis zu 50°C. Aus den Änderungen des differentiellen Widerstandes und der Temperatur wurde der Temperaturkoeffizient bestimmt, seine Abhängigkeit vom Arbeitspunkt wird angegeben.

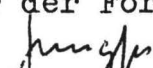
Im zweiten Teil wird das Ein- und Ausschaltverhalten verschiedener Vierschichtstrukturen untersucht. Ein- bzw. Ausschaltzeiten werden in Abhängigkeit von der Impulshöhe bzw. vom Durchlaßstrom angegeben, dabei werden drei Ausschaltmethoden miteinander verglichen.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung
Berlin-Charlottenburg


Der Bearbeiter:


(Dipl.-Ing. P. Noll)

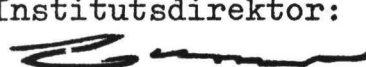
Der Leiter der Forschungsaufgabe:


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

Der Abteilungsleiter:


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

Der Institutsdirektor:


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

Berlin-Charlottenburg, den 4. Juni 1969

Das Temperaturverhalten des Durchlaßwiderstandes elektronischer Koppelpunkte

1. Einleitung

Die spezifische Leitfähigkeit σ eines Materials ist durch die Konzentration z der freien Ladungsträger und durch ihre Beweglichkeit μ gegeben:

$$\sigma = e \cdot z \cdot \mu$$

In Halbleitern können sowohl Elektronen wie auch Defekt-elektronen an der Leitfähigkeit beteiligt sein (bipolare Stromleitung):

$$\begin{aligned}\sigma &= e(\pi \cdot \mu_n + \rho \cdot \mu_p) \\ &= \sigma_n + \sigma_p\end{aligned}$$

Während im störstellenfreien Halbleiterkristall die Zahl der freien Ladungsträger exponentiell mit der Temperatur zunimmt, tritt diese Abhängigkeit bei der Störstellenleitung nur im Bereich sehr tiefer bzw. sehr hoher Temperaturen auf [1, 2]. Im Bereich der Zimmertemperatur kann man von einer im wesentlichen konstanten Ladungsträgerkonzentration ausgehen (Erschöpfungsgebiet der Störstellen). Bei hoher Störstellen-Dotierung gilt dann:

$$\sigma_p = e \cdot \rho \cdot \mu_p = e \cdot N_A \cdot \mu_p(T)$$

bzw.

$$\sigma_n = e \cdot \pi \cdot \mu_n = e \cdot N_D \cdot \mu_n(T)$$

In diesem Bereich ist die Beweglichkeit für das Temperaturverhalten maßgebend. Da die Beweglichkeit mit wachsender Temperatur abnimmt, entsteht ein negativer Temperaturkoeffizient der Leitfähigkeit (metallisches Verhalten).

Es gilt [3] :

$$\mu = \mu_0 \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-m}$$

μ_0 ist die Beweglichkeit bei der Bezugstemperatur T_0 .
Für die relative Änderung der Beweglichkeit ergibt sich dann:

$$\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mu}{\partial T} = - \frac{m}{T}$$

Der Faktor m liegt (bei Germanium und Silizium) je nach Dotierung des Halbleitermaterials etc. zwischen etwa 1,6 und 2,7 [4] , so daß sich für den Temperaturkoeffizienten der Beweglichkeit Werte zwischen $-0,005$ /grad und $-0,009$ /grad ergeben ($T = 300$ ° K).

Einen weiteren Beitrag zum Widerstand des Koppelpunktes, und damit auch zu dessen Temperaturkoeffizienten, liefern die beteiligten Raumladungszonen. Der differentielle Widerstand eines pn-Überganges hat den Wert

$$r = \frac{kT}{e \cdot I}$$

Folglich gilt:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial r}{\partial T} = \frac{1}{T}$$

so daß die relative Änderung des differentiellen Widerstandes bei einer Bezugstemperatur von 300 ° K $0,0033$ / grad beträgt.

Der differentielle Widerstand der untersuchten Koppelpunkte setzt sich aus Anteilen, die durch die pn-Übergänge gegeben sind und aus Bahnwiderstandsanteilen zusammen. Für den resultierenden Widerstand der an pn-Übergänge angrenzenden Bahngebiete ist jedoch nicht allein die Störstellenleitung des Materials maßgebend, da in diese Gebiete zusätzliche Ladungsträger hineingeweht werden.

Im Bereich der Diffusionslänge der injizierten Ladungsträger setzt sich der Strom aus Diffusions- und Feldanteilen zusammen. Der resultierende Bahnwiderstand ist keine konstante Größe, da aus Gründen der Ladungsträgerneutralität vom Kontakt her eine den Minoritäten entsprechende Zahl von Majoritätsträgern geliefert wird, so daß sich die Zahl der freien Ladungsträger erhöht. Diese Ladungsträger beeinflussen den Widerstand des Bahngebietes wesentlich, sobald ihre Zahl die Dotierungskonzentration erreicht oder überschreitet (Hochinjektion). Da der differentielle Widerstand der Feldzonen bei den dann vorliegenden Strömen oft klein gegenüber dem Bahnanteil ist, wird der resultierende Widerstand durch den letzteren bestimmt. Mit zunehmendem Strom nimmt die Zahl der freien Ladungsträger zu und der Widerstand ab (Bahnwiderstandsmodulation); meistens ergibt sich eine Abhängigkeit $U \sim I^{1/2}$.

Bei langen Bahngebieten (Basisbreite $w >$ Diffusionslänge L) ist die soeben beschriebene Bahnwiderstandsmodulation unvollständig, da die injizierten Minoritätsträger rekombinieren, bevor sie den Kontakt erreicht haben. So wird zum Beispiel bei integrierten pnpn-Strukturen eine Basiszone breit gehalten, um hohe Betriebsspannungen zulassen zu können, und um eine starke Stromabhängigkeit des Transportfaktors zu erreichen. Für den Grad der Überschwemmung des Bahngebietes ist die Diffusionslänge L der injizierten Minoritäten maßgebend. Zwischen L und τ besteht die Beziehung $L^2 = D \cdot \tau$.

τ nimmt mit der Temperatur zu [2] :

$$\tau \sim e^{-a/T} \quad a = \text{const.}$$

Die Diffusionskonstante D ist eine Funktion der Beweglichkeit μ :

$$D = \frac{kT}{e} \mu$$

Damit ist die Diffusionslänge L auch von der Beweglichkeit abhängig; D nimmt mit zunehmender Temperatur ab, da $\mu \sim T^{-m}$ mit $m > 1.6$ gilt. Dieses Verhalten kann jedoch i. a. durch das entgegengesetzte Verhalten der Lebensdauer der Minoritäten aufgefangen werden. Die dann vorliegende Tendenz (Verringerung des modulierten Bahnwiderstandes bei erhöhter Temperatur als Folge der vergrößerten Diffusionslänge L) wirkt der durch die Beweglichkeit und durch die Raumladungszonen gegebenen Tendenz (Erhöhung des Bahnwiderstandes bzw. Erhöhung des Feldzonenwiderstandes) entgegen. Praktisch sind die Zusammenhänge jedoch noch viel unübersichtlicher, da (1) die Lebensdauern nicht unabhängig von der injizierten Ladung sind (die Hochinjektions-Lebensdauer kann mit der Injektion abfallen oder zunehmen, vgl. [5]), und da (2) auch die Beweglichkeit im Falle der Hochinjektion stromabhängig wird. Zusätzlich verschiebt sich das Verhältnis von Feldzonen- zu Bahnanteilen bei jeder Änderung des Stromes.

Bei pnpn-Strukturen und Transistoren * spielen weiterhin die Gleichstromverstärkungen eine Rolle (sie nehmen mit der Temperatur zu).

2. Messungen

Bei den untersuchten Koppelpunkten wurde der differentielle Widerstand in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur bestimmt. Der Meßbereich umfaßte Temperaturen von 0°C (teilweise auch -25°C) bis zu $+50^{\circ} \text{C}$. Die Meßfrequenz war i. a. 1 MHz . Bei einigen Meßobjekten wurde auch die Temperaturabhängigkeit des gesamten Frequenzganges bestimmt.**

* Ausführliche Diskussion des Temperaturverhaltens von Transistoren in [6] .

** Untersuchungen über das Durchlaß- und Sperrverhalten elektronischer Koppelpunkte im Frequenzbereich von 2.5 KHz bis 10 MHz wurden an anderer Stelle veröffentlicht [7] .

Die Koppelpunkte wurden in einem 75 Ω - Kreis mit einem Substitutionsverfahren gemessen (s. Abb. 1); die Einstellung der Widerstandsdekade entspricht bei Spannungsgleichheit am Empfängereingang dem differentiellen Widerstand r . Um die Gleichheit genau feststellen zu können, wurde das Empfangssignal verstärkt, gleichgerichtet und in ein Wechselstromsignal umgeformt, dessen Frequenz der Gleichspannung proportional ist. Die Frequenz wurde von einem Digitalzähler angezeigt, Gleichheit von Meß- und Substitutionszweig war bei gleicher Frequenzanzeige gegeben; mit diesem Meßverfahren konnten noch Widerstandsänderungen von 0.01 Ω erfaßt werden.

Es zeigte sich, daß der differentielle Widerstand der untersuchten Halbleiter bei den in diesem Zusammenhang interessierenden Strömen näherungsweise exponentiell mit der Temperatur zunimmt:

$$r_{\vartheta} = r_0 e^{\alpha \vartheta}$$

ϑ ist die Übertemperatur gegenüber der Bezugstemperatur ($r_{\vartheta} = r_0$).

$$\alpha = \frac{1}{r_{\vartheta}} \frac{\partial r_{\vartheta}}{\partial \vartheta} \quad [^{\circ}\text{C}^{-1}]$$

Als Bezugstemperatur wurde 25 $^{\circ}$ C gewählt:

$$\alpha \approx \frac{1}{r_{25^{\circ}\text{C}}} \frac{\Delta r}{\Delta \vartheta} \quad [^{\circ}\text{C}^{-1}]$$

Vor allem bei größeren Strömen ergibt sich auch bei linearem Auftragen näherungsweise ein konstanter Anstieg. Da die α -Werte klein sind, gilt (Reihenentwicklung der e-Funktion):

$$r_{\vartheta} = r_0 e^{\alpha \vartheta} \approx r_0 (1 + \alpha \vartheta)$$

Dioden

Aus den Messungen verschiedener Diodentypen ergaben sich sowohl positive als auch negative α - Werte (Abb. 2). Die negativen Temperaturkoeffizienten treten bei der Ge-Spitzendiode AAY 28 auf, deren Widerstand fast ausschließlich durch das bahnwiderstandsmodulierte Basisgebiet bestimmt wird. Den Frequenzgang der Dioden mit positiven α - Werten zeigt Abb. 3. Bei der Diode mit kapazitivem Verhalten (BA 136) bestimmt die Raumladungszone und ihre unmittelbare Umgebung den differentiellen Widerstand. Die Diffusionskapazität ist der Lebensdauer proportional, nimmt also mit steigender Temperatur zu; damit tritt also das kapazitive Verhalten in der Messung des differentiellen Widerstandes in Abhängigkeit von der Frequenz bei tieferen Frequenzen auf, die bei verschiedenen Temperaturen gemessenen Frequenzgänge rücken dichter zusammen. Der Temperaturkoeffizient bei hoher Frequenz ist nur etwa halb so groß wie bei tiefen Frequenzen ($f \leq 100$ KHz).

Transistoren

Der Temperaturkoeffizient durchläuft mit wachsendem Strom ein Maximum (Abb. 4). Die Werte des ASY 75 sind bei höheren Strömen nicht sehr genau, da der differentielle Widerstand dieses Transistors sehr klein ist. Eine Frequenzabhängigkeit des Temperaturverhaltens wurde nicht beobachtet (Abb. 6).

Feldeffekt-Transistoren

Der über die Source-Drain-Strecke fließende Signalstrom eines Feldeffekt-Transistors wird mittels eines Ladungstransports von Majoritätsträgern aufrechterhalten (Störstellenleitung). Der Temperaturkoeffizient des Kanals wird daher durch die Beweglichkeit der Störstellen bestimmt.

Es ergeben sich folgende Werte (Abb. 5):

$$\text{TIS 73 : } \alpha = 0.0065 / ^\circ \text{C}$$

$$\text{2N 4447 : } \alpha = 0.0053 / ^\circ \text{C}$$

Diesen Meßwerten der relativen Änderung der Beweglichkeit entsprechen m-Werte von 1.95 bzw. 1.59.

Kompoundkreis

Mit wachsendem Strom nimmt die Widerstandszunahme ab (Abb. 8), es ergibt sich jedoch keine eindeutige Stromabhängigkeit des α -Wertes (Abb. 9). Der Mittelwert liegt bei $\alpha = 0.0023 / ^\circ \text{C}$, die Abweichungen betragen $\pm 0.0005 / ^\circ \text{C}$. Das Temperaturverhalten des differentiellen Widerstandes ist frequenzunabhängig (Abb. 7).

pnpn-Tetrode

Die statischen Kennlinien einer Tetrode wurden an anderer Stelle diskutiert [7]. Es entstehen bei kleineren Strömen negative Kennlinienbereiche, in denen bei tiefen Frequenzen ein Wechselstromsignal verstärkt werden kann (Abb. 10). In der Umgebung des Haltestroms ($A_{1N} + A_{2N} \approx 1$) wird die statische Kennlinie sehr stark durch die Stromverstärkungen (A) geprägt:

$$U_{AK} = U_T \cdot \ln \frac{I_K}{|I_C| \frac{1}{(A_{1N} + A_{2N} - 1) I_C / I_A - A_{1N} I_{GA} / I_A + A_{2N} I_{GK} / I_A}}$$

Da die A-Werte mit wachsender Temperatur zunehmen (erhöhte Lebensdauer), wird die Spannung in diesem Bereich (Umgebung des Haltestroms) bei höheren Temperaturen stärker abnehmen als im Bereich höherer Ströme, wo die Temperaturabhängigkeit der Spannung U_{AK} nur noch durch den Reststrom I_0 bestimmt wird. Gleichzeitig muß sich der Haltestrom verringern, da die bei Stromverringerng entste-

hende Abnahme der A-Werte durch die Temperaturerhöhung wieder ausgeglichen wird. Die Abb. 10 und 11 bestätigen diese Abhängigkeiten.

Die Messungen des differentiellen Widerstandes im Bereich tiefer Frequenzen führen zu gleichen Ergebnissen (Abb. 12): bei gleichbleibendem Strom wird der differentielle Widerstand bei höheren Temperaturen positiv. Bei größer werdenden Strömen nimmt die starke Temperaturabhängigkeit in diesem Frequenzbereich ab, während sie bei hohen Frequenzen ($\omega > 1/\tau$) eine zunehmende Tendenz zeigt (Abb. 13). Nicht nur die starke Temperaturabhängigkeit, sondern auch das schlechte Klirr- und Rauschverhalten ([8] bzw. [9]) lassen einen Koppelpunktsbetrieb in der Umgebung des Haltestromes nicht zu.

pnpn-Triode

Im Unterschied zur Tetrode BRY 20 treten bei der Triode TSW 30 C im unteren Frequenzbereich kleinere Werte auf als bei hohen Frequenzen (Abb. 14 und 15). Die α -Werte für 100 KHz und 1 MHz unterscheiden sich nicht, da beide in dem Bereich liegen, in dem die breite Basiszone nicht mehr durch den Signal-Wechselstrom leitfähigkeitsmoduliert ist (oberes Plateau des differentiellen Widerstandes). Bei der Tetrode BRY 20 liegt der 100 KHz-Wert noch im ansteigenden Gebiet des Widerstandes.

pnpn-Diode

Die Abb. 13 zeigt nicht nur die Stromabhängigkeit des α -Wertes einer Tetrode, sondern zusätzlich den α -Verlauf einer pnpn-Diode mit 100 V Zündspannung. α kann je nach Strom negativ oder positiv sein, bleibt dem Betrag nach aber immer klein.

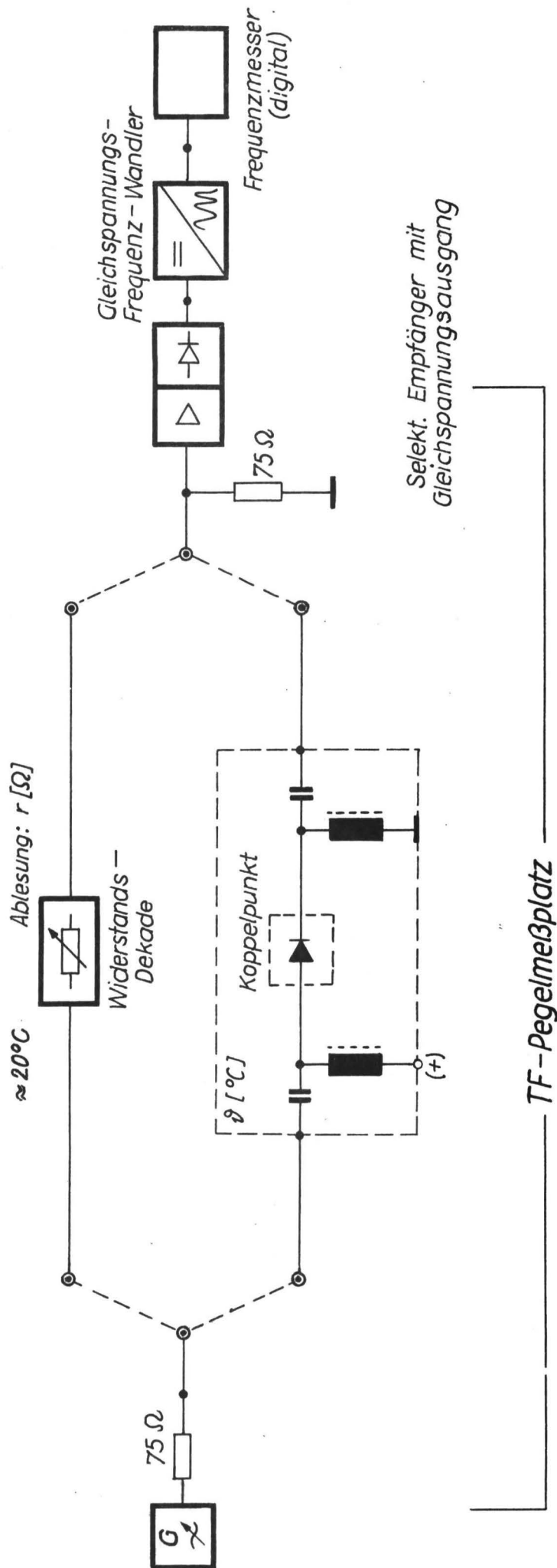
Unijunction-Transistor

Bei kleinen Strömen setzt sich der Ladungstransport aus einem Driftanteil und einem Diffusionsanteil zusammen. Erst bei größeren Strömen verschwindet der Driftanteil, weil das Bahngebiet dann stark leitfähigkeitsmoduliert ist (Hochinjektion). Der differentielle Widerstand und der Temperaturkoeffizient sind daher richtungs- und frequenzabhängig (Abb. 16).

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

3. Literatur

- 1 Seiler, K. Physik und Technik der Halbleiter, Wissenschaftliche Verlagsges. mbH, Stuttgart (1964).
- 2 Guggenbühl, W.
Strutt, M.J.O.
Wunderlin, W. Halbleiterbauelemente I, Birkhäuser Verlag Basel und Stuttgart (1962).
- 3 Wüstelube, J. Feldeffekt-Transistoren, VALVO GmbH (1968).
- 4 Conwell, E.M. Properties of Silicon and Germanium, Proc. IRE Vol. 46 (1958), S. 1281 - 1300
- 5 Wiesner, R. Das Verhalten des Transistors bei großer Aussteuerung, NTF, Bd. 27 (1963), S. 1 - 10.
- 6 Gärtner, W.W. Einführung in die Physik des Transistors, Springer-Verlag (1963).
- 7 Noll, P. Das Durchlaß- und Sperrverhalten elektronischer Breitband-Koppel-
punkte,
Dissertation TU Berlin 1969, eingereicht am 29. 1. 1969.
- 8 Noll, P. Die Klirrdämpfung elektronischer Breitband-Koppel-
punkte,
Heinr.-Hertz-Institut für Schwingungs-
forschung, Bln.-Charlottenburg.
Technischer Bericht Nr. 102 (1969).
- 9 Prestholdt, D.L.
Van der Ziel, A. Noise in p-n-p-n diodes, IEEE Trans. on Electron Devices Vol. ED-14 (1967), S. 336 - 338, Correspondence.



Messung des Durchlaßwiderstandes elektronischer Koppelpunkte

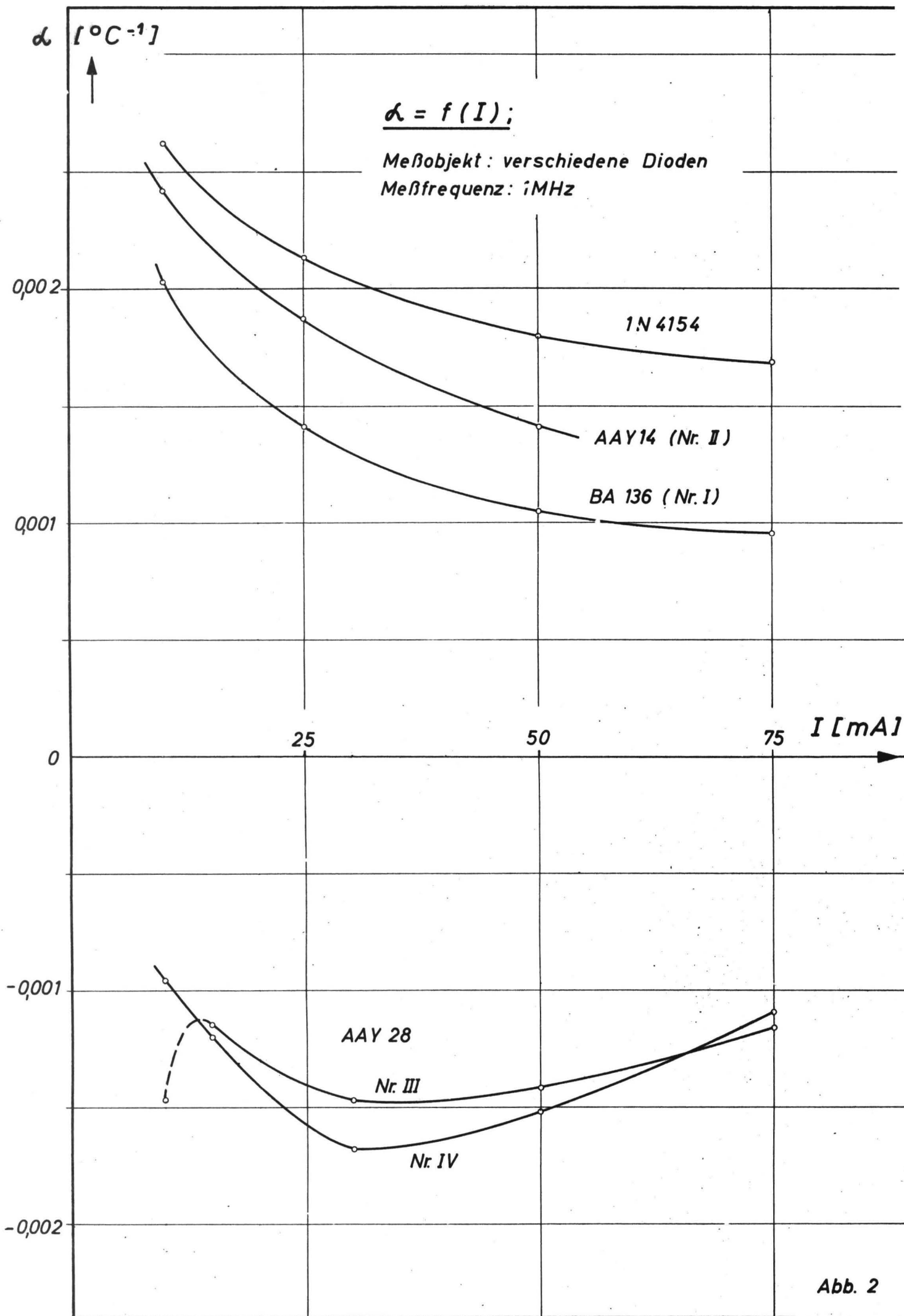
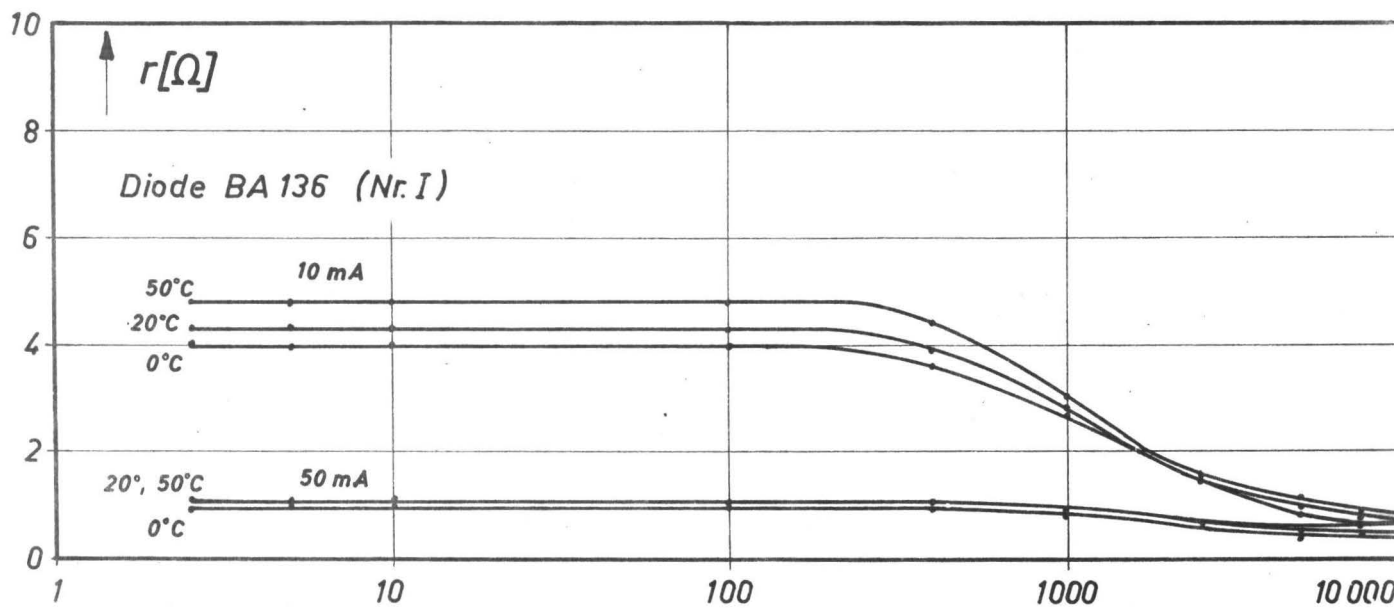
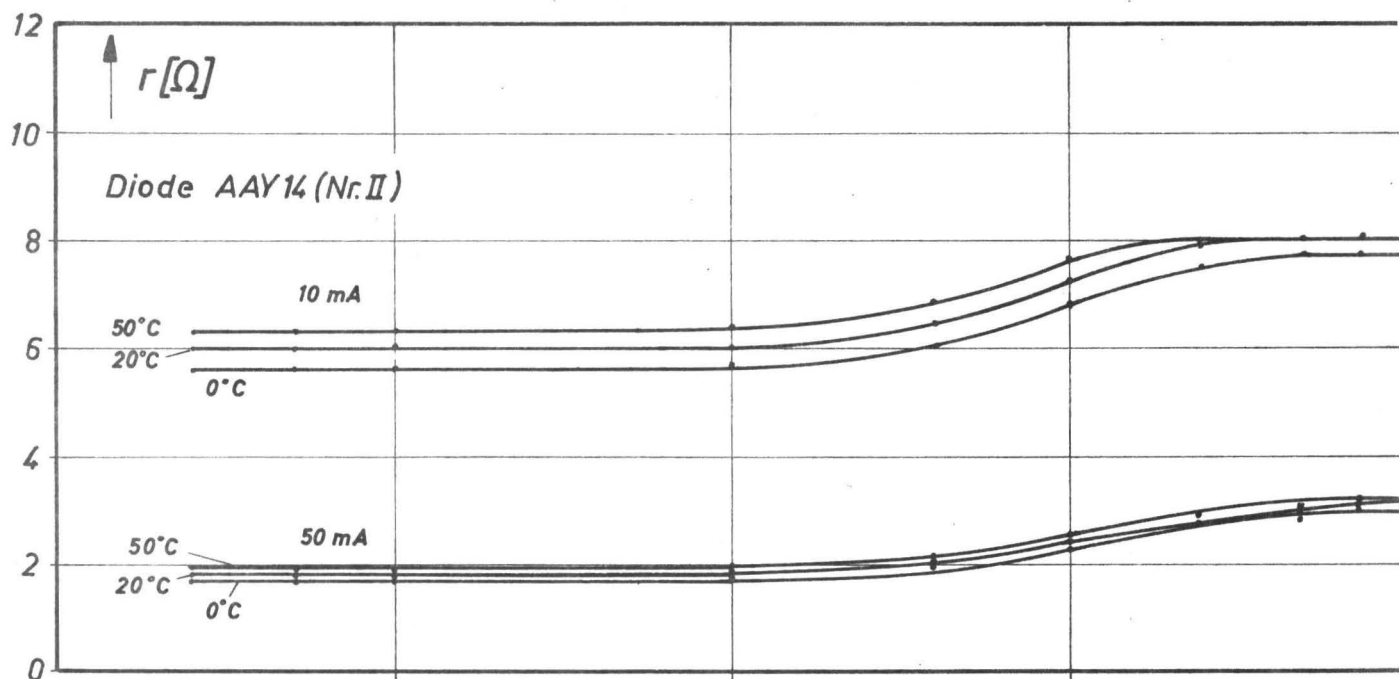
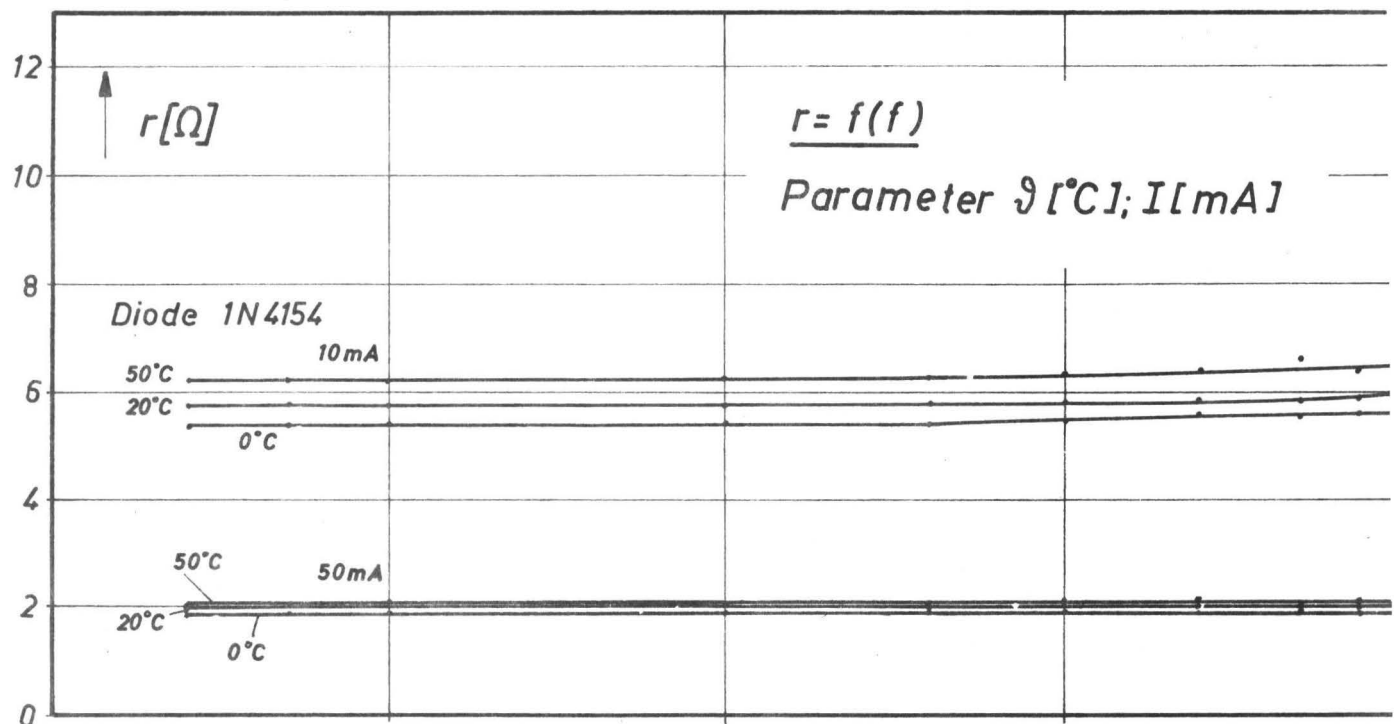


Abb. 2



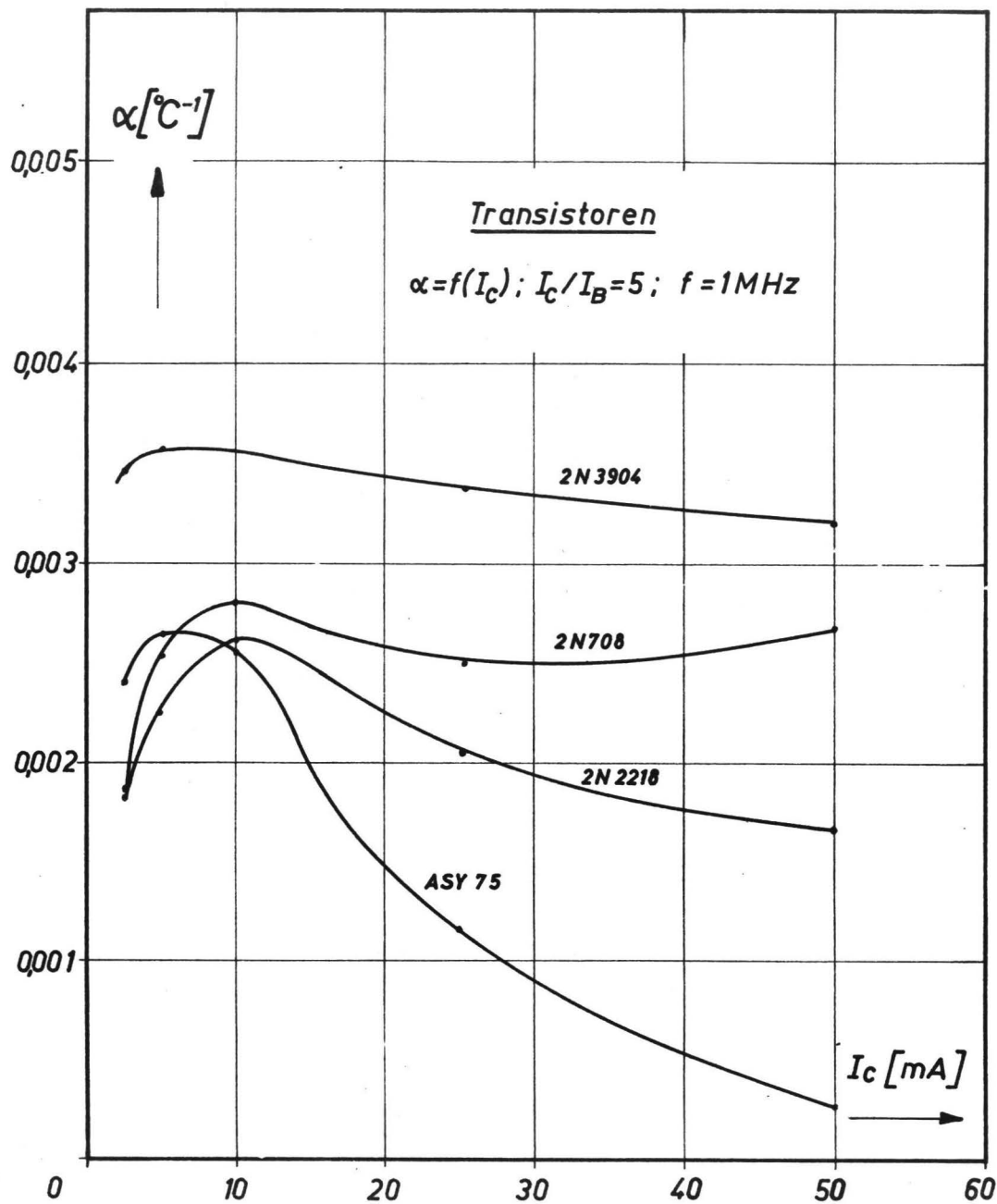


Abb. 4

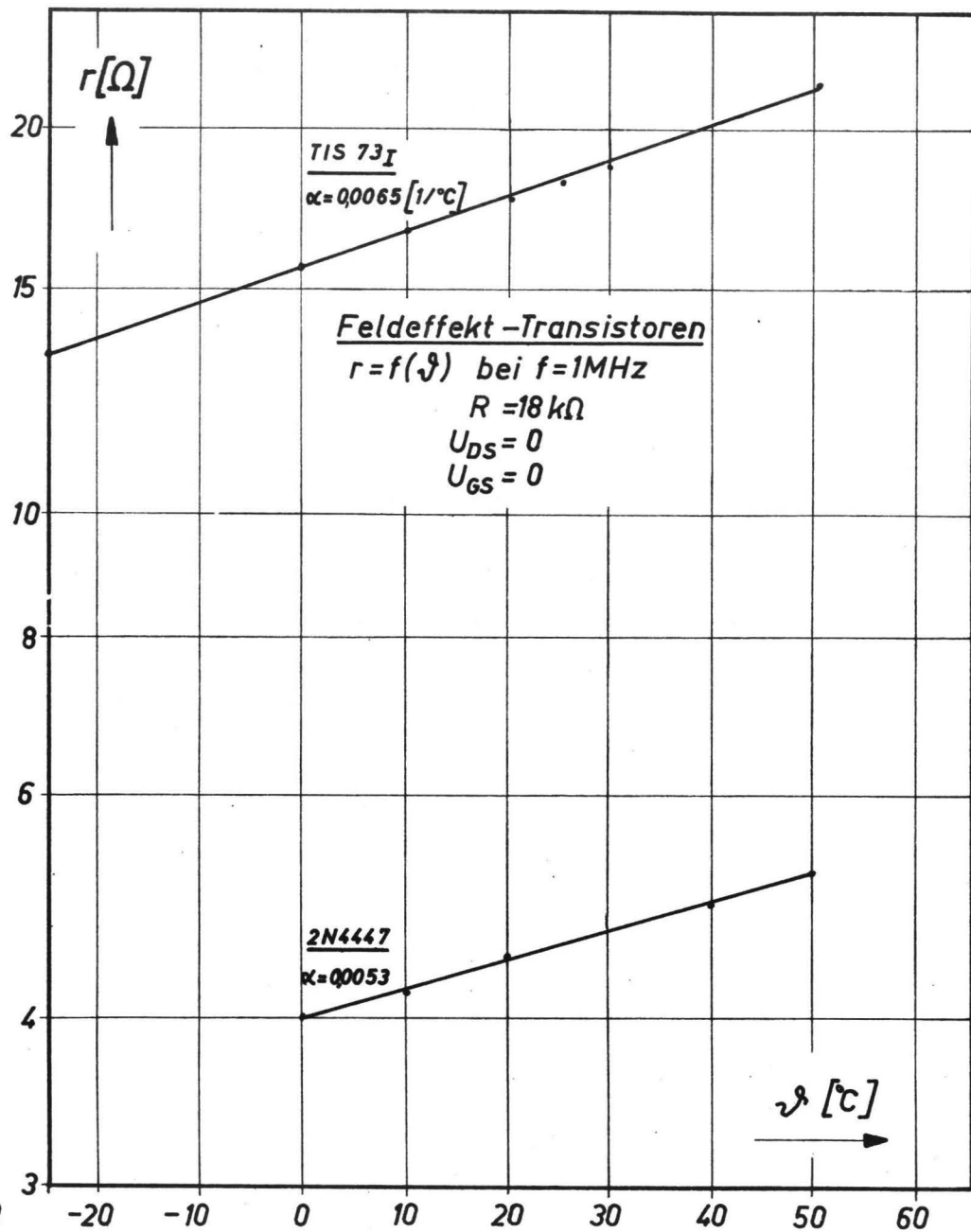
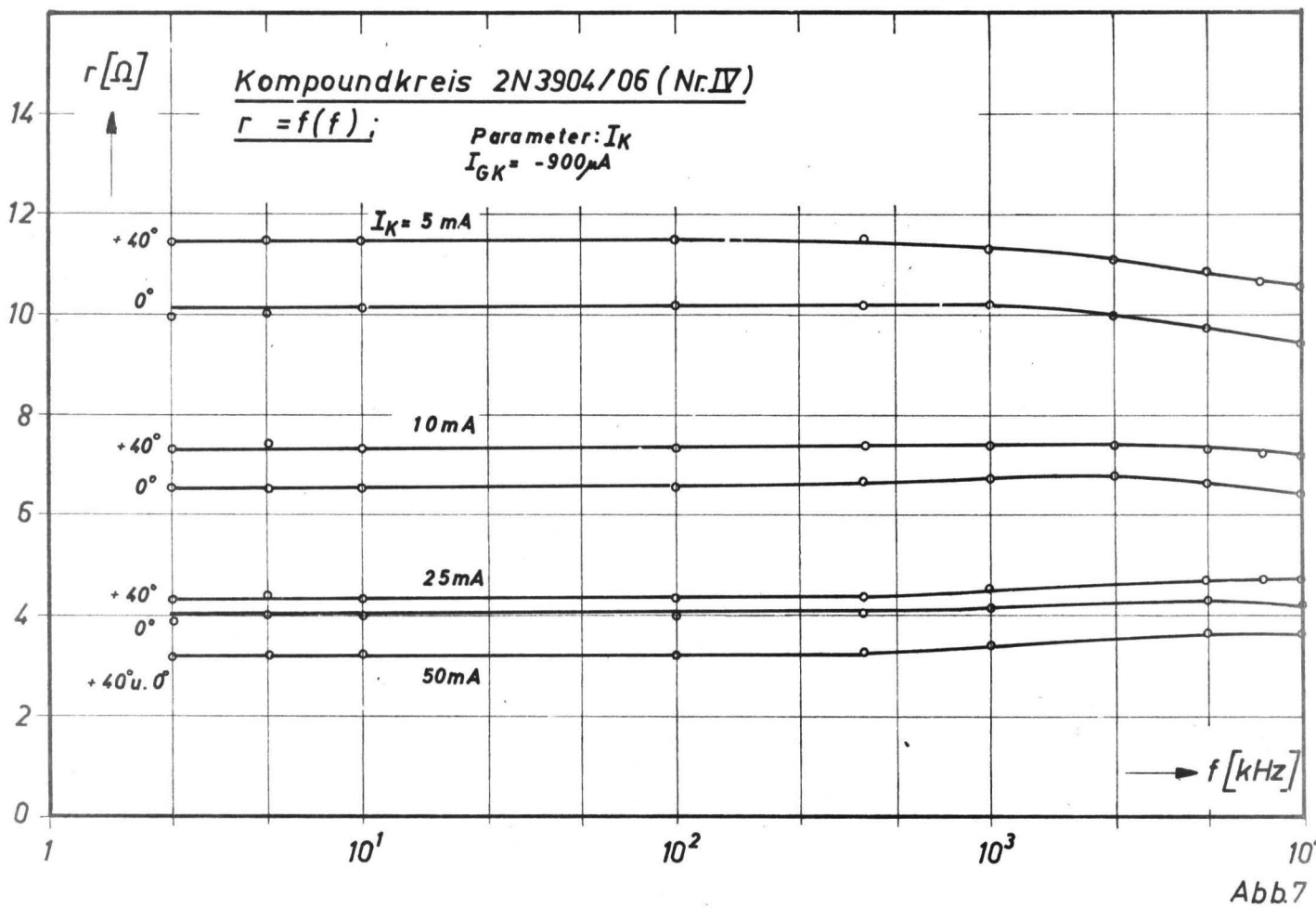
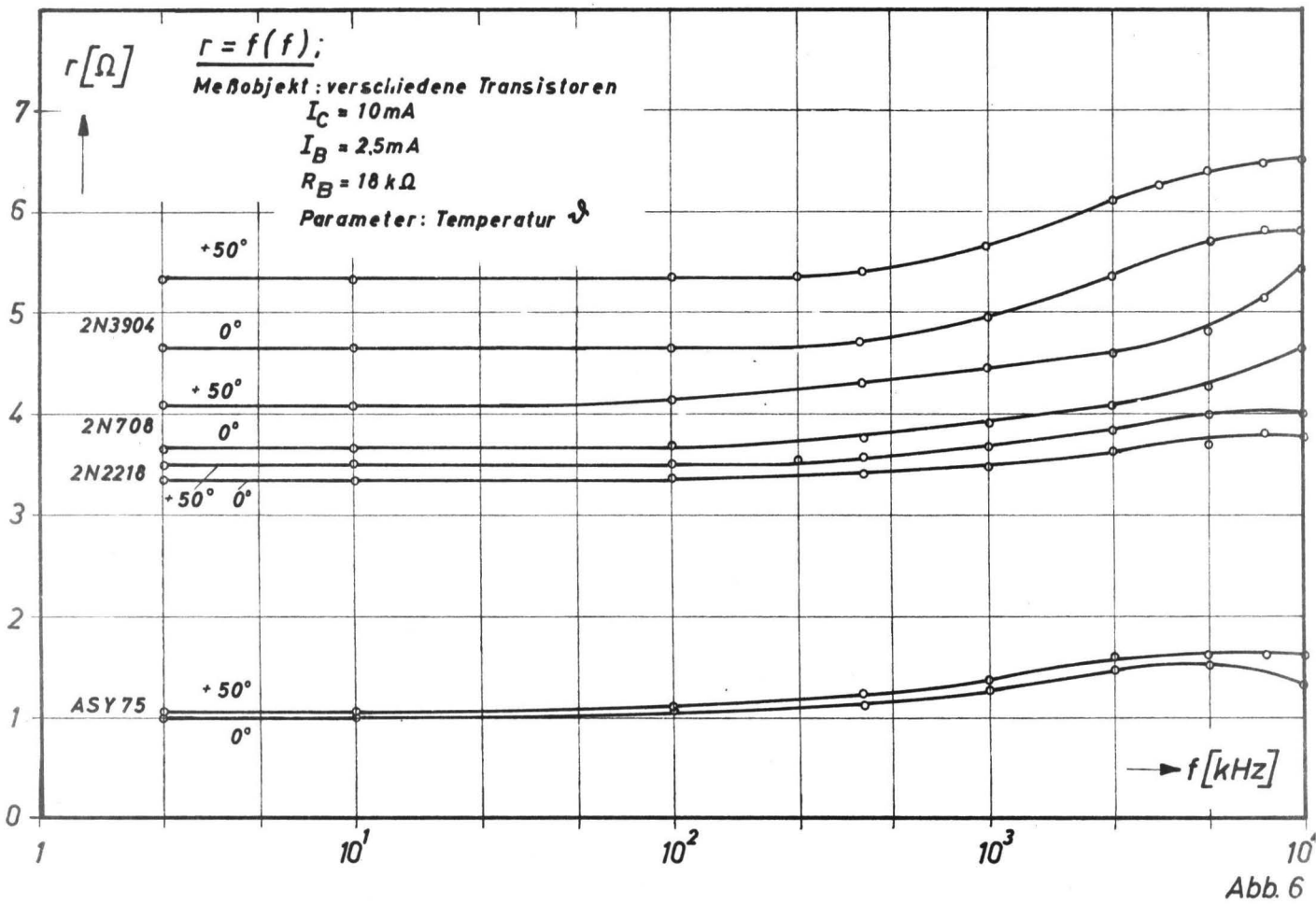


Abb. 5



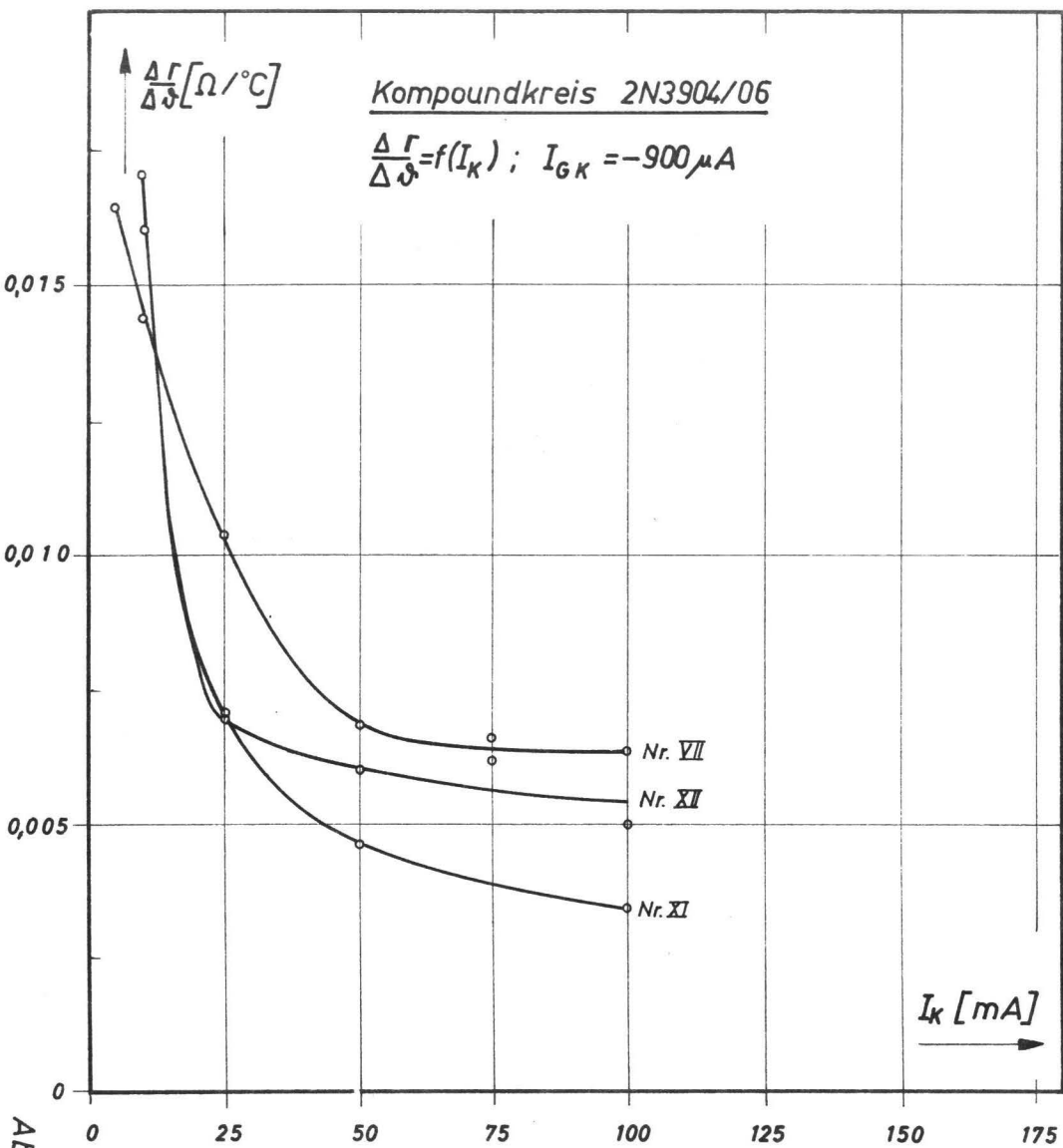


Abb. 8

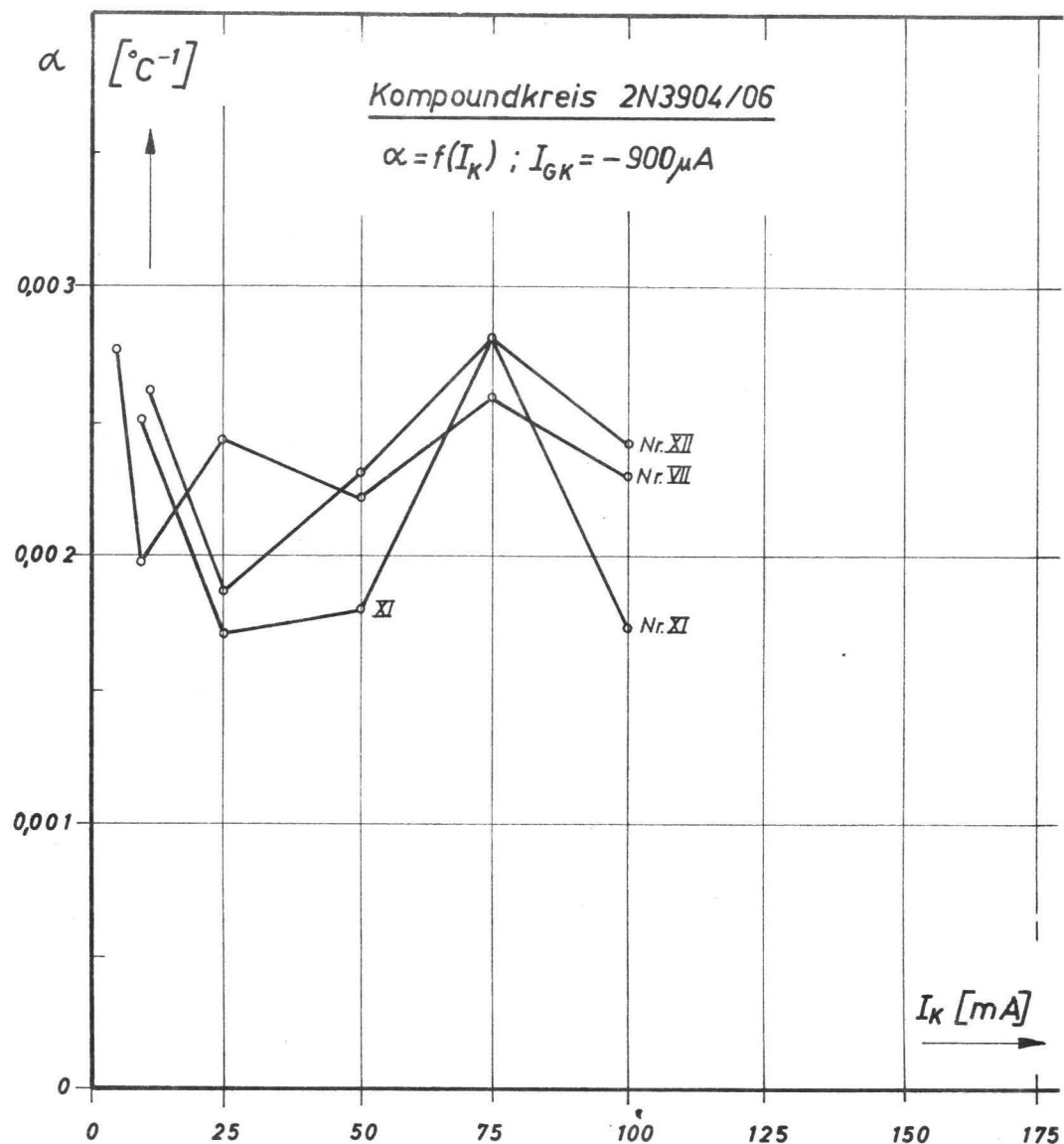


Abb. 9

I_A [mA]



25

20

15

10

5

0

Statische Kennlinie $I_A = f(U_{AK})$
Tetrode BRY 20 (Nr. III)

$\vartheta = 25^\circ C$

Parameter:

$I_{GK}(I_{GA} = 0)$

$I_{GA}(I_{GK} = 0)$

$I_{GK} = -750 \mu A$

$I_{GK} = -375 \mu A$

$I_{GA} = +750 \mu A$

$I_{GK} = 0$

$I_{GA} = 0$

U_{AK} [mV]



800

850

900

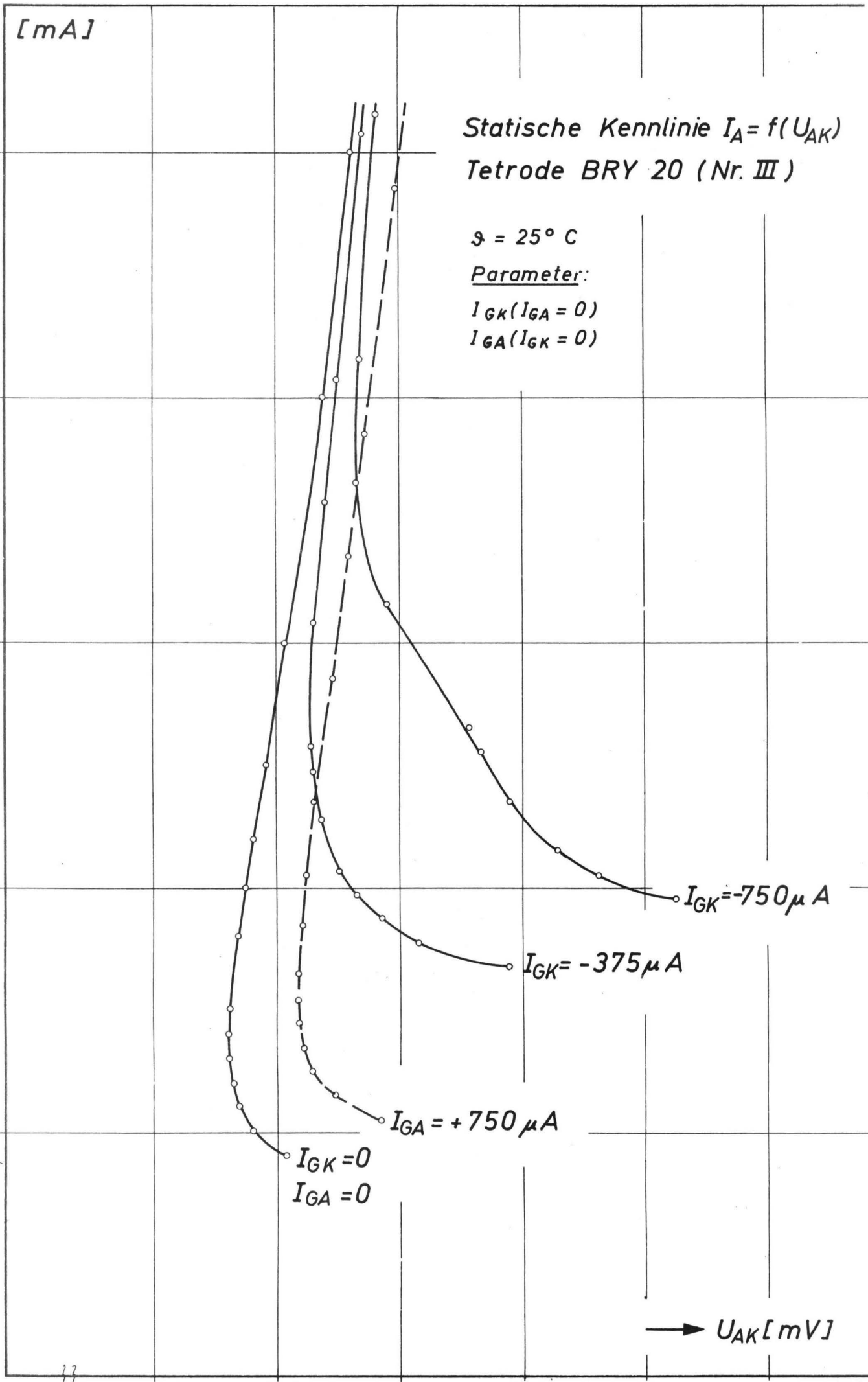
950

1000

1050

Abb.

17



I_A [mA]

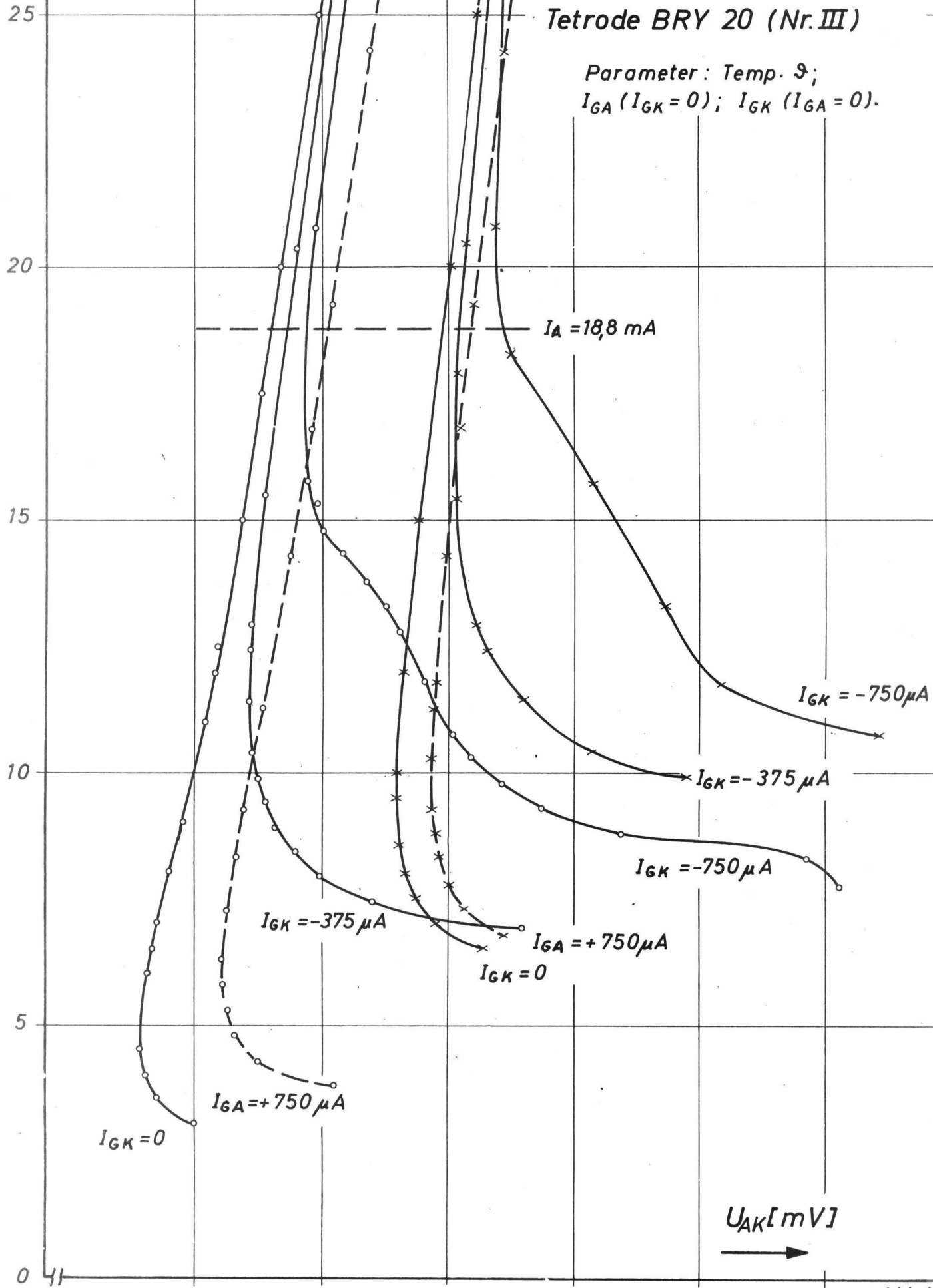


+50°C

0°C

Statische Kennlinie $I_A = f(U_{AK})$
Tetrode BRY 20 (Nr. III)

Parameter: Temp. ϑ ;
 $I_{GA} (I_{GK} = 0)$; $I_{GK} (I_{GA} = 0)$.



$I_A = 18,8$ mA

$I_{GK} = -750 \mu A$

$I_{GK} = -375 \mu A$

$I_{GK} = -750 \mu A$

$I_{GK} = -375 \mu A$

$I_{GA} = +750 \mu A$

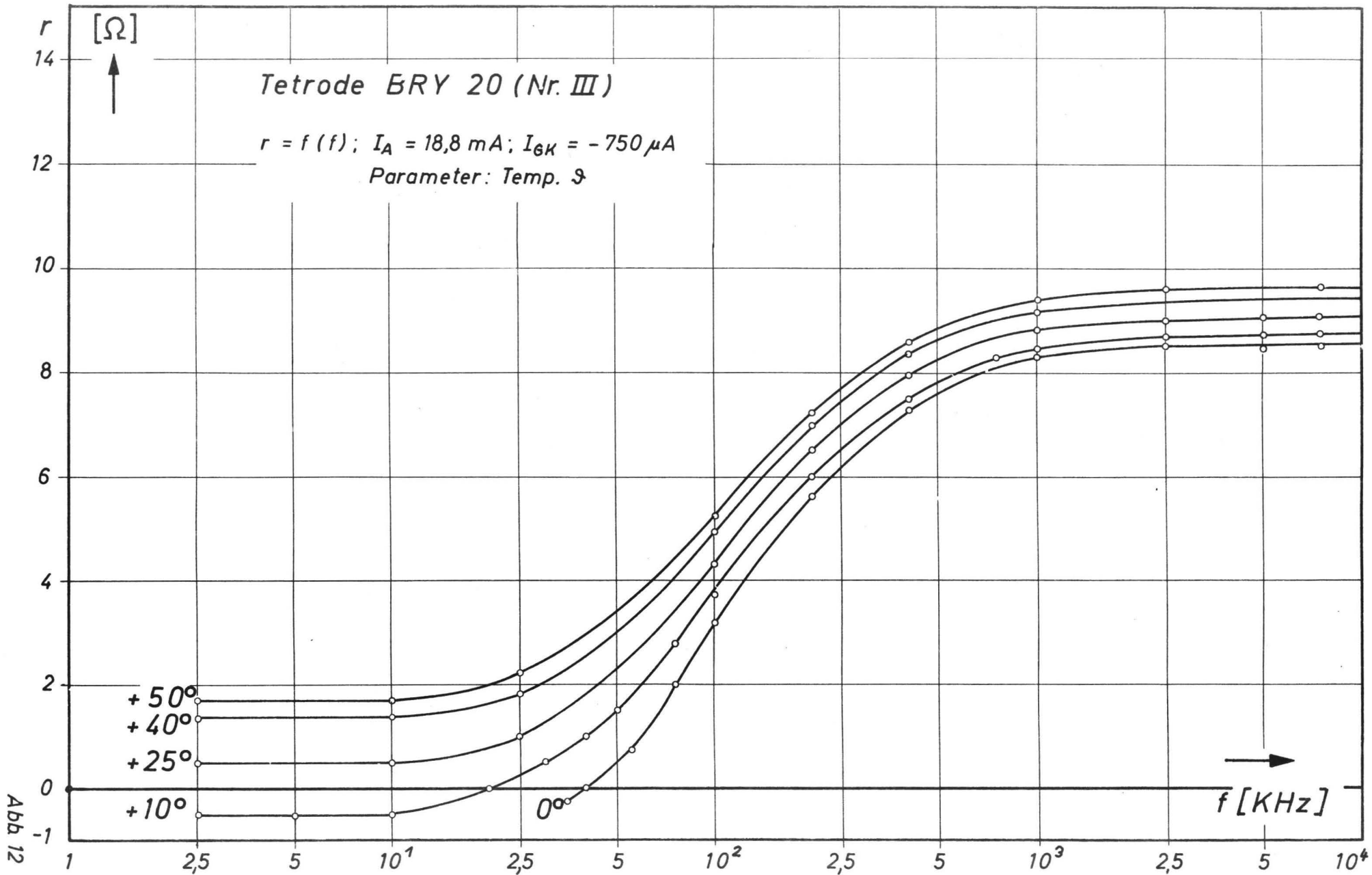
$I_{GK} = 0$

$I_{GA} = +750 \mu A$

$I_{GK} = 0$

U_{AK} [mV]





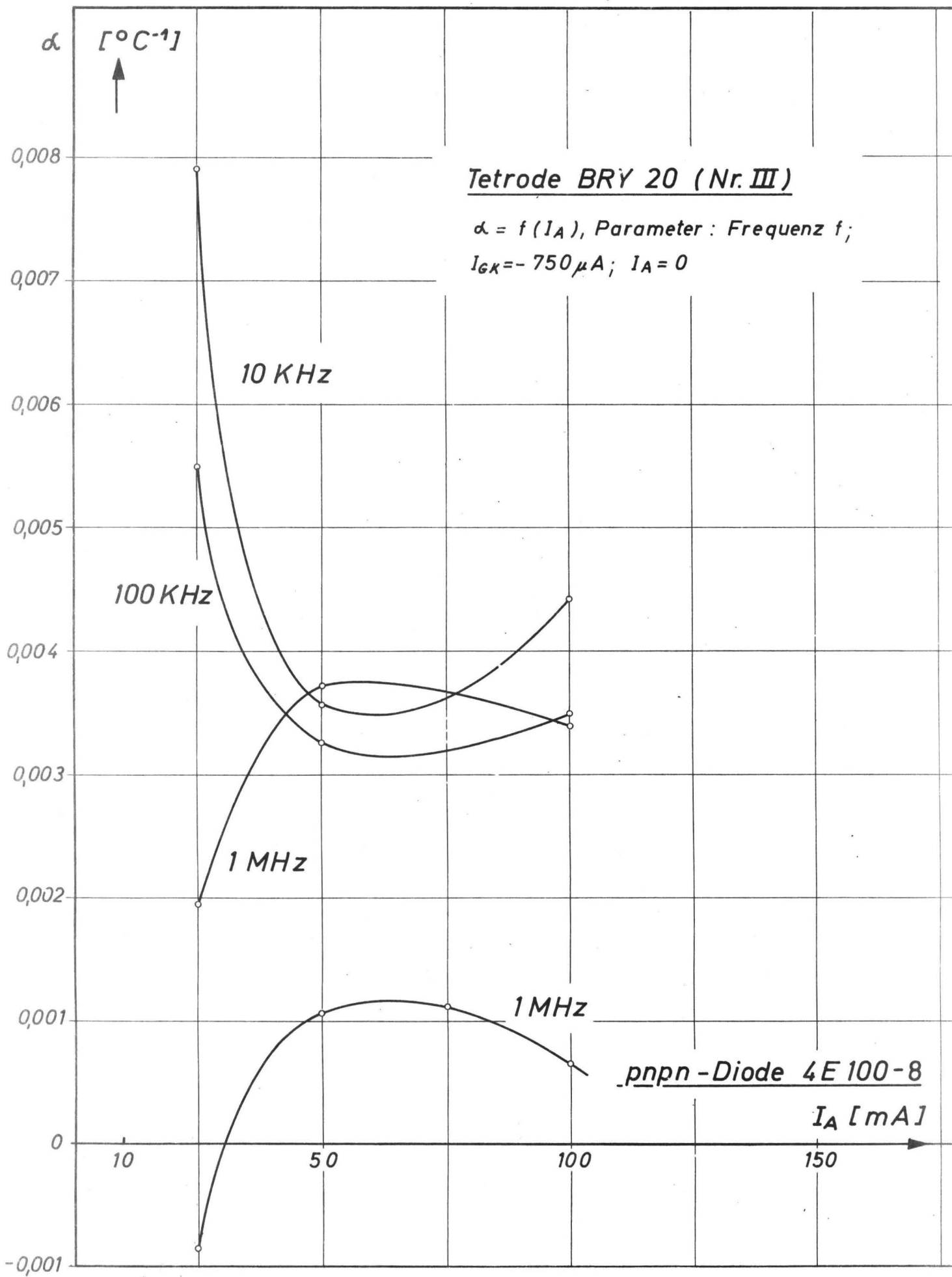


Abb. 13

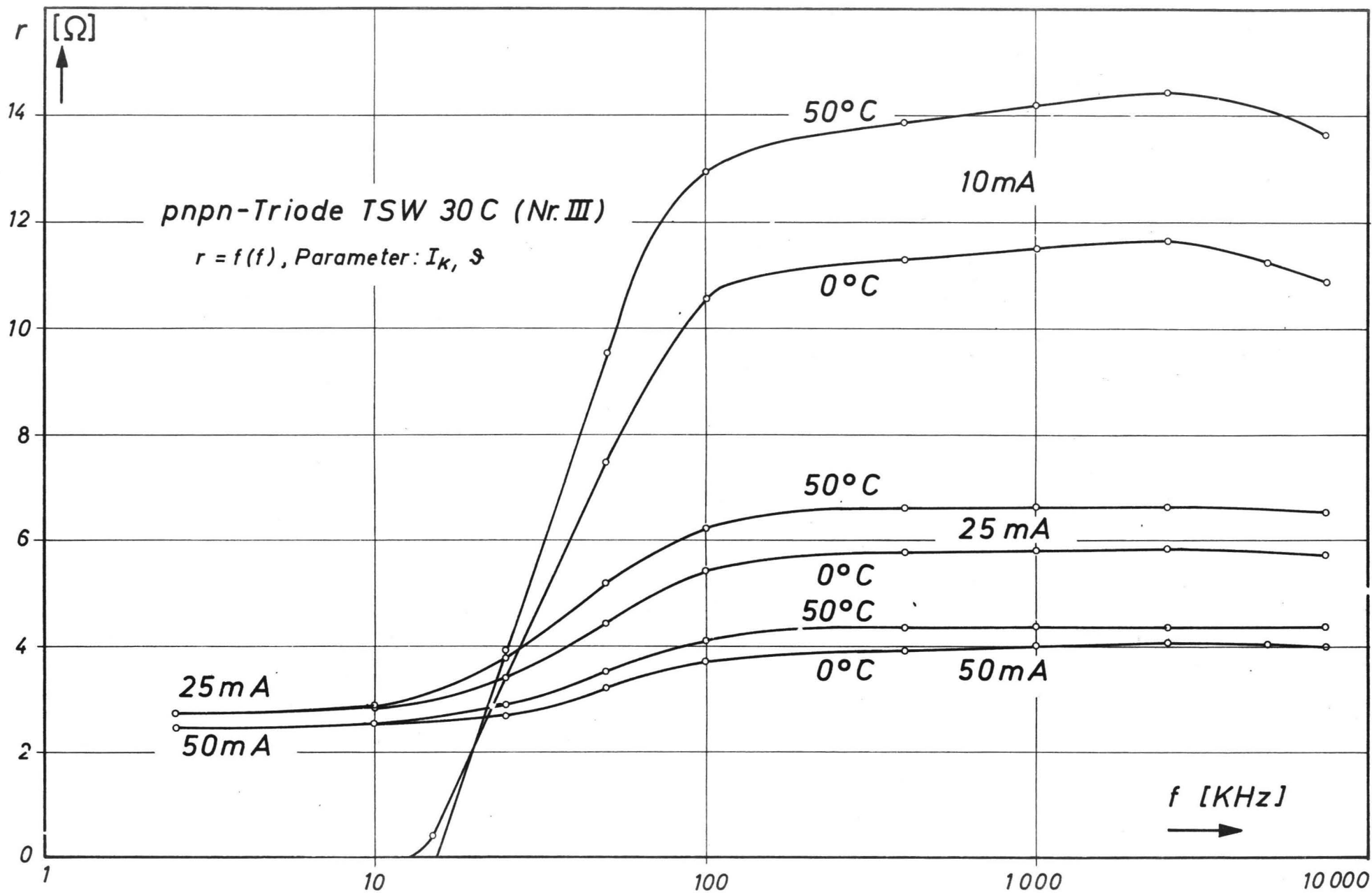


Abb. 14

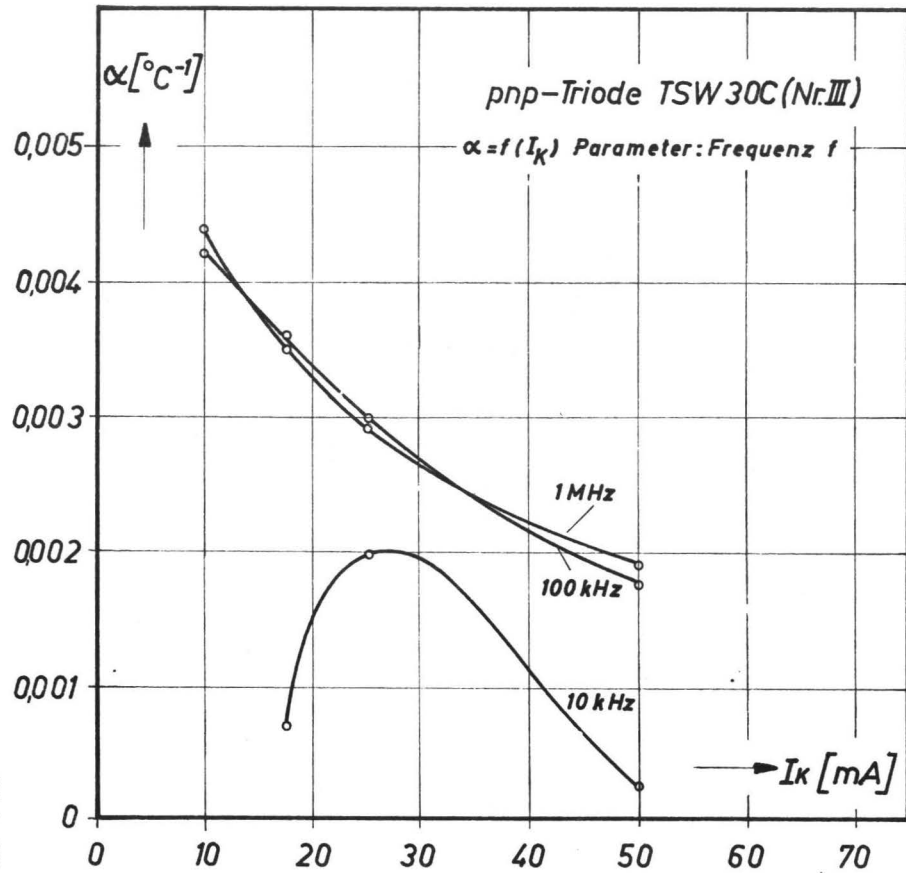


Abb. 15

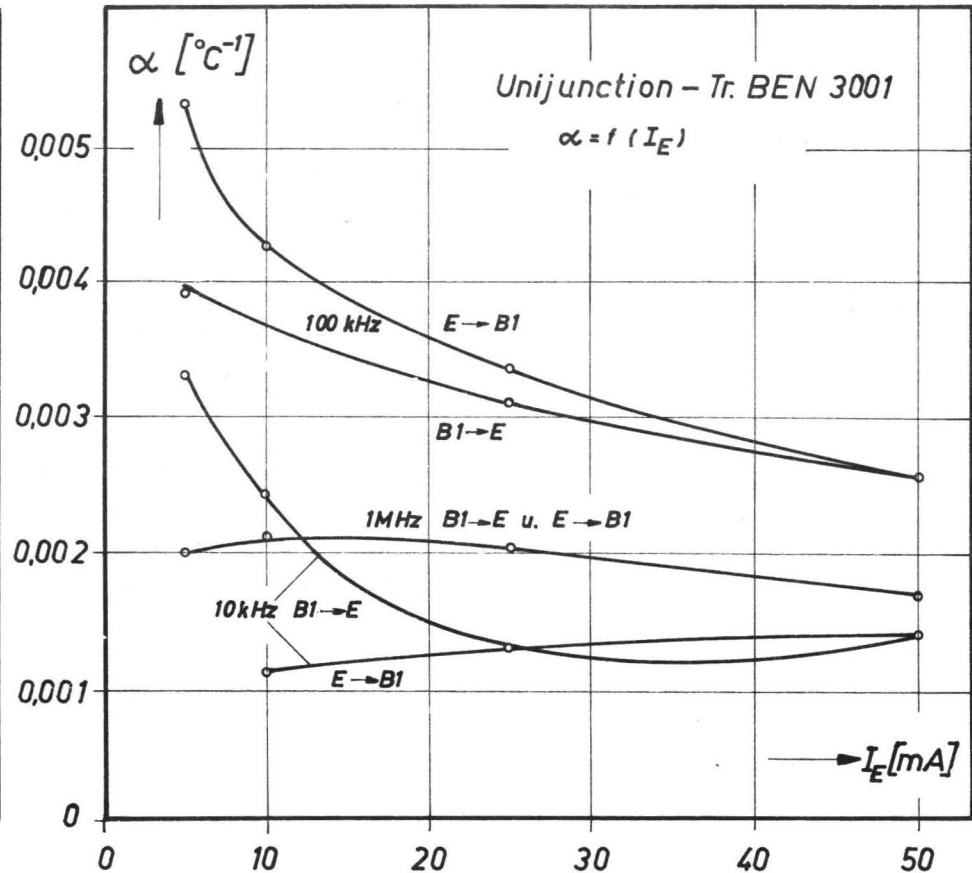


Abb. 16

Das Ein- und Ausschaltverhalten von Vierschicht-

Koppelpunkten.

1. Einleitung.

2. Meßschaltung.

2.1 Erzeugung der Steuerimpulse.

2.2 Ansteuerung der Koppelpunkte.

2.2.1 Einschalten eines Koppelpunktes.

2.2.2 Ausschalten durch Stromunterbrechung
= Ausschaltmethode 1.

2.2.3 Ausschalten durch Kurzschluß
= Ausschaltmethode 2.

2.2.4 Ausschalten durch Spannungsumpolung
= Ausschaltmethode 3.

2.3 Wahl der Torwiderstände.

3. Das Einschaltverhalten.

4. Das Ausschaltverhalten.

5. Schaltzeiten (Tabelle).

6. Literaturverzeichnis.

Das Ein- und Ausschaltverhalten von elektronischen
Vierschicht-Koppelpunkten

1. Einleitung.

Werden Halbleiter-Bauelemente zur Durchschaltung bzw. Sperrung von Wechselstromsignalen verwendet, so interessiert neben dem Durchlaß- und Sperrverhalten auch das zeitliche Verhalten des Einschalt- und Ausschaltvorganges. Schnellschaltende Koppelpunkte ermöglichen eine weitgehend zentralisierte Steuerung, die einzelnen aufzubauenden Verbindungen können nacheinander gesteuert werden, ohne daß Zwischenspeicher vorgesehen werden müssen. Durch kurze Ausschaltzeiten kann weiterhin in mehrstufigen Koppelanordnungen die innere Blockierung verringert werden, da der ausgelöste Verbindungsabschnitt dann eher für neu aufzubauende Verbindungen zur Verfügung steht.

In Raumvielfachsystemen muß eine aufgebaute Verbindung während der gesamten Belegungszeit durchgeschaltet sein. Die Belegung des Koppelpunktes erfordert nur einen geringen Aufwand, wenn sie in sogenannter Koinzidenzansteuerung durchgeführt wird. Dabei werden kurzzeitig Impulse an eine Spalte und Zeile gelegt, die den im Schnittpunkt dieser Vielfachleitungen liegenden Koppelpunkt durchschalten. Die Speicherung dieses Zustandes (Trennung von Ansteuerung und Haltefunktion) geschieht am einfachsten dadurch, daß man dem Koppelpunkt selbst ein Speicherverhalten gibt oder jedem Koppelpunkt ein individuelles, bistabiles Speicherelement zuordnet.

Es zeigt sich, daß Halbleiter-Vierschichtstrukturen neben dem geforderten Speicherverhalten auch gute Durchlaß- und Sperreigenschaften besitzen, so daß sie geeignete Koppelpunkte sind [1]. Übernehmen andererseits Dioden, Bipolar- oder Feldeffekt-Transistoren die Schalterfunktion, so wird

man nach dem heutigen Stand der Technik entweder Flip-Flop-Speicher oder Vierschichtstrukturen als individuell zugeordnetes Speicherelement verwenden. In beiden Fällen bestimmen die dynamischen Eigenschaften des Speichers die Schaltgeschwindigkeit des Koppelpunktes. In dem vorliegenden Bericht werden daher Meßergebnisse von Untersuchungen des Schaltverhaltens von Vierschichtstrukturen mitgeteilt. Die Ergebnisse umfassen sowohl die Eigenschaften von integrierten Strukturen (Thyristoren, Tetroden) als auch die Eigenschaften von Kompoundkreisen, bei denen die pnpn-Folge durch die Zusammenschaltung eines npn- und eines pnp-Transistors entsteht.

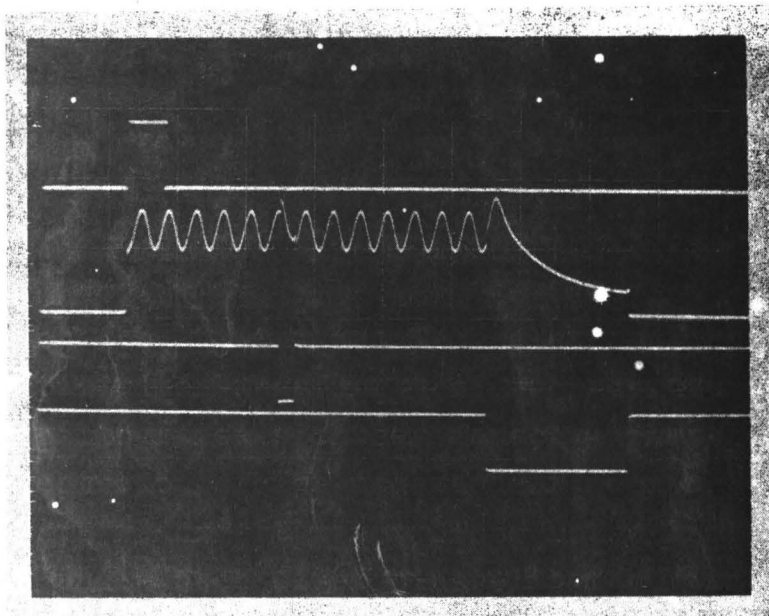
Für Thyristoren, die als Wechselstromschalter in der Starkstromtechnik verwendet werden, liegen Untersuchungen über deren Schaltverhalten vor; die dort verwendeten Bauelemente und Meßverfahren (Erholzeit-Messung durch Umpolung der Betriebsspannung) lassen jedoch keine Rückschlüsse quantitativer Art auf die als Koppelpunkte zu verwendenden pnpn-Strukturen zu. Die Unterschiede beziehen sich nicht nur auf die Bauelemente und das Ausschaltverfahren, sondern auch auf die Beschaltung der inneren Halbleiterzonen der Vierschichter; die Torwiderstände der p-n-p-n-Koppelpunkte müssen relativ hochohmig sein, damit die Durchlaßdämpfung klein bleibt. Auch interessiert bei den hier vorliegenden Kleinsignalanwendungen das Schalterverhalten bei anstehendem Wechselstromsignal; dieser Fall tritt z.B. bei einer Ersatzkanalumschaltung auf.

2. Meßschaltung

2.1 Erzeugung der Steuerimpulse

Zur eingehenden Untersuchung des Schaltverhaltens der Koppelpunkte müssen die Einschalt- und Ausschaltimpulse in ihrer Größe, Breite und ihrem zeitlichen Abstand möglichst weitgehend variiert werden können. Es interessiert weiterhin das Verhalten bei anstehendem Wechselstromsignal.

Nach Abb. 1 wird das Wechselstromsignal dem Koppelpunkt über Kapazitäten zugeführt und nach der Durchschaltung auf dem Oszillografen sichtbar gemacht; gleichzeitig wird es in eine Rechteckpulsfolge umgewandelt, deren Folgefrequenz dann stark reduziert wird. Diese Pulse liefern die Einschaltimpulse und - nach einer einstellbaren Verzögerung - die Ausschaltimpulse, deren Amplitude und Breite unabhängig von den Einschaltimpulsen eingestellt werden können. Mit einem zweiten, unabhängig vom ersten einzustellenden Ausschaltimpuls kann der Einfluß von kurzen Störimpulsen (z.B. Stromunterbrechungen) auf die Stabilität des Speichers geprüft werden. Die Synchronisation zwischen Impulsschema und Wechselstromsignal ist erforderlich, um stehende Bilder zu erzielen.



Osz.1:

Impulsschema (Beispiel).

Ablenkung: 50 μ s/cm.

Signalfrequenz: 50 kHz.

Oberster Strahl: Einschaltimpuls.

Dritter u. vierter Strahl: Ausschaltimpulse (Stromunterbrechung).

Dritter Strahl: Ausschaltimpuls zu kurz.

Vierter Strahl: Ausschaltimpuls ausreichend lang.

2.2 Ansteuerung der Koppelpunkte (s. Abb. 2).

2.2.1 Einschalten eines Koppelpunktes.

Der Koppelpunkt sei gesperrt; der Transistor BSX 20 ist durchgeschaltet (Basisstrom über $22\text{ K}\Omega$), so daß die Kathode K auf dem Potential U_1 liegt. Ein positiver Impuls mit einer genügend großen Amplitude ($> 4\text{ V}$) führt zu einer Basiseinströmung über den Torwiderstand R_K : der Koppelpunkt schaltet ein. Der Betriebsstrom fließt über die Strecke Masse - $75\ \Omega$ - Anode A - Kathode K - $390\ \Omega$ - BSX 20 - U_1 .

2.2.2 Ausschalten durch Stromunterbrechung = Ausschaltmethode 1.

Der Speisestrom wird durch das Ausschalten des Transistors BSX 20 unterbrochen; dazu werden negative Impulse an die Basis des Transistors gelegt. Die Entkopplungsdiode ermöglichen eine getrennte Ansteuerung von zwei unabhängigen Puls-Generatoren. Durch die $100\text{ K}\Omega$ -Belastung des Ausganges wird verhindert, daß die Eingangswiderstände der angeschlossenen Oszilloskopen in die Messungen eingehen.

2.2.3 Ausschalten durch Kurzschluß = Ausschaltmethode 2.

Es gilt die in der Abb. 2 gestrichelt gezeichnete Schaltung. Der Speisestrom des Koppelpunktes fließt über den $390\ \Omega$ -Widerstand nach U_1 . Der Transistor 2 N 3906 ist gesperrt ($U_{BE} = 0\text{ V}$) und kann durch einen negativen Impuls durchgeschaltet werden. Liegt U_4 auf Erdpotential, so wird der Koppelpunkt kurzgeschlossen ($U_{AK} = 0$).

2.2.4 Ausschalten durch Spannungsumpolung = Ausschaltmethode 3.

Ist die am Emitter des Transistors 2 N 3906 liegende Spannung U_4 positiv, so wird der Koppelpunkt durch Spannungsumpolung ausgeschaltet ($U_{AK} < 0$). Diese Messung entspricht im Prinzip der Erholzeitmessung von Thyristoren [2,3].

2.3 Wahl der Torwiderstände.

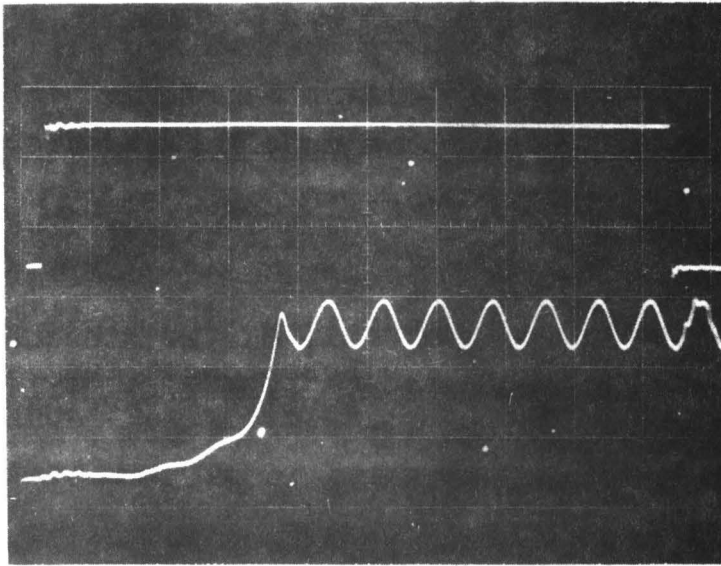
Die Größe der Torwiderstände beeinflusst nicht nur die Durchlaßdämpfung eines Signals, sondern auch die Schaltzeiten. Bei der Messung der Schaltzeiten wurden alle Torwiderstände zu 10 K Ω gewählt. Es ist nicht möglich, über Widerstände dieser Größe eine Torausschaltung des Koppelpunktes* herbeizuführen, da beim Ausschalten relativ große Ladungsmengen abgeführt werden müssen [4].

3. Das Einschaltverhalten.

Ein positiver Steuerimpuls am Kathodentor G_K öffnet den pn-Übergang Kathodenbasis - Kathode und führt über die interne Rückkopplung der Vierschichtstruktur zum Einschalten des Koppelpunktes. Eine erste Verzögerung entsteht durch die Schaltkapazität am Basisauschluß; sie muß über R_K umgeladen werden, d.h. die Basis-Kathodenstrecke geht nicht sofort in den leitenden Zustand über, sondern entsprechend einer Zeitkonstanten von etwa 50 bis 100 ns**. Erst danach injiziert die Kathode Elektronen, die nach der Basislaufzeit den Kollektor (= mittlerer pn-Übergang) erreichen; die Sperrspannung an der mittleren Schicht wird abgebaut, bis der Vierschichter schließlich in die Sättigung geht. Für die Schaltzeiten sind u.a. die Laufzeiten in den Basisgebieten, die Stromabhängigkeiten der Stromverstärkungsfaktoren und die Lebensdauern der Ladungsträger maßgebend [5]. Daher schalten Compoundkreise, die aus zwei Komplementären, schnellen Transistoren bestehen, schneller ein als integrierte Strukturen mit einem breiten Basisgebiet (s. Tabelle im Abschnitt 5). Die beiden folgenden Fotos zeigen entsprechende Oszillogramme des Stromanstiegs.

*) Nur spezielle integrierte Strukturen (GCS = gate controlled switch) sind über Tore ausschaltbar.

***) Jeder Koppelpunkt war in eine gedruckte Schaltung eingelötet, die über einen Steckanschluß mit dem Meßaufbau verbunden werden konnte; durch die gedruckte, doppeltkaschierte Platte ergab sich je Basisanschluß eine Erdkapazität von max 10 pF.



Osz.2:

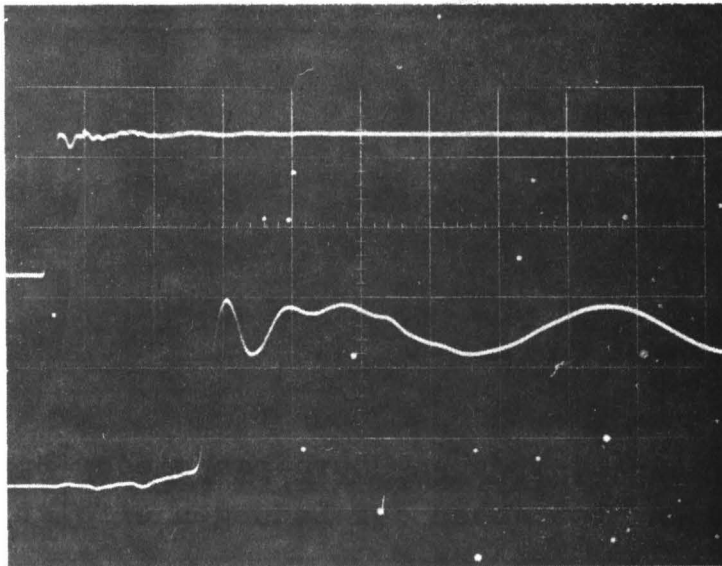
Einschalten einer Tetrode.
BRY 21, beide Tore
beschaltet.

Ablenkung: 0.5 μ s/cm.

Einschaltimpuls: 11 V.

Signalfrequenz: 2.5 MHz.

$I_K = 25$ mA.



Osz.3:

Sehr schnelles Einschalten
eines Compoundkreises.
BF 167/2N3906, beide Tore
beschaltet.

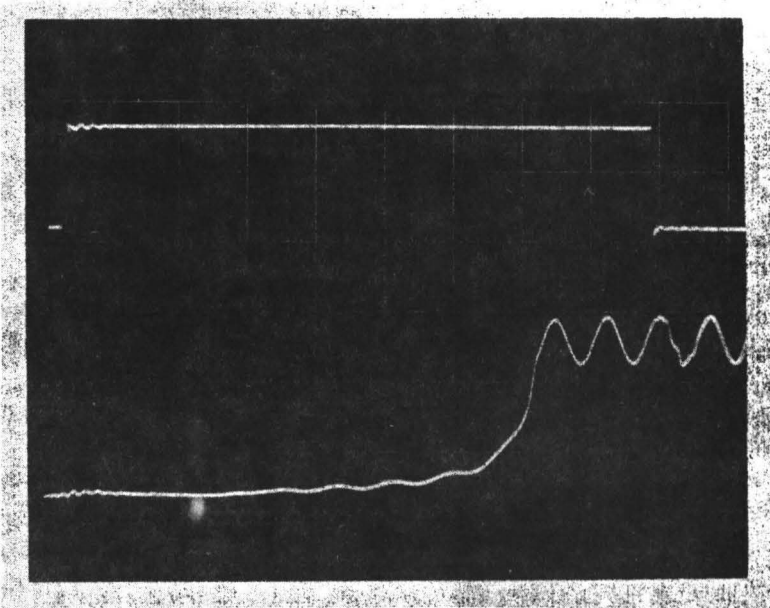
Ablenkung: 0.1 μ s/cm.

Einschaltimpuls: 11 V.

Signalfrequenz: 2.5 MHz.

$I_K = 25$ mA.

Da die pnpn-Schalter ladungsgesteuerte Bauelemente sind, bewirkt eine Verringerung des Steuerstroms eine Verlängerung des Einschaltvorganges:



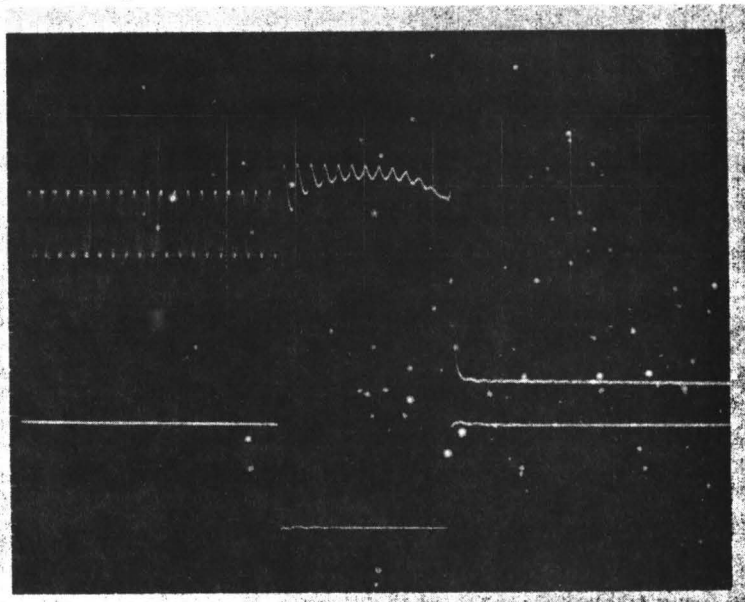
Osz.4

wie Osz.2. Einschaltimpuls ausreichend lang, aber Amplitude verringert (7 V).

Die Abb. 3 zeigt entsprechende Meßergebnisse für verschiedene Koppelpunkte; t_{ein} ist die Zeitdauer zwischen dem Einschaltimpuls und dem Zeitpunkt, in dem der Strom auf 90% seines Endwertes angestiegen ist. Bei 4 Volt ist die untere Grenze der Pulshöhe erreicht; diese Spannung ist erforderlich, um die Vorspannung der Strecke $G_K - K$ aufzuheben. Neben der Einschaltzeit t_{ein} interessiert auch die Mindestlänge des Steuerimpulses. Es zeigte sich, daß diese Mindestlänge $\geq t_{\text{ein}}$ sein muß.

4. Das Ausschaltverhalten.

Das Ausschalten eines Vierschichters erfordert den Abbau der inneren Ladung, damit die einzelnen pn-Übergänge wieder Sperrspannung übernehmen können. Der Abbau der Ladungen erfolgt durch

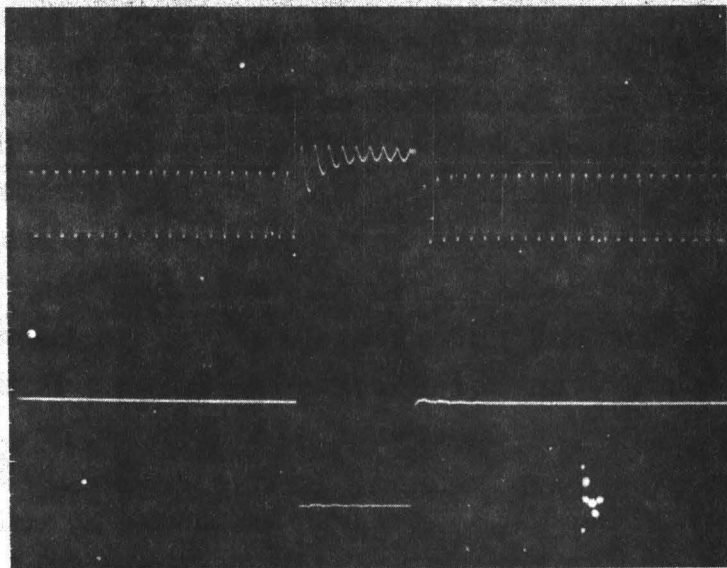


Osz.5:

Ausschalten einer pnpn-Triode TSW 30C (Transitron)
Ausschaltmethode 1, Ausschaltimpuls ausreichend lang = Mindest-Impulslänge.
Ablenkung: 5 $\mu\text{s}/\text{cm}$.
Signalfrequenz: 1 MHz.
 $I_K = 10 \text{ mA}$.

Drift und Rekombination, wobei für den zeitlichen Vorgang der Rekombination die mittlere Lebensdauer der im Überschuß vorhandenen Ladungsträger maßgebend ist.

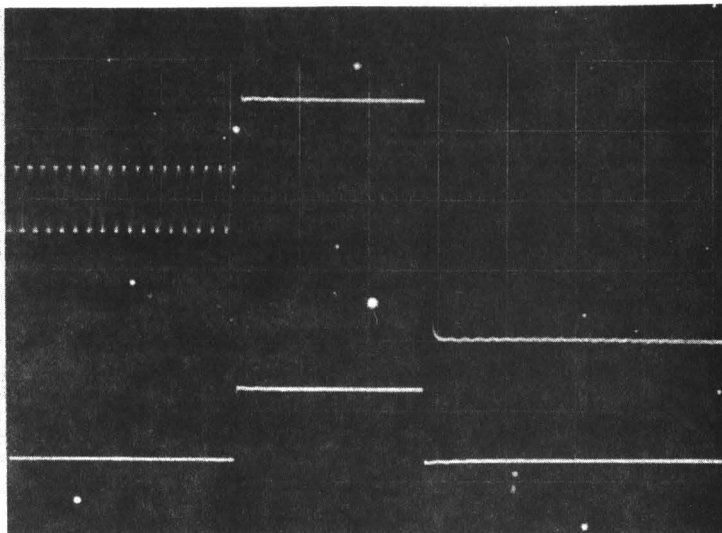
Bei der Ausschaltmethode 1 (Unterbrechen des Stromes) bleibt der Koppelpunkt im ersten Moment durchgeschaltet (über $100 \text{ K}\Omega$), bis die Sättigungsladung soweit abgebaut ist, daß die Sperrschichten in den Sperrzustand gehen. Wird die Stromunterbrechung vorher aufgehoben, so schaltet der Koppelpunkt wieder ein.



Osz.6:

wie Osz.5, Ausschaltimpuls zu kurz.

Ein anderes Bild ergibt sich bei Kurzschluß oder Spannungsumpolung; der pn-Übergang $G_K - K$ geht sehr schnell in den gesperrten Zustand über, da anfangs über den äußeren, sehr niederohmigen Schaltkreis ein Ladungsausgleich stattfinden kann.



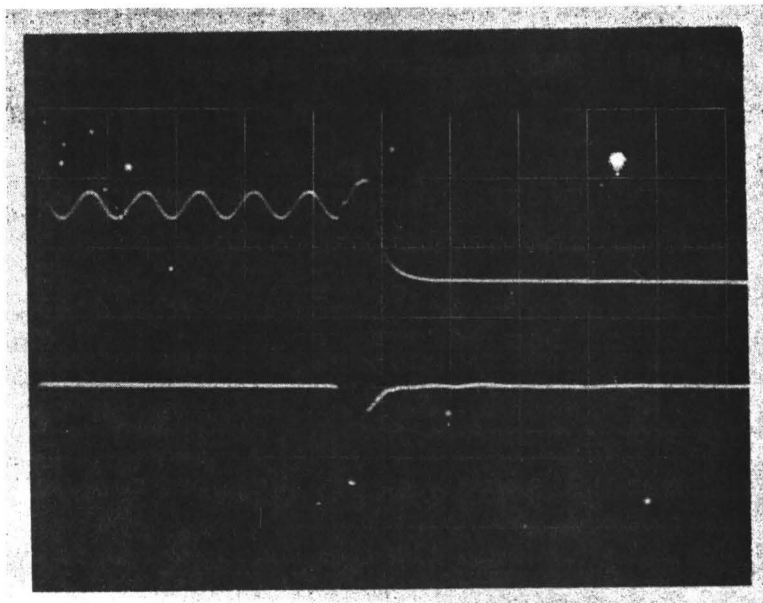
Osz.7:

Ausschalten mit Spannungsumpolung.
= Ausschaltmethode 3.
Alle Daten wie Osz.5.

Der gesperrte pn-Übergang geht bei manchen Bauteilen während der Ausschaltpulsdauer in den Avalanchebetrieb über, ein ähnlicher Vorgang tritt auch bei den Erholzeitmessungen von Thyristoren auf [2].

Das Kurzschließen des Koppelpunktes (Methode 2) verringert die Ausschaltzeiten gegenüber der Methode der Stromunterbrechung (Methode 1), die Abb. 4 und 5 zeigen entsprechende Meßergebnisse für Compoundkreise und integrierte Strukturen bei verschiedenen Strömen. Aus der Vergleichstabelle im Abschnitt 5 wird deutlich, daß die Spannungsumpolung ($t_{\text{aus } 3}$) gegenüber dem Kurzschluß ($t_{\text{aus } 2}$) die Ausschaltzeiten kaum verringert.

Einige Schwierigkeiten können beim Ausschalten von Compoundkreisen entstehen, wenn die Transistoren eine solche Stromabhängigkeit der Stromverstärkungswerte besitzen, daß die Summe der Kleinsignalstromverstärkungen $\alpha_1 + \alpha_2$ auch bei sehr kleinen Strömen den Wert 1 nicht unterschreitet. Diese Schwierigkeiten treten nicht auf, wenn beide Tore des Compoundkreises beschaltet sind, da dann die äußeren injizierenden pn-Übergänge wirksam gesperrt werden können. In diesem Fall ergeben sich kurze Schaltzeiten, vor allem dann, wenn die α -Werte bei kleinen Strömen stark abfallen; das folgende Oszillogramm zeigt ein entsprechendes Beispiel:



Osz.8:

Sehr schnelles Ausschalten eines Compoundkreises.
TIS48/TIS54, beide Tore beschaltet.
Ausschaltmethode: 1.
Ablenkung: $0.5 \mu\text{s}/\text{cm}$.
Signalfrequenz: 2.5 MHz .
quenz:
 $I_K = 25 \text{ mA}$.

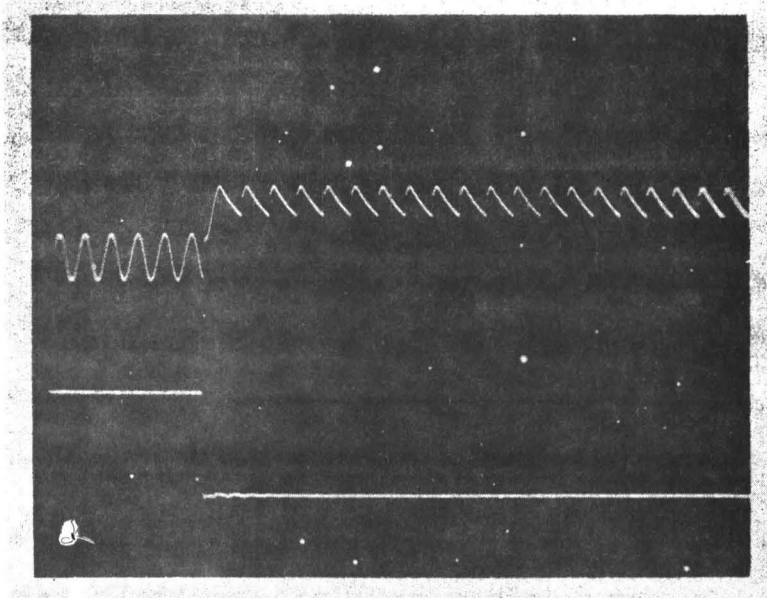
Ist jedoch eines der Tore nicht beschaltet, so müssen bei allen beschriebenen Ausschaltmethoden die inneren Ladungen der Transistoren so weit abgebaut sein, daß der bei Wiederkehr der Betriebsspannung auftretende Verschiebungsstrom nicht die Summe der Stromverstärkungen über 1 anhebt. Daher ergeben sich relativ lange Ausschaltzeiten (s. Tabelle im nächsten Abschnitt). Abhilfe ist durch folgende Maßnahmen möglich:

- * Beschaltung des zweiten Tores.
- * Verringerung der Anstiegszeit der wiederkehrenden Spannung.
- * Inversbetrieb eines der Transistoren ($\alpha_I \ll \alpha_N$).
- * Parallelschalten eines Widerstandes zum pn-Übergang des nicht beschalteten Tores.
- * Änderung der Stromverteilung im Compoundkreis durch Widerstände, so daß ein Transistor nur schwach gesättigt ist.

Die angeführte Methode des Parallelschaltens eines Widerstandes zum nicht beschalteten Emitter erwies sich als sehr wirksam, da sie die effektive Stromverstärkung des Transistors herabsetzt (shorted-emitter-Prinzip). Es zeigte sich, daß ein Widerstand von etwa 10 K Ω bis 50 K Ω die gleiche Wirkung bezüglich des Ausschaltens hervorruft wie ein zweiter Torwiderstand, ohne daß dem Koppelpunkt eine zweite Torspannung zugeführt werden muß. Die Sperrdämpfung verringert sich in diesem Fall (bei einem Compoundkreis 2N3904/2N3906) nur um einige dB, wenn der Torwiderstand durch eine Diodenschaltung niederohmig gemacht wird [6].

Wenn Compoundkreise mit einem Torwiderstand betrieben werden sollen, so müssen Transistoren mit möglichst stromabhängigen und kleinen α -Werten gewählt werden (z.B. TIS48/TIS54). Dabei ist zu beachten, daß sich manche Compoundkreise sehr schlecht ausschalten lassen, wenn an dem nicht beschalteten pn-Übergang ein Wechselstromsignal ansteht. Bei Compoundkreisen mit zwei

Torwiderstände und bei allen integrierten Schaltern wird das Ein- und Ausschaltverhalten durch anstehende Wechselstromsignale kaum beeinflusst.



Osz. 9:

Kompondkreis 2N3904/3906 schaltet bei großen Signalamplituden nicht aus (Ladungszuführung durch Gleichrichtung).

Nur G_K beschaltet.

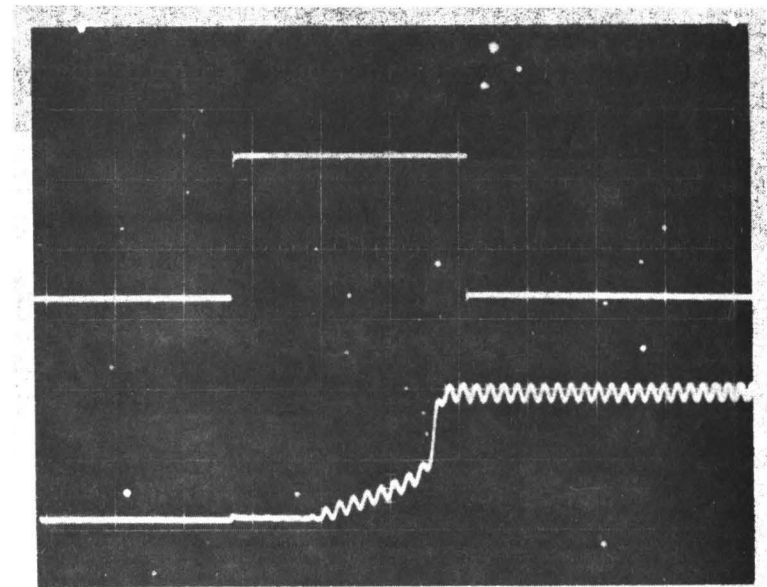
Ausschaltmethode: 1.

Ablenkung: 20 $\mu\text{s}/\text{cm}$.

Signalfrequenz: 125 kHz.

$I_K = 25 \text{ mA}$.

Wird der mittleren Sperrschicht eine Zusatzkapazität parallelgeschaltet, um (bei kleinen Torwiderständen) die resultierende Sperrkapazität des Schalters zu verringern [1,6], so verlängern sich die Ein- und Ausschaltzeiten wesentlich; beim Ausschaltvorgang darf die Anstiegszeit einen bestimmten Wert



Osz. 10:

Einschalten einer integrierten Struktur.

BRY 20, G_K mit R_K und

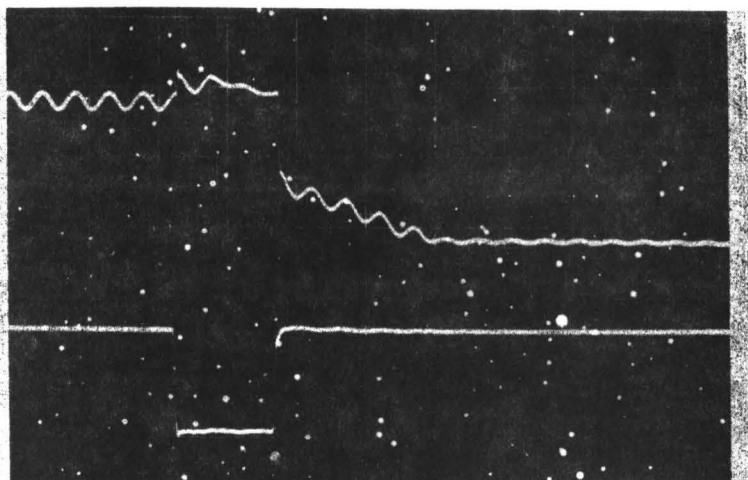
Paralleldiode beschaltet; $C = 400 \text{ pF}$ über Strecke $G_A - G_K$.

Nach Einschaltverzögerung durch Umladung beginnt das eigentliche Einschalten. Die mittlere Schicht ist noch gesperrt, aber das Signal läuft über 400 pF.

Ablenkung: 5 $\mu\text{s}/\text{cm}$.

$I_K = 25 \text{ mA}$.

(der vom Bauteil und von dem Kapazitätswert abhängt) nicht unterschreiten, da die wiederkehrende Spannung den Koppelpunkt wieder zündet.



Osz.11:

wie Osz.10, jedoch Ausschaltvorgang.

Ausschaltmethode: 2.

Ablenkung: 2 μ s/cm.

5. Schaltzeiten

t_{ein} = Spannungsanstieg von 0 auf 90 % des Endwertes.
Pulsamplitude: 11 V,

t_{aus1} = Mindestdauer der Stromunterbrechung.

t_{aus2} = Mindestdauer des Kurzschlusses des Koppelpunktes.

t_{aus3} = Mindestdauer der Spannungsumpolung (auf + 4 V).

Endwert des Speisestromes: $I_K = 25$ mA.

Die Ansteuerung erfolgte jeweils an Kathodentor, die Ausschaltung wurde an der Kathode durchgeführt (s. Abb. 2).

	t_{ein}	t_{aus1}	t_{aus2}	t_{aus3}
	μ s	μ s	μ s	μ s
<u>Integrierte Vierschichtstrukturen</u>				
Triode TSW30C	0,98	15,0	15,8	16,0
Triode 2N4326	1,5	3,2	2,9	2,6
Tetrode 3N81	0,38	3,2	2,1	1,95
Tetrode BRY21	1,3	3,3	3,1	2,75
Tetrode TIC 26	1,5	4,0	2,8	2,7

Tetrode BRY 20

nur R_K	1,7	0,8	0,8	0,8
R_K und R_A	1,7	0,83	0,88	0,85
R_K mit Paralleldiode	1,7	0,7	0,7	0,65
R_K " " " + Kond.(400pF) 15		3,0	2,6	-

Vierschichtdiode + Diode

4E 20-8 + 1N4154	2,7	8,4	7,5	-
------------------	-----	-----	-----	---

Kompoundschalter

BF167/2N3906 R_A u. R_K	0,15	1,1	0,94	0,85
OC76/2N3904 R_A u. R_K	0,65	30,0	29,5	29,5
OC76/ASY75 R_A u. R_K	1,1	20,8	13,4	11,0
2N3702/2N3704 R_A u. R_K	0,35	3,7	1,3	0,7
TIS48/TIS54 R_A u. R_K	0,13	<0,2	<0,2	<0,2
" " nur R_K		3,4		

2N3904/2N3906

nur R_K	0,12	≤ 20	≤ 18	≤ 18
R_A und R_K	0,15	0,84	0,48	0,45
R_K + Diode	0,12	12	≤ 18	≤ 18
R_A + R_K + 2 Dioden	0,15	0,6	0,3	0,3

Lichtgesteuerte Koppelpunkte

(bei galvanischer Ansteuerung)

Triode 5P30	0,88	26,0	22,5	22,5
Triode 3P1021	0,6	8,2	6,9	7,0
Kompoundschalter BPY62/2N3906	0,18	2,1	1,06	0,8

6. Literatur

- 1 P. Noll
Das Durchlaß- und Sperrverhalten
elektronischer Breitband-Koppelpunkte.
Dissertation 1969, TU Berlin,
eingereicht am 29.1.1969.

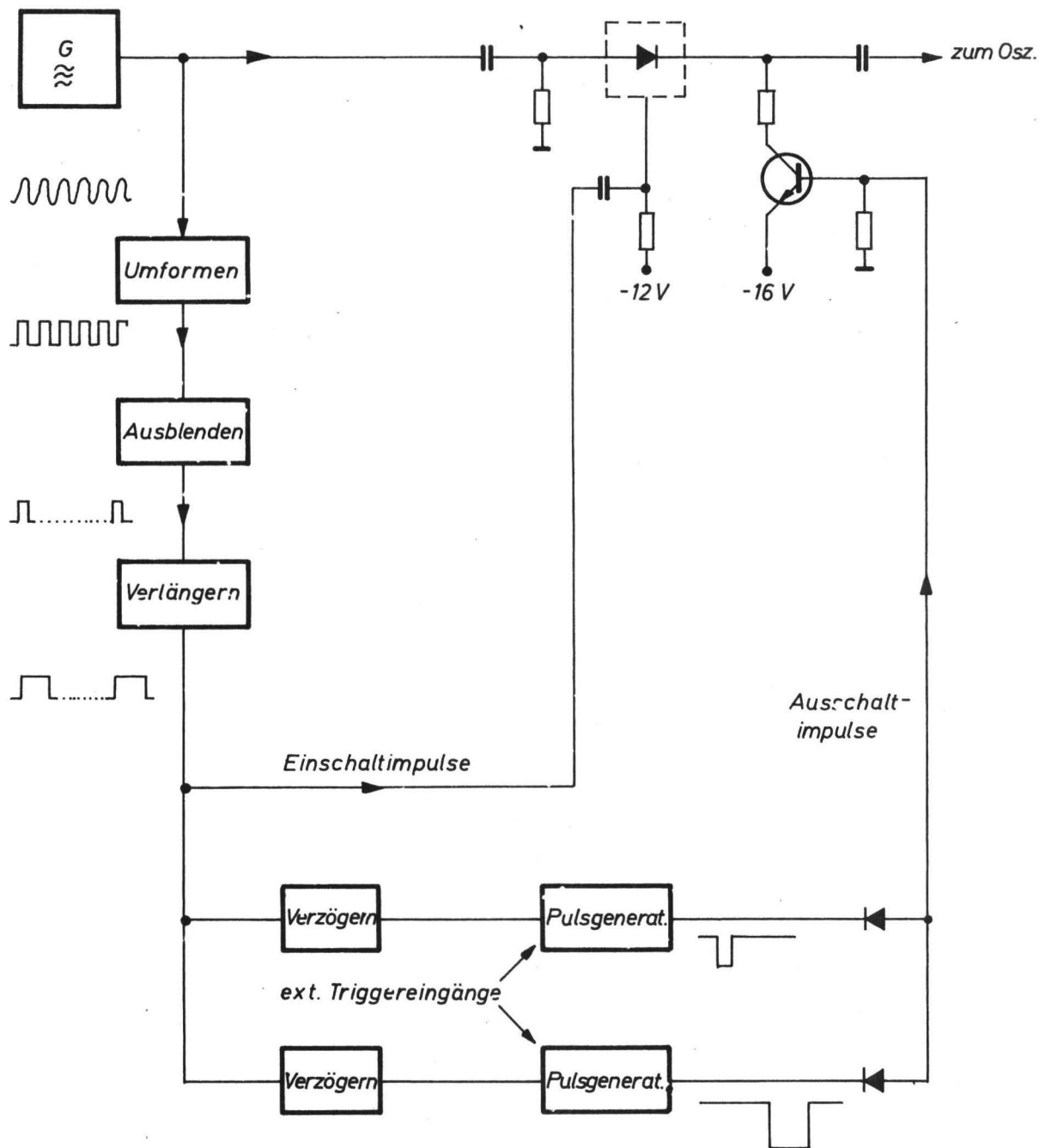
- 2 A.N. Baker
J.M. Goldey
I.M. Ross
Recovery time of pnpn diodes.
IRE Wescon Convention Record 3 (1959),
Pt 3.(Electr. Devices), S. 43-48.

- 3 F.E. Gentry
F.W. Gutzwiller
N. Holonyak, Jr.
E.E. von Zastrow
Semiconductor Controlled Rectifiers.
Series in Solid State Physical Electronics,
Prentice Hall, Inc. 1964.

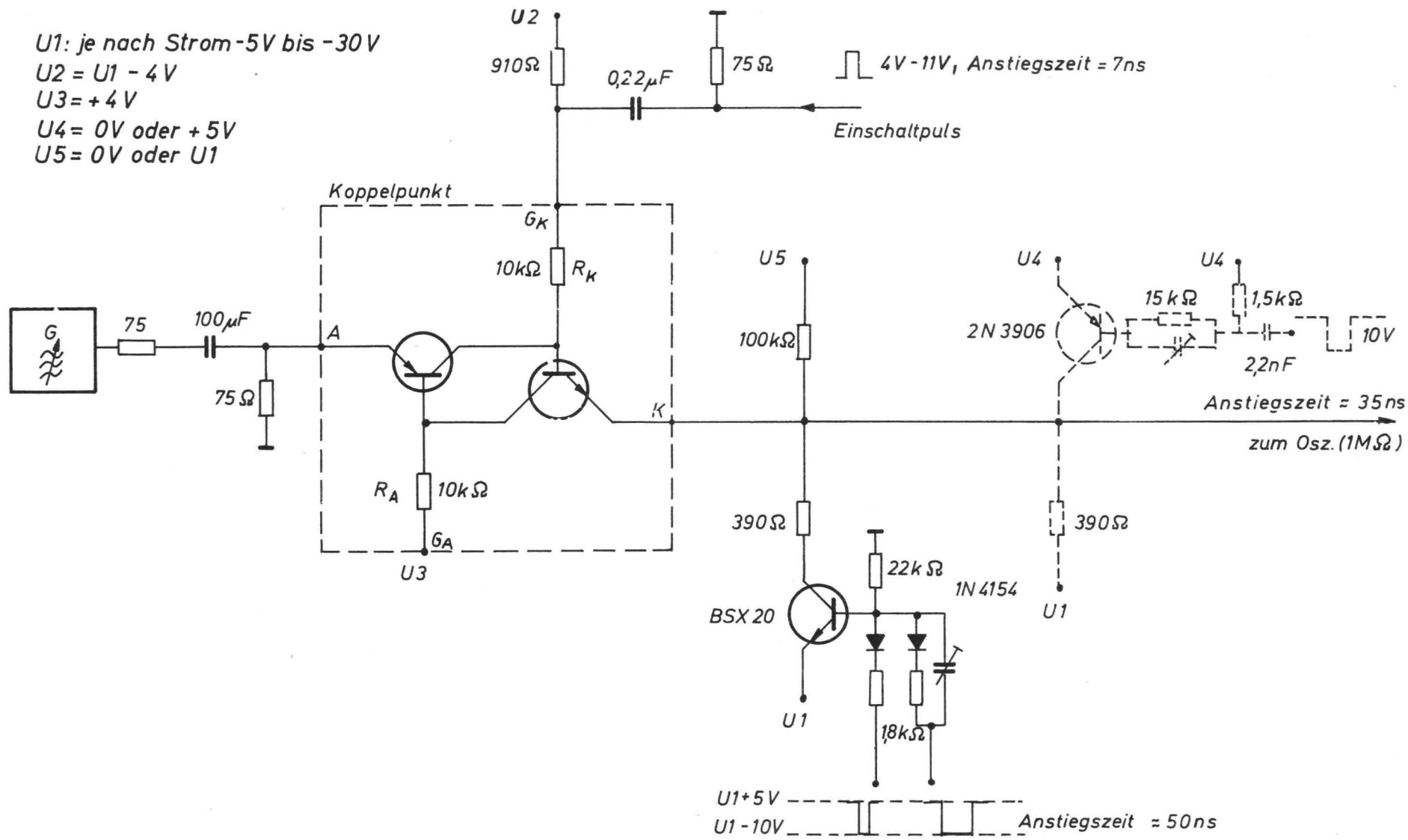
- 4 E. Duane Wolley
Gate turn-off in p-n-p-n devices.
IEEE Trans. on Electron. Devices
Vol. ED - 13 (1966), S. 590-597.

- 5 V.A. Kuzmin
V.S. Pershenkov
The switching transient of a thyristor.
Radio Engineering and Electronic Physics.
Vol. 13 (1968), No. 4, S. 616-623.

- 6 P. Noll
Koppelfelder zur Durchschaltung breit-
bandiger Signale.
Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungs-
forschung Berlin-Charlottenburg.
Technischer Bericht Nr. 101 (1969).



Messung des Schaltverhaltens elektronischer Koppelpunkte



Schaltung zur Bestimmung des Schaltverhaltens elektron. Koppelpunkte

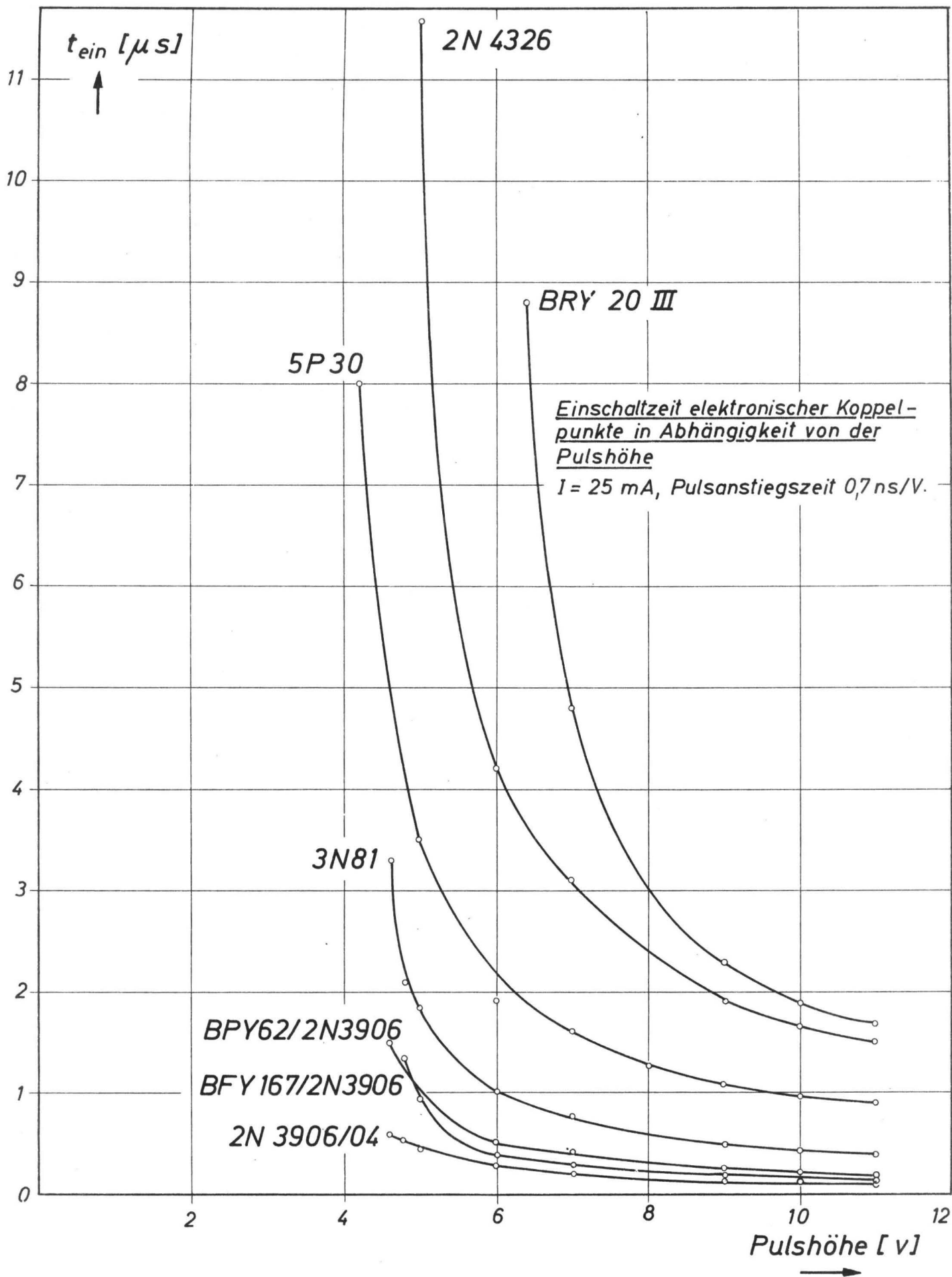


Abb. 3

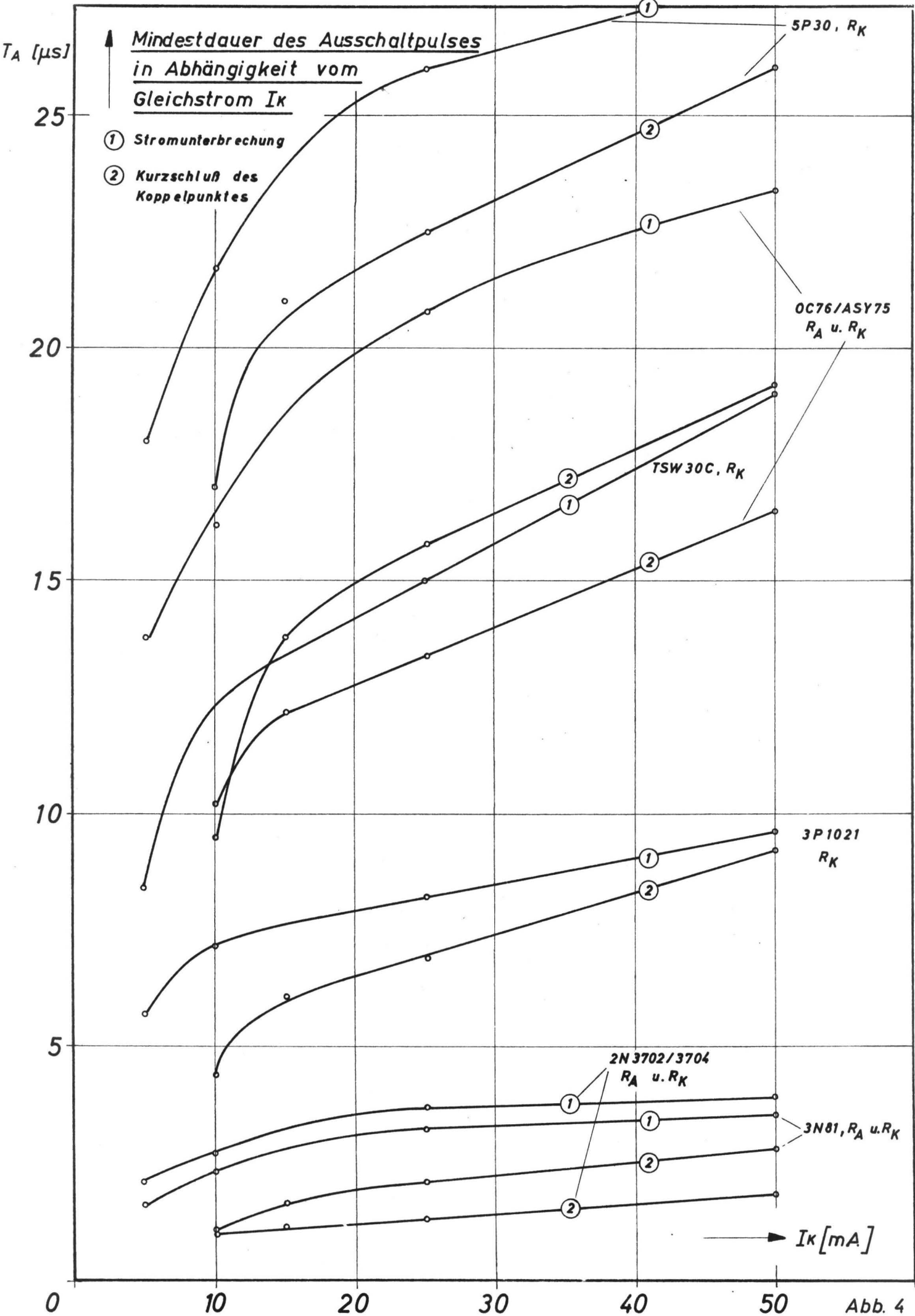


Abb. 4

