

<b>Zeitschrift:</b>	Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegraфи svizzeri
<b>Herausgeber:</b>	Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe
<b>Band:</b>	36 (1958)
<b>Heft:</b>	8
<b>Artikel:</b>	Heutige Grenzeigenschaften von Transistoren
<b>Autor:</b>	Hauri, E.R.
<b>DOI:</b>	<a href="https://doi.org/10.5169/seals-874435">https://doi.org/10.5169/seals-874435</a>

### Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

### Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

### Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

**Download PDF:** 13.01.2026

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

TECHNISCHE MITTEILUNGEN

BULLETIN TECHNIQUE

PTT

BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von der Schweizerischen Post-, Telegraphen- und Telephonverwaltung. Publié par l'administration des postes, télégraphes et téléphones suisses. Pubblicata dall'amministrazione delle poste, dei telegrafi e dei telefoni svizzeri

E. R. Hauri, Bern

## Heutige Grenzeigenschaften von Transistoren\*

621.314.7

**Zusammenfassung.** Bei der Anwendung der Transistoren haben sich bis heute einerseits feste Grenzen gebildet, gegeben durch physikalische Gesetze und Schaltungseigenschaften; anderseits sind gewisse Grenzen, zum Beispiel bezüglich Leistung und Frequenzverhalten, in steter Aufwärtsbewegung.

Die Rauscheinigenschaften der Flächentransistoren erlauben den Bau von Verstärkern mit sehr geringem Eigengeräusch. Der Klirrfaktor kann bei kleinem Pegel bei geeigneter Dimensionierung der Schaltung minimal gehalten werden. Bei höherem Pegel kann die Wahl der Gegenkopplungsart eine wichtige Rolle spielen. Bei Oszillatoren ist Unabhängigkeit des Schwingungskreises von den Transistoreigenschaften anzustreben. Für die Streuung der Transistor-Kennwerte werden einige Beispiele gegeben. Die Leistungsgrenze ist gesetzt durch die maximale Kristalltemperatur, die Nichtlinearität des Stromverstärkungsfaktors und die maximale Kollektorspannung. Um bei den Transistoren mit Diffusionsströmung die Frequenzgrenze zu erhöhen, müssen die Basisschichten möglichst dünn gemacht werden, was grosse technologische Schwierigkeiten bietet. Verbesserungen werden angestrebt durch Beschleunigung der Ladungsträger mittels eines elektrischen Feldes.

Die Grenzeigenschaften von Transistoren können nach zwei Gesichtspunkten unterschieden werden. Einerseits besitzen wir heute so viele grundlegende physikalische Kenntnisse und Erfahrungen in der technischen Anwendung der Transistoren, dass wir entweder ihre guten Eigenschaften auszunützen wissen oder gewisse Schaltungsprinzipien anwenden, um den Einfluss einiger nicht zu beseitigender, unerwünschter Eigenschaften möglichst klein zu halten. Diese Tatsachen sollen die *festen Grenzen* genannt werden. Andererseits sind Physiker, Chemiker und Ingenieure bestrebt, neue Herstellungsmethoden oder neue physikalische Prinzipien herauszufinden, um gewisse andere Eigenschaften zu verbessern, worunter etwa die Erhöhung der Leistungs- und Frequenzgrenzen

\* Vortrag, gehalten an der 17. schweizerischen Tagung für elektrische Nachrichtentechnik am 19. Juni 1958 in Biel.

**Résumé.** Dans l'application des transistors, on a trouvé jusqu'ici, d'une part, des limites fixes données par les lois de la physique et les propriétés électriques des transistors; d'autre part, certaines limites, par exemple la puissance et la fréquence appliquée, augmentent de plus en plus.

Les caractéristiques de bruit des transistors à jonction permettent de réaliser des amplificateurs ayant un très faible niveau de bruit. Le taux de distorsion aux bas niveaux peut être maintenu très faible en établissant un circuit approprié, tandis qu'aux niveaux élevés le genre de contre-réaction peut jouer un rôle important. Pour les oscillateurs, on s'efforcera d'éviter que les transistors aient une influence sur le circuit oscillant. Ensuite on donne quelques exemples de la dispersion des caractéristiques des transistors. La puissance limite est fixée par la température maximale admissible du cristal, par la non-linéarité du facteur d'amplification de courant et par la tension maximum du collecteur. Pour augmenter la limite de fréquence des transistors à courant de diffusion, l'épaisseur de la couche de la base doit être aussi faible que possible; ceci entraîne d'importantes difficultés technologiques qu'on cherche à éviter en accélérant les porteurs de charge par un champ électrique.

zu zählen ist. Dies sind also sozusagen *bewegliche Grenzen*.

### A. Das Rauschen [1]

Jedes Verstärkerelement hat ein gewisses Eigenrauschen; dadurch ist die untere Grenze für die

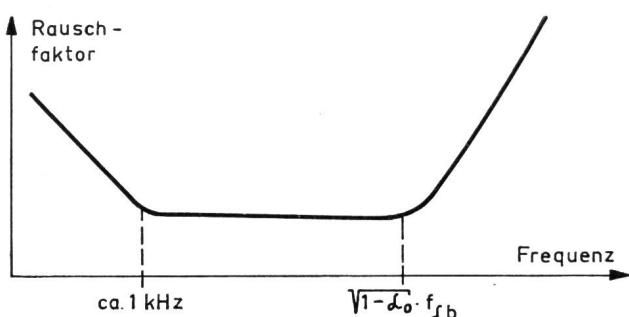


Fig. 1. Abhängigkeit des Rauschfaktors von der Frequenz

Amplitude des noch verstärkbaren Signals gegeben. Über die Rauscheigenschaften der Flächentransistoren besitzen wir heute praktisch abgeschlossene theoretische Kenntnisse, die sich mit der Erfahrung decken. Betrachten wir zunächst den Rauschfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz (Fig. 1). Wir können drei Gebiete unterscheiden:

Bei tiefen Frequenzen nimmt die Ausgangsrausleistung umgekehrt proportional zur Frequenz ab. Dies ist das sogenannte *1/f-Rauschen* oder *Funkelrauschen*; es ist verwandt mit dem Funkelrauschen der Elektronenröhren und hat seinen Ursprung in spontanen Schwankungen an der Halbleiter-Oberfläche, die reich an Fangstellen (Traps) ist. Heute stellt man Transistoren her, bei denen das Funkel-

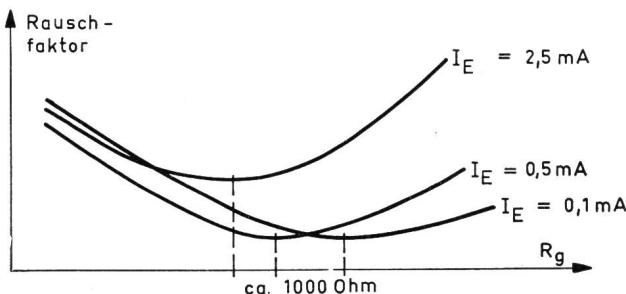


Fig. 2. Abhängigkeit des Rauschfaktors vom Generatorinnenwiderstand  $R_g$  für verschiedene Emitterströme bei Niederfrequenz (einige kHz)

rauschen bei Frequenzen oberhalb von ca. 1 kHz vernachlässigbar ist.

In einem mittleren Gebiet ist der Rauschfaktor minimal (ungefähr 2...6 dB bei guten Transistoren) und unabhängig von der Frequenz. Dieses Rauschen wird verursacht durch den Basiswiderstand (*thermisches Widerstandsrauschen*) und durch die körnige Struktur des Gleichstroms (*Schrotrauschen*).

Bei hohen Frequenzen nimmt das Schrotrauschen infolge von *Laufzeiteffekten* wieder zu. Die Frequenz, wo der Anstieg beginnt, beträgt annähernd  $f_{ab}\sqrt{1-\alpha_0}$ , wobei  $f_{ab}$  die Grenzfrequenz und  $\alpha_0$  der NF-Stromverstärkungsfaktor in Basisschaltung ist.

Der Rauschfaktor ist auch vom Generator-Innenwiderstand  $R_g$  und vom Emitter-Gleichstrom  $I_E$  abhängig (Fig. 2). Man findet ein Optimum bei einem bestimmten Wert von  $R_g$ ; je kleiner der Emitterstrom  $I_E$  ist, desto höher liegt der optimale Wert von  $R_g$ . Aus der Figur ist ferner ersichtlich, dass das Optimum des Rauschfaktors bei Emittergleichströmen von 0,1...0,5 mA am kleinsten ist; bei höheren Werten von  $I_E$  wird es schlechter.

Die bis jetzt geschilderten Rauschverhältnisse sind für alle drei Grundschaltungen des Transistors praktisch gleich. Bekanntlich ist jedoch die *Leistungsverstärkung* der drei Grundschaltungen verschieden und am höchsten in der Emitterschaltung. Um eine optimale Leistungsverstärkung zu erzielen, gibt es einen optimalen Wert des Generator- und des Belastungswiderstandes. Es zeigt sich, dass der angepasste Wert von  $R_g$  in der Emitterschaltung unge-

fähr gleich gross ist wie der Wert von  $R_g$  für optimale Rauschzahl, nämlich größenordnungsmässig ca. 1000  $\Omega$ ; in der Basisschaltung ist er dagegen viel kleiner (rund 100  $\Omega$ ) und in der Kollektorschaltung viel höher (rund 50...100 k $\Omega$ ).

Daraus folgt, dass die beste Grundschatzung für optimale Rauschverhältnisse die Emitterschaltung bei Emittergleichströmen von etwa 0,1...0,5 mA ist; vorteilhaft wählt man die Kollektorspannung klein, ca. 1...2 Volt. Solche Stufen unterscheiden sich sonst nicht wesentlich von gewöhnlichen Niederfrequenz-Verstärkerstufen.

Heute sind Transistoren mit niedrigem Rauschfaktor im Handel erhältlich. Es lassen sich damit Niederfrequenzverstärker bauen, die den Röhrenverstärkern in bezug auf die Rauscheigenschaften überlegen sind. Vielfach ist hier die niedrige Eingangsimpedanz des Transistors von Vorteil, da die Anpassung an niederohmige Quellen, wie dynamische Mikrophone, einfacher ist; auch sind Transistoren nicht mikrophonisch. In unserem Laboratorium wurde beispielsweise ein tragbarer Niederfrequenzverstärker gebaut, der bei einer 2000fachen Spannungsverstärkung und einer NF-Bandbreite von 15 000 Hz einen Rauschfaktor von nur 3,5 dB aufwies [2]. Auch Hochfrequenz- und Videoverstärker lassen sich mit niedrigen Rauschfaktoren von 6...10 dB verwirklichen.

### B. Der Klirrfaktor

In der letzten Zeit sind interessante Berechnungen und Messungen über den Klirrfaktor von Flächentransistoren bekanntgeworden [3,4]. Es wurden Anfangsstufenverstärker mit kleiner Aussteuerung untersucht, wo nur die zweite Harmonische von Bedeutung ist. Es zeigt sich, dass es Wertepaare des Quellen- und Belastungswiderstandes gibt, für die die zweite Harmonische verschwindet. Dieser Effekt ist sowohl in der Emitter- wie in der Basisschaltung vorhanden. Er entsteht nicht etwa daraus, dass für die betreffenden Lastwiderstände die Aussteuerungsverhältnisse am günstigsten sind, sondern die Nichtlinearität der verschiedenen Parameter ergibt Kom-

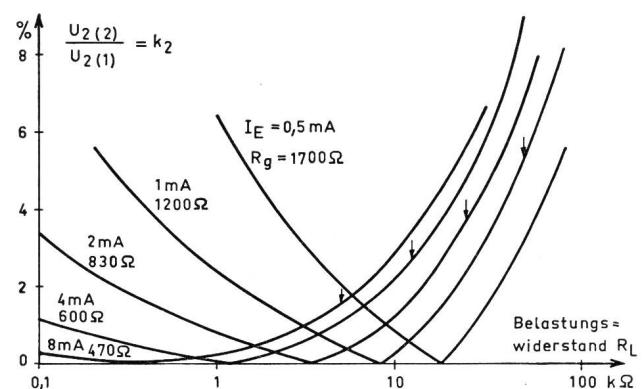


Fig. 3. Abhängigkeit der zweiten Harmonischen vom Belastungswiderstand bei verschiedenen Emittergleichströmen. Transistor OC 71 in Emitterschaltung.  
( $U_{CE} = -2$  V;  $f = 135$  Hz;  $P_2 = 20 \mu\text{W}$ )

ponenten der zweiten Harmonischen mit entgegengesetzten Vorzeichen, die sich für einen gewissen Lastwiderstand kompensieren. Dies gilt jedoch nur für so niedrige Frequenzen, dass die Transistorparameter reelle Größen sind. Bei den heute als NF-Verstärker verwendeten legierten Flächentransistoren ist dies schon von einigen kHz an nicht mehr der Fall. Es ist jedoch zu erwarten, dass man in Zukunft auch für die Niederfrequenzverstärkung Transistoren mit Grenzfrequenzen von einigen MHz verwenden wird, deren Parameter im ganzen Tonfrequenzgebiet reell sind.

In Figur 3 (aus [3]) ist für die Emitterschaltung die Abhängigkeit der zweiten Harmonischen  $k_2 = U_{2(2)}/U_{2(1)}$  vom Belastungswiderstand  $R_L$  bei einer konstanten Ausgangsleistung von  $20\mu\text{W}$  für ver-

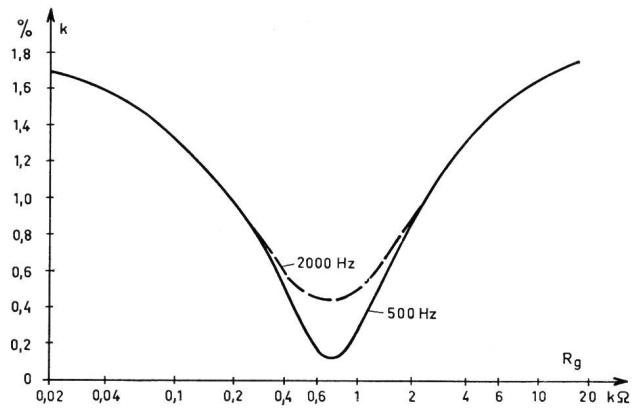


Fig. 4. Totaler Klirrfaktor in Emitterschaltung in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand.

$I_E = 4 \text{ mA}$ ;  $U_{CE} = -2,7 \text{ V}$ .  $\hat{I}_{C(1)} = 0,85 \text{ mA}$ ;  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$

schiedene Emittergleichströme  $I_E$  dargestellt. Die angegebenen Generatorwiderstände  $R_g$  wurden jeweils für optimale Leistungsanpassung berechnet. Bei phasenrichtiger Darstellung müssten die Kurvenabschnitte oberhalb des optimalen  $R_L$  unterhalb der Abszissenachse verlaufen. Es zeigt sich, dass die Belastungswiderstände für minimales  $k_2$  viel kleiner sind als die Belastungswiderstände für optimale Leistungsanpassung, die durch Pfeile angedeutet sind. Dies wird jedoch auch in der Praxis bei RC-Verstärkern meist der Fall sein, wo der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe relativ klein ist.

Figur 4 (aus [4]) zeigt den *totalen Klirrfaktor* eines Transistors in Emitterschaltung in Abhängigkeit vom Generator-Innenwiderstand für 500 und 2000 Hz. Der Belastungswiderstand beträgt 1000 Ohm. Es tritt auch hier bei 500 Hz ein scharfes Minimum auf, das bei 2000 Hz weniger ausgeprägt ist. Der Grund liegt in der erwähnten Frequenzabhängigkeit des Transistors, die in diesem Fall schon bei 2000 Hz in Erscheinung tritt und die exakte Kompensation der zweiten Harmonischen verhindert (die übrigen Harmonischen sind hier ebenfalls gemessen).

Die Kenntnis dieser Zusammenhänge (für nähere Einzelheiten muss auf die Originalarbeiten verwiesen werden) kann beim Entwurf von Verstärkern mit

kleinen Verzerrungen von Nutzen sein. Interessant sind Folgerungen in bezug auf die Gegenkopplung [3]. Während durch die Gegenkopplung die Eingangs- und Ausgangsimpedanz verändert wird, bleibt das Minimum des Klirrfaktors beim gleichen Wert von  $R_g$  wie ohne Gegenkopplung, so dass durch die Gegenkopplung der Klirrfaktor verschlechtert werden kann.

Es ist anzunehmen, dass die geschilderten Eigenschaften gewisse Streuungen von Exemplar zu Exemplar aufweisen, die für Serienfertigungen zu berücksichtigen sind. Weitere Abweichungen von der Theorie ergeben sich daraus, dass man im allgemeinen keine linearen Generator- und Lastwiderstände haben wird.

Gerade aus diesem Grund muss auch die *Wahl der Gegenkopplungsart* sorgfältig überlegt werden, wenn man einen kleinen Klirrfaktor erreichen will. Man macht zum Beispiel oft die Erfahrung, dass die Serie-Stromgegenkopplung durch einen Widerstand im Emitterkreis in Stufen von *höherem Leistungspegel* den Klirrfaktor verschlechtert statt verbessert. Im Grenzfall sehr starker Gegenkopplung wird durch diese Schaltung das Verhältnis  $I_2/U_1$ , also Ausgangstrom zu Eingangsspannung, stabilisiert. Der nachteilige Einfluss auf den Klirrfaktor ergibt sich aus folgendem Grund:

Für lineare Verstärkung muss der Transistor bekanntlich als stromgesteuertes Element angesehen werden, das heisst, es besteht ein – im wesentlichen – linearer Zusammenhang zwischen Ausgangstrom und Eingangstrom. Der Eingang des Transistors ist dagegen stark nichtlinear; wenn man einen sinusförmigen Strom hineinschickt, so wird die Eingangsspannung bei grossen Signalen stark verzerrt. Es nützt daher nichts, das Verhältnis  $I_2/U_1$  zu stabilisieren. – Aus dem gleichen Grund ist die Parallel-Spannungsgegenkopplung oft ungeeignet, durch welche das Verhältnis  $U_2/I_1$ , also Ausgangsspannung zu Eingangstrom, stabilisiert wird.

Es erscheint daher logisch, eine Schaltung zu wählen, durch welche das Verhältnis  $I_2/I_1$  stabilisiert wird; dies ist bekanntlich die *Parallel-Stromgegenkopplung* [5]. Ein Prinzipschema ist in Figur 5 dargestellt. Die Formel zeigt, dass das Verhältnis  $I_2/I_1$  im Grenzfall nur von den Widerständen  $R_e$  und  $R_f$  abhängt. Diese Gegenkopplungsart ergibt sehr niedrige Eingangsimpedanz und hohe Ausgangsimpedanz und ist relativ unabhängig vom Quellen- und Belastungswiderstand. Sie scheint in gewissem Sinne für Transistorschaltungen geeigneter zu sein als die

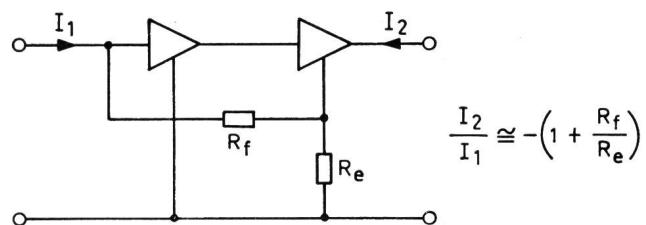


Fig. 5. Parallel-Stromgegenkopplung. Prinzipschema

drei übrigen Gegenkopplungsarten, sofern andere Anforderungen ihre Anwendung gestatten.

In Figur 6 ist eine Anwendung der Parallel-Stromgegenkopplung in einem Leistungsverstärker für 24 kHz gezeigt, wo ein kleiner Klirrfaktor erforderlich war. Trotzdem die verwendeten Leistungstransistoren z. T. weit oberhalb der Grenzfrequenz

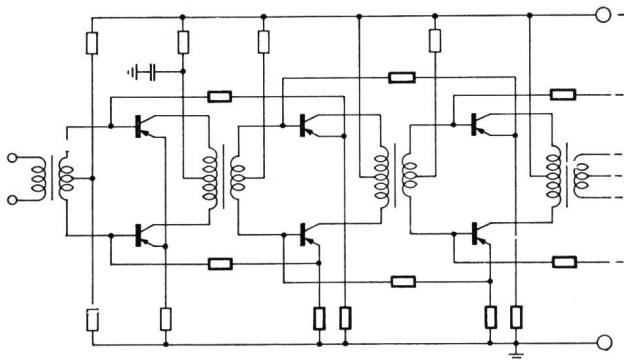


Fig. 6. Anwendung der Parallel-Stromgegenkopplung in einem mehrstufigen Gegentaktverstärker

arbeiteten, waren keine Stabilisierungsmassnahmen nötig.

Es ist noch zu ergänzen, dass die Kollektorschaltung des Transistors bei angepasstem Eingang und Ausgang praktisch bei einem Minimum des Klirrfaktors arbeitet [3]; sie wird daher ebenfalls oft verwendet, wenn es auf kleine Verzerrungen ankommt.

### C. Oszillatoren [6]

Während oben eine Schaltung diskutiert wurde, durch welche eine gewisse Eigenart des Transistors stärker betont wurde, kommt es meistens eher darauf an, Schaltungen zu finden, durch welche der Einfluss von unangenehmen Eigenschaften des Transistors eliminiert wird. Dies sind im allgemeinen ebenfalls Gegenkopplungsschaltungen. Bei Oszillatoren ist vielfach die Anordnung des Schwingungskreises von ausschlaggebender Bedeutung. Die Widerstände im Ersatzbild des Transistors sind relativ klein und die Kapazitäten relativ gross; beide sind stark vom Arbeitspunkt und von der Temperatur abhängig.

Figur 7 zeigt eine Anwendung des Transistors im sogenannten Clapp-Oszillator, der schon früher für Elektronenröhren angegeben wurde. Es handelt sich um einen Colpitts-Oszillator, in welchem die Induk-

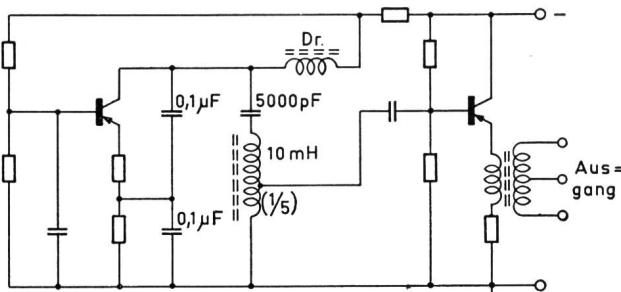


Fig. 7. Clapp-Oszillator mit Transistoren;  $f = 24 \text{ kHz}$

tivität durch einen Serie-Resonanzkreis ersetzt ist. Ein Serienkreis hat bei Resonanz eine sehr kleine Impedanz, die auch durch Änderung der parallel geschalteten Transistor-Impedanzen nicht mehr beeinflusst wird. Die Rückkopplung erfolgt über die beiden Kondensatoren von  $0,1\mu\text{F}$ ; diese sind so gross, dass Änderungen der Transistorkapazitäten keinen Einfluss mehr auf die Schwingfrequenz ausüben. Die Stabilität ist im wesentlichen durch den Serienkreis gegeben. Eine Verbesserung ergibt sich auch durch einen Gegenkopplungswiderstand im Emitterkreis. Der Ausgang erfolgt über eine Kollektorbasis-Stufe, um den Oszillator lastunabhängig zu machen. Eine ausgeführte Schaltung ergab eine relative Frequenzänderung von  $1,8 \cdot 10^{-4}$  für eine Änderung der Batteriespannung von 12 auf 10 Volt.

Eine weitere Schaltung mit Serienkreisen im Emitter- und Basiskreis ist in Figur 8 dargestellt. Die Oszillatorkreis ist gegeben durch die Serieschaltung der beiden Schwingkreise. Damit die Schaltung schwingt, muss der Emitterkreis kapazitiv sein. Diese Schaltung ist noch stabiler als die zuerst erwähnte bei Änderung der Speisespannung, braucht aber leider eben zwei Schwingkreise.

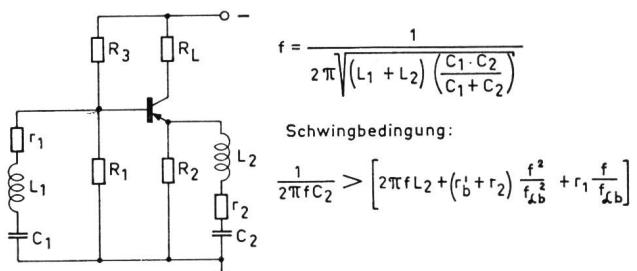


Fig. 8. Transistor-Oszillator mit Serie-Resonanz im Emitter- und Basiskreis

Während also solche Oszillatoren praktisch unabhängig vom Transistor gemacht werden können, bleibt das Problem der Stabilität des Schwingkreises bei Änderungen der Temperatur, Alterung usw. Für sehr stabile Oszillatoren wird man natürlich Kristalle als frequenzstabile Resonatoren verwenden. Geeignete Transistortypen haben heute schon genügend hohe Grenzfrequenzen, um auch mit den Quarzen von höchster Frequenz (ca. 80...100 MHz) schwingen zu können. Entsprechend den oben skizzierten Prinzipien benutzt man bei Transistor-Oszillatoren in der Regel die Serieresonanz des Kristalls und nicht die Parallelresonanz wie bei Röhrenoszillatoren.

### D. Streuungen

Es ist ein offenes Geheimnis, dass der Ausschuss bei der Transistorherstellung heute immer noch sehr gross ist, und dass die verschiedenen Typen einer Reihe durch Auslesen nach gewissen Eigenschaften bestimmt werden. Dies ist eine Folge des delicaten Herstellungsprozesses, wobei es einmal auf grösste Reinheit der verwendeten Materialien und sodann

auf die Einhaltung von Dimensionstoleranzen von Tausendstelsmillimetern ankommt.

Einige Kriterien, nach denen die Typen ausgewählt werden, sind etwa: Stromverstärkungsfaktor, Grenzfrequenz, maximale Kollektorspannung, Rauschfaktor. Für diese Größen wird üblicherweise ein bestimmter Streubereich oder Minimal- resp. Maximalwert angegeben. Für andere als diese kri-

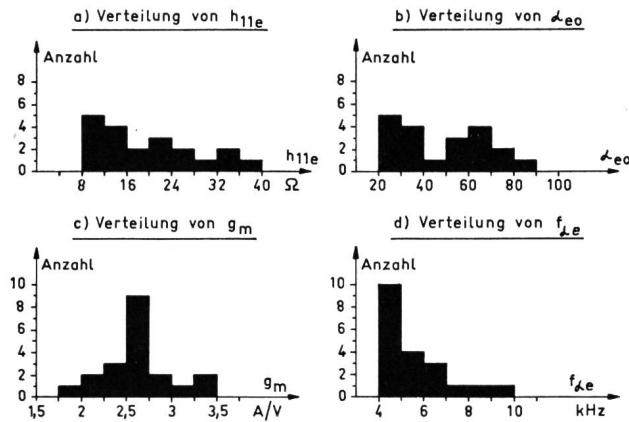


Fig. 9. Statistische Verteilung von  
a) Kurzschluss-Eingangswiderstand  $h_{11e}$   
b) Stromverstärkungsfaktor  $\alpha_{eo}$   
c) Steilheit  $g_m$   
d) Grenzfrequenz  $f_{ae}$   
in Emitterschaltung für 20 Leistungstransistoren  
OC 16.  $U_{CE} = -11,4$  Volt,  
 $I_C = -0,3$  A; a)...c) gemessen bei 200 Hz

tischen Größen erstreckt sich der Streubereich jedoch oft über mehr als eine Zehnerpotenz.

Die Streuung der Transistoreigenschaften wird meist als statistische Verteilung oder als Prozentkurve angegeben. In Figur 9 ist die statistische Verteilung einiger charakteristischer Größen von 20 Stück Leistungstransistoren OC 16 dargestellt. Es handelt sich um: Kurzschluss-Eingangswiderstand  $h_{11e}$ , Stromverstärkungsfaktor  $\alpha_{eo}$ , Steilheit  $g_m$  und Grenzfrequenz  $f_{ae}$ , alles für die Emitterschaltung. Die ersten drei Größen wurden bei 200 Hz gemessen; der Arbeitspunkt war  $U_{CE} = -11,4$  Volt,  $I_C = -0,3$  A. – Einige Firmen geben in ihren Datenblättern auch Kurven an, die die prozentuale Verteilung der Transistoren darstellen, die einen gewissen Wert einer Kenngröße unterschreiten.

Ähnlich wie für die Wechselstromgrößen gibt es auch Streuungen der Gleichstromgrößen. Während die ersten Variationen der Verstärkung, des Frequenzgangs usw. ergeben, beeinflussen die zweiten den Gleichstrom-Arbeitspunkt. Ihr Einfluss muss durch geeignete Schaltungsmassnahmen verkleinert oder eliminiert werden, unter welchen hauptsächlich die Gegenkopplung zu nennen ist. (Siehe auch [7], Literatur über Streuung verschiedener Transistor-kennwerte.)

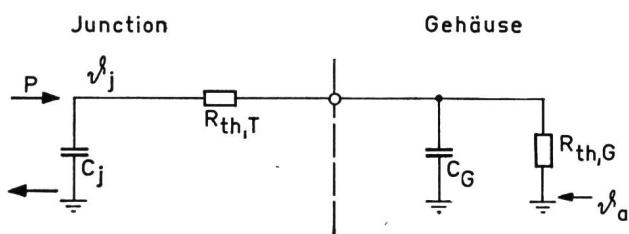
#### E. Leistungstransistoren [23]

Der Erhöhung der Leistungsgrenze stehen einige Hindernisse entgegen, die noch nicht ganz überwunden sind.

Betrachten wir zuerst die *Temperaturverhältnisse*. Damit die Transistoren richtig funktionieren, darf die Kristalltemperatur eine gewisse Grenze nicht überschreiten, die für Germanium bei 80...100° C und für Silizium bei 150...200° C liegt. Oberhalb dieser Temperaturen wird das Material eigenleitend, das heißt, die zur Erzielung bestimmter Eigenschaften beigefügten Fremdstoffe wirken nicht mehr. Auch die Alterung (Verschlechterung bestimmter Kennwerte) der Transistoren geht um so schneller vor sich, je höher die Kristalltemperatur ist. Es ist daher nötig, die Verlustwärme abzuführen.

Man kann eine thermische Ersatzschaltung des Transistors zeichnen [8], die gewisse Analogien zwischen thermischen und elektrischen Größen ausnutzt (siehe Fig. 10). Die Verlustleistung wird als Stromquelle mit unendlichem Innenwiderstand dargestellt und die Temperatur als Spannung. Der Quotient ergibt den thermischen Widerstand mit der Dimension °C/W. Man hat zu unterscheiden zwischen dem thermischen Widerstand  $R_{th,T}$  des Transistors, der durch die innere Konstruktion beeinflusst wird, und dem thermischen Widerstand  $R_{th,G}$ , der von der Montage und der Kühlfläche abhängt. Wie aus der Formel ersichtlich, müssen die thermischen Widerstände klein gehalten werden, damit die Junctiontemperatur niedrig bleibt. In kritischen Fällen ist auch die Streuung der thermischen Widerstände zu berücksichtigen.

Während  $R_{th,G}$  vom Gerätekonstrukteur bestimmt wird, ist es Sache des Transistorherstellers,  $R_{th,T}$  möglichst klein zu halten. Man hat niedrigste Werte von 0,5...1° C/Watt erzielt. Die höchsten Verlustleistungen bei Raumtemperatur liegen heute zwischen 50 und 100 Watt, sowohl für Germanium- wie für Silizium-Transistoren. Bei höheren Umgebungstemperaturen muss die Verlustleistung reduziert werden, damit die zulässige Junctiontemperatur nicht überschritten wird.



$$\theta_j = \theta_a + P(R_{th,T} + R_{th,G})$$

Fig. 10. Thermische Ersatzschaltung eines Leistungstransistors  
 $P$  = Verlustleistung;  $R_{th,T}$  = thermischer Innenwiderstand des Transistors;  $R_{th,G}$  = thermischer Widerstand vom Gehäuse zur Umgebung;  $C_j$  = thermische Kapazität der Junction;  $C_G$  = thermische Kapazität von Gehäuse und Kühlfläche.

$\theta_a$ = Umgebungstemperatur
<i>Thermisch-elektrische Analogien</i>
Verlustleistung — Strom
Temperatur — Spannung
therm. Widerstand — Widerstand
therm. Kapazität — Kapazität

Die *thermische Zeitkonstante*, gegeben durch thermischen Widerstand und thermische Kapazität, liegt für Leistungstransistoren bei 10...100 ms. Wird der Transistor impulsweise während einer kürzeren Zeit als die thermische Zeitkonstante belastet, so ist eine höhere Verlustleistung als bei Dauerbetrieb zulässig [24].

Beachtung muss ferner der *thermischen Stabilität* [25] geschenkt werden. Bei einer Temperaturerhöhung steigen auch die Transistorgleichströme; deren Zunahme kann durch Schaltungsmassnahmen

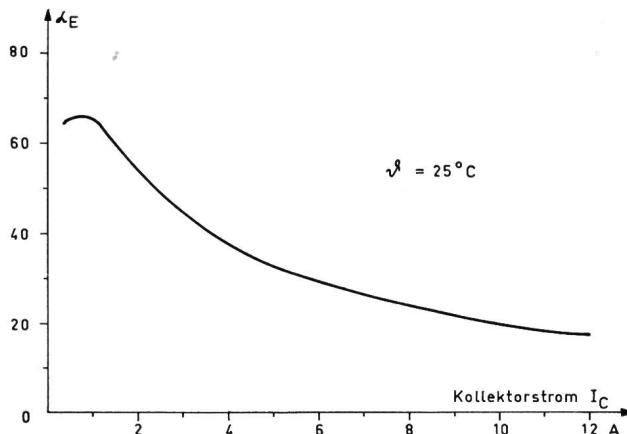


Fig. 11. Statische Stromverstärkung  $\alpha_E = I_C/I_B$  als Funktion des Kollektorstroms. Transistor 2 N 174

unter Kontrolle gehalten werden. Es ist dafür zu sorgen, dass die entsprechende Zunahme der Verlustleistung kleiner bleibt, als der Wärmeableitungsfähigkeit des Kühlsystems entspricht; andernfalls erwärmt sich der Transistor immer mehr, bis er sich selber zerstört.

Bei der Erwärmung von Transistoren in Verstärkerstufen stellt man oft eine starke Zunahme des Klirrfaktors fest.

Ein weiteres Problem stellt sich bei *hohen Kollektorströmen*. Mit den grossen Stromdichten ist eine starke Abnahme des Stromverstärkungsfaktors (durch Verschlechterung des Emitterwirkungsgrades) verbunden [9]. Eine typische Kurve ist in Figur 11 dargestellt. Dieser Effekt ist – neben der Nichtlinearität der Eingangskennlinie – ein Grund für die Verzerrungen in Leistungsverstärkerstufen. Ausser Materialeigenschaften ist auch der geometrische Aufbau des Transistors wichtig für seine Entstehung. Durch Verbesserung der Legierungstechnik sowie mit Hilfe einer Tetroden-Struktur wurden neuerdings bedeutende Verbesserungen der Linearität erzielt [10].

Eine wichtige Grösse ist ferner die *maximale Kollektorschaltung*. Betrachten wir einmal die Kollektorschaltung. Wir haben im wesentlichen vier Fälle zu unterscheiden (siehe Fig. 12):

- Transistor in Basisschaltung. Bei einer bestimmten Sperrspannung zwischen Basis und Kollektor beginnt der Sperrstrom stark anzusteigen.
- Transistor in Emitterschaltung, wobei die Basis-Emitterstrecke eine äussere Sperrspannung er-

hält. Der Sperrstrom ist etwas höher als im Fall a). Oft stellt sich ein Gebiet mit negativer Steilheit ein (gestrichelt gezeichnet).

- Transistor in Emitterschaltung, wobei die Basis mit dem Emitter kurzgeschlossen ist. Für gleichen Kollektorstrom ist die Kollektorschaltung nur etwa halb so gross wie im Fall a) oder b).
- Transistor in Emitterschaltung mit offener Basis. Für gleichen Strom ist die Kollektorschaltung etwa halb so gross wie im Fall c).

Durch diese Kennlinien werden die zulässigen Bereiche der Kollektorschaltung gegeben. Fall b) ist wichtig bei der Anwendung des Transistors als Schalter oder in Gleichstrom-Umformerschaltungen, wo die Basis in einem Arbeitsgebiet mit einer Sperrspannung betrieben wird. Die Fälle c) und d) sind zum Beispiel bei linearen Verstärkern von Bedeutung. Wenn man dem Transistor eine höhere Spitzenspannung geben will, muss man sich der Kurve c) annähern, das heisst, die Impedanz zwischen Basis und Emitter soll möglichst klein sein.

Die hier dargestellten Kurven stellen annähernd die heute erreichten Grenzen dar, das heisst, man kann gegenwärtig Germanium-Leistungstransistoren mit Spitzenströmen von 10...15 A und Kollektorspitzenspannungen von rund 100 Volt kaufen; bei Silizium-Transistoren liegen die Spitzenspannungen durchschnittlich etwas höher und die Spitzenströme etwas niedriger als bei Germanium-Transistoren. Die Silizium-Transistoren haben den Nachteil einer höheren *Sättigungsspannung*. Hierunter versteht man diejenige Kollektorschaltung, bei der der Kollektorstrom bei konstantem Basisstrom von einem anfänglich steilen Anstieg zu einem fast konstanten Verlauf (Sättigung) abbiegt. Wegen der Form der Kennlinie wird diese Spannung oft auch «Kniespannung» genannt. Bei entsprechenden Strömen haben Silizium-Transistoren rund zehnmal höhere Sättigungsspannung als Germanium-Transistoren (Größenordnung einige Volt gegenüber einigen Zehntelsvolt). Die Sättigungsspannung begrenzt den Wirkungsgrad des Transistors als Niederfrequenzverstärker oder als Schalter.

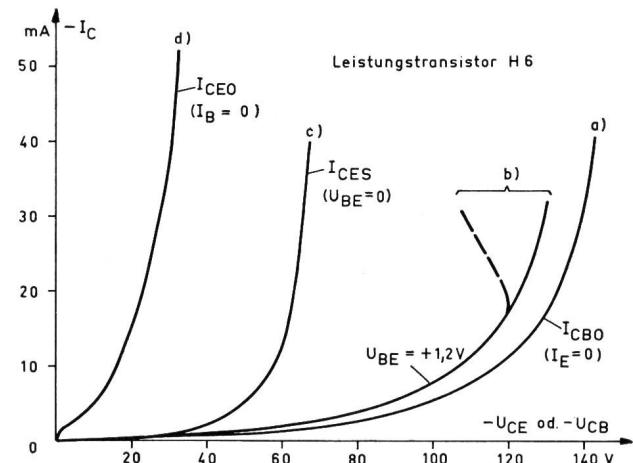


Fig. 12. Kollektorschaltung in Abhängigkeit von der Kollektorschaltung gegen Basis oder Emitter

### F) Das Hochfrequenzverhalten

In den ersten Transistortypen wurde der Strom quer durch die Basis durch *Diffusion* erzeugt. Betrachten wir die Verhältnisse im Basisraum eines pnp-Transistors (Fig. 13) [11]. Am Emitter wird durch eine positive Spannung gegenüber der Basis eine Löcherdichte  $p_o$  aufrechterhalten; am Kollektor wird sie durch eine negative Spannung praktisch auf  $p = 0$  abgesenkt. Der Abfall vom Emitter ( $x = 0$ ) zum Kollektor ( $x = w$ ) ist nahezu linear. Der Diffusionsstrom ist proportional zum Gradienten  $p_o/w$  der Löcherdichte. Die Laufzeit der Löcher durch die Basis hindurch ist bei einem Diffusionsvorgang proportional zum Quadrat  $w^2$  der Basisdicke. Infolge der Laufzeiteffekte sinkt mit zunehmender Frequenz der den Kollektor erreichende Wechselstrom ab; die 3-dB-Grenzfrequenz  $f_{ab}$  ist umgekehrt proportional zum Quadrat der Basisdicke  $w$ ; je dünner die Basiszone ist, desto höher wird also diese Grenzfrequenz.

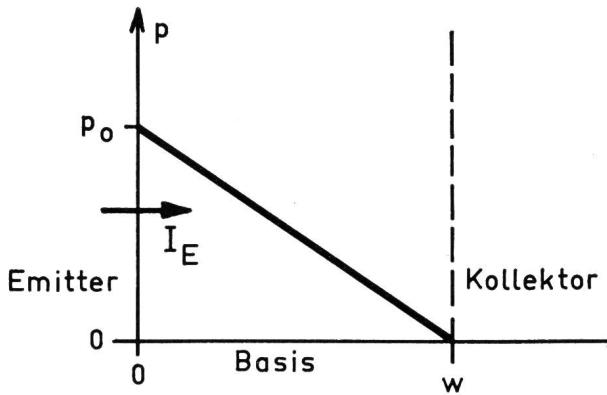


Fig. 13. Dichte  $p$  der Löcher in der Basiszone.

$w$  = Basisdicke;  $p_0$  = Löcherkonzentration am Emitter;  $D_p$  = Diffusionskonstante;  $e$  = Ladung des Elektrons.

$$\text{Diffusionsstrom: } I_E = eD_p p_0/w$$

$$\text{Laufzeit: } \tau = w^2/2 D_p$$

$$\text{Grenzfrequenz: } f_{ab} \cong 1,2 D_p/\pi w^2$$

Nun ist diese Grenzfrequenz nicht allein massgebend für den Abfall der Verstärkung. Figur 14 zeigt ein vereinfachtes Ersatzschema eines legierten Flächentransistors für hohe Frequenzen [12]. Der Einfluss der Laufzeiteffekte wird durch die Diffusionskapazität  $C_e$  berücksichtigt, die parallel zum Diffusionswiderstand  $r_e$  ( $= kT/eI_E$ ) der Emitter-Junction liegt. Am Transistorausgang ist eine Stromquelle  $\alpha_o I_1$  zu finden; ihr Strom ist also proportional zum Strom  $I_1$  durch  $r_e$ , und der Stromverstärkungsfaktor  $\alpha_o$  ist etwas kleiner als eins. Wegen der Kapazität  $C_e$  nimmt das Verhältnis  $I_1/I_e$  mit zunehmender Frequenz ab. Die weiteren für die Verstärkung bei hohen Frequenzen massgebenden Größen sind die Raumladungskapazität  $C_c$  der Kollektorjunction und der ohmsche Widerstand  $r_{bb'}$ , der Basiszuleitung. Figur 15 zeigt schematisch den Verlauf der Leistungsverstärkung  $g_{max}$  bei beidseitiger Anpassung als Funktion der Frequenz in der Emitterschaltung [13]. Bei

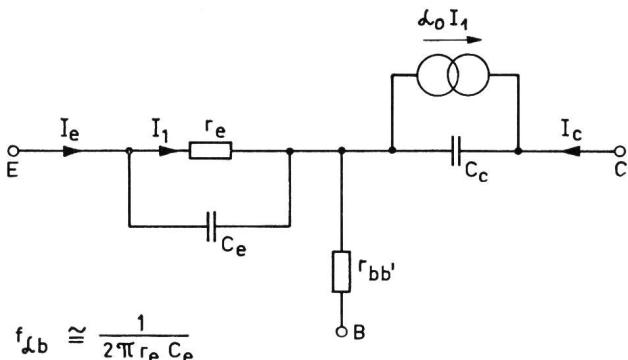


Fig. 14. Vereinfachtes Ersatzschema des legierten Flächentransistors in Basisschaltung für hohe Frequenzen. ( $k$  = Boltzmannsche Konstante;  $T$  = absolute Temperatur)

niedrigen Frequenzen liegt die Verstärkung in der Gegend von 40 dB. Bei Erhöhung der Frequenz führt die interne Rückwirkungswiderstand des Transistors zu Selbsterregung ( $g_{max} \rightarrow \infty$ ); in diesem Gebiet muss der Transistor neutralisiert werden [14]. Oberhalb einer Frequenz  $f_s$  ist dies nicht mehr nötig; der Transistor ist stabil, jedoch nimmt die Verstärkung mit  $1/f^2$  ab [15]. Bei einer gewissen Frequenz  $f_{max}$  ist die Verstärkung nur noch eins (null dB); dies ist zugleich die höchste Frequenz, bei welcher der Transistor als Oszillatoren benutzt werden kann. Wie die Formel für  $f_{max}$  zeigt, ist diese Frequenz um so höher, je höher die Grenzfrequenz  $f_{ab}$  und je niedriger der Basiswiderstand  $r_{bb'}$ , sowie die Kollektorkapazität  $C_c$  sind. Bei den heute hergestellten Transistoren beträgt  $f_{max}$  ungefähr  $(1,2\ldots3) f_{ab}$ . Da die Werte von  $r_{bb'}$  und  $C_c$  durch den Aufbau und die physikalischen Daten des Transistors gegeben sind (Minimalwerte bis heute ca.  $50\Omega$  beziehungsweise  $0,5 \mu F$ ), muss man in erster

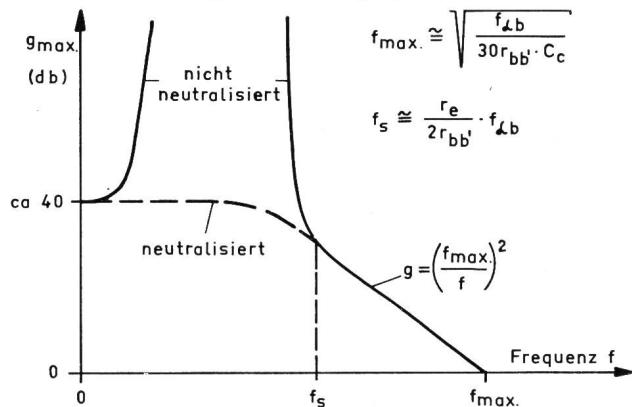


Fig. 15. Maximale Leistungsverstärkung eines legierten Flächentransistors im Emitterschaltung als Funktion der Frequenz

Linie danach trachten, die Grenzfrequenz  $f_{ab}$  zu erhöhen. Das vornehmste Mittel hierzu ist, die Basisdicke  $w$  möglichst klein zu machen. Es ist heute möglich, eine Basisdicke  $w$  von  $1\ldots2 \mu m$  zu erzielen, was auf Grenzfrequenzen von  $500\ldots1000$  MHz führt [16]. Man spricht jedoch schon von Basisdicken von  $0,03\ldots0,2 \mu m$  [22].

Das Herstellungsverfahren ist folgendes (siehe auch [26]):

Man lässt gleichzeitig ein Donator- und ein Akzeptorelement aus der Dampfphase in ein Stück n-leitendes Germanium oder Silizium eindiffundieren. Der Akzeptor muss schneller eindiffundieren als der Donator; hingegen müssen die Dampfdrücke so gewählt werden, dass an der Oberfläche eine n-leitende Schicht entsteht. Auf diese folgt dann eine sehr dünne

200 MHz) bewirkt. Zusätzlich ergibt dieses Verfahren einen kleineren Basiswiderstand und niedrigere Kollektorkapazität.

Noch weiter getrieben wurde dieses Prinzip beim *Spacistor* und beim *Tecnetron*. Diese Elemente liegen erst in Laboratoriumsausführungen vor und sind eigentlich nicht mehr als Transistoren zu bezeichnen, da ihre Erfinder den Aufbau in drei Zonen von abwechselndem Leitfähigkeitszyklus verlassen haben.

Das *Tecnetron* [20] (siehe Fig. 16) besteht aus einem etwa 2 mm langen zylindrischen Stäbchen aus n-leitendem Germanium von rund 0,5 mm Durchmesser. Auf einer Verengung in der Mitte ist eine Indium-Schicht aufgebracht. Von der Kathode K fliessen Elektronen zur Anode A, die positiv vorgespannt ist. Diese Elektronen müssen durch den «Hals» (goulot) in der Mitte hindurchpassieren. Die Dicke des Halses kann nun durch die negative Spannung  $U_G$ , die an die Indiumschicht in Sperrrichtung angelegt ist, gesteuert werden. Zwischen dem Indium und dem n-Germanium bildet sich eine Raumladungszone, die praktisch isolierend wirkt und deren Dicke von  $U_G$  abhängig ist. Der Hals wird um so dünner, je negativer die Indiumschicht vorgespannt ist, das heisst, der Elektronenstrom in der Mitte wird zusammengeschnürt und findet einen grösseren Widerstand vor. Das *Tecnetron* wirkt also ganz ähnlich wie eine Triode, bei der ebenfalls ein Elektronenstrom durch eine negative Elektrode (Gitter) gesteuert wird. Bis jetzt wurden brauchbare Verstärkungen bei Frequenzen bis zu 500 MHz erzielt, mit Leistungsabgabe von ungefähr 30 mW. Die Eingangsimpedanz

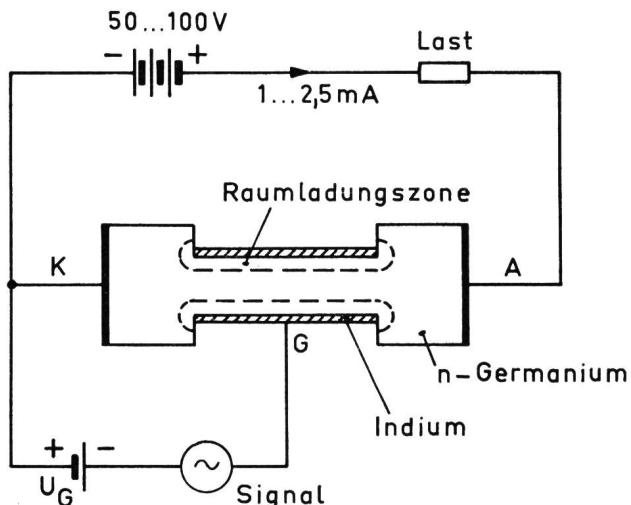


Fig. 16. Prinzipieller Aufbau des Tecnetron

p-Schicht und hierauf wieder der Körper des n-Halbleiters. Reproduzierbarkeit und Parallelität der Schichten sind bei diesem Verfahren sehr gut, so dass man erwartet, es werde mit der Zeit das heute gebräuchlichste Legierungsverfahren verdrängen. Diese Herstellungsmethode ermöglicht auch höhere Verlustleistungen. So wurden bereits Transistoren hergestellt, die bei 10 MHz als Oszillatoren 5 Watt HF-Leistung abgeben, wobei einige Exemplare noch bei 100 MHz 1 Watt liefern [17]. Das Verfahren wurde auch mit bisherigen Methoden, wie Legieren und Ziehen, kombiniert oder auf Tetroden-, Drift- und Surface-Barrier-Strukturen angewendet und ergab beträchtliche Verbesserungen der hochfrequenten Eigenschaften. Bei Leistungstransistoren ist damit eine Erhöhung der Grenzfrequenz  $f_{ae}$  in Emitterschaltung auf einige hundert kHz möglich geworden. Die zulässige Basis-Emitter-Sperrspannung beträgt hierbei jedoch nur 1...2 Volt, was für gewisse Anwendungen ein Nachteil ist.

Da die Diffusionsvorgänge relativ langsam verlaufen, ist man seit einigen Jahren dazu übergegangen, die Ladungsträger (Elektronen oder Löcher) im Halbleiter durch *elektrische Felder* zu beschleunigen.

Einen ersten Schritt hierzu stellen die sogenannten *Drift- und Zwischenschichttransistoren* dar [18]. Anstelle einer gleichmässigen wird eine in der Basis vom Emitter zum Kollektor abnehmende Dichte der Störstellenatome eingebaut; dadurch entsteht nach dem Boltzmannschen Gesetz ein elektrisches Feld, das die injizierten Ladungsträger beschleunigt und eine höhere Grenzfrequenz (beim neuesten Typ etwa

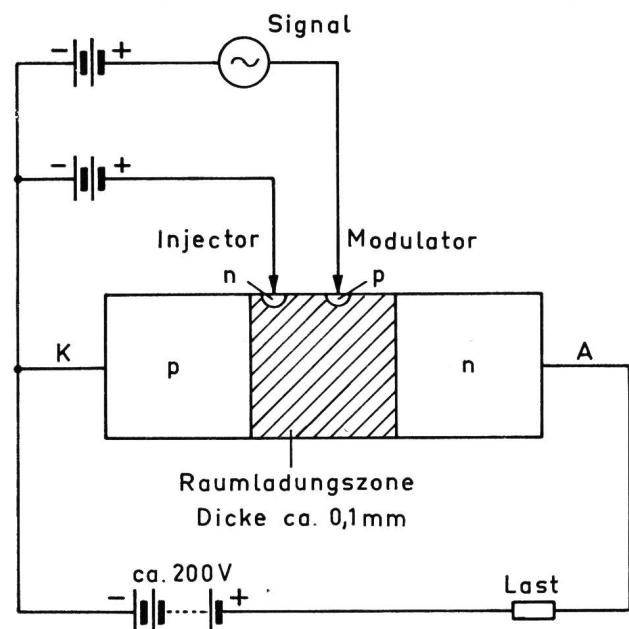


Fig. 17. Prinzipieller Aufbau der Spacistor-Tetrode

beträgt einige  $M\Omega$  und die Ausgangsimpedanz etwa  $1 M\Omega$ .

Das Prinzip des *Tecnetron* wurde schon früher von *Shockley* [21] angegeben (unipolarer Feldeffekt-Transistor), aber mit rechteckförmigem Querschnitt des Halbleiters, wobei sich zwei Steuerelektroden ge-

genüberliegen. Es scheint, dass der zylindrische Aufbau des Tecnetron die Frequenzgrenze etwas höherschiebt. Es kann aber gezeigt werden [22], dass bei vergleichbaren Dimensionen die Frequenzgrenze der Feldeffekttransistoren niedriger ist als für die nach dem Diffusionsverfahren hergestellten Flächentransistoren.

Beim Spacistor [19] wird das hohe elektrische Feld in der Raumladungszone («space-charge layer») eines pn-Überganges ausgenützt (siehe Fig. 17). Wenn man beispielsweise 200 Volt in Sperrichtung anlegt, so wird die Raumladungszone etwa 0,1 mm dick, und man erhält eine mittlere Feldstärke von ungefähr 20 kV/cm. Durch einen Injektor nahe am p-Gebiet werden Elektronen eingespritzt, die nach

der n-leitenden Seite fliessen. Dies ist möglich, weil der Injektor negativ gegen die Raumladungszone vorgespannt ist, obwohl er gegen den Punkt K positives Potential hat. Durch einen zweiten Kontakt, der in Sperrichtung vorgespannt und daher hochohmig ist, kann der injizierte Elektronenstrom moduliert werden. Der Modulator hat also eine ähnliche Funktion wie das Gitter einer Elektronenröhre. Da Eingangs- und Ausgangsimpedanz in der Größenordnung  $30\text{ M}\Omega$  liegen, kann der Spacistor ungefähr in Analogie zu einer Pentode gesetzt werden, ferner auch in bezug auf die angelegten Gleichspannungen. Der Spacistor dürfte bis zu einigen tausend MHz, aber natürlich auch für niedrige Frequenzen, verwendbar sein.

### Bibliographie

- [1] Guggenbühl, W. und Strutt, M. J. O. Theory and Experiments on Shot Noise in Semiconductor Junction Diodes and Transistors. Proc. I. R. E. **45** (1957), 839...854.
- Nielsen, E. G. Behaviour of Noise Figure in Junction Transistors, Proc. I. R. E. **45** (1957), 957...963.
- Schubert, J. Transistorrauschen im Niederfrequenzgebiet. A. E. Ü. **11** (1957), 331...340, 379...385, 416...423.
- van der Ziel, A. Noise in Junction Transistors. Proc. I. R. E. **46** (1958), 1019...1038.
- [2] Hauri, E. R. Ein rauscharmer Transistor-Verstärker für akustische Messungen. Techn. Mitt. PTT **36** (1958), 142...144.
- [3] Spescha, G. A. und Strutt, M. J. O. Theoretische und experimentelle Untersuchung der Verzerrungen in Niederfrequenz-Flächentransistor-Vierpolen. A. E. Ü. **11** (1957), 307...320.
- [4] Meyer, N. I. Non-Linear Distortion in Transistor Amplifiers at Low Signal Levels and Low Frequencies. Proc. I. E. E., Pt. C, **104** (1957), 208...216.
- [5] Moulon, J. M. Propriétés Essentielles des Transistrons. Onde Electr. **35** (1955), 243...263 (speziell 260/1).
- Moulon, J. M. Les Transistrons dans les Amplificateurs. Paris 1956. 161...164.
- Waldhauer, F. D. Wide-Band Feedback Amplifiers. I. R. E. Trans., CT-**4** (1957), 178...190.
- [6] Keonjian, E. Stable Transistor Oscillator. I. R. E. Trans., CT-**3** (1956), 38...44.
- Chow, W. F. und Paynter, D. A. Series-Tuned Methods in Transistor Radio Circuitry; I. R. E. Trans. CT-**4** (1957), 174...178.
- Shea, R. F. Transistor Circuit Engineering. New York; London 1957. Kapitel 8, Oscillator 221...267.
- Baldinger, E. und Leuenberger, F. Zur Messung des Rauschens von Transistoren. Z. A. M. P. **6** (1955), 420...422.
- [7] Guggenbühl, W. und Strutt, M. J. O. Experimentelle Untersuchung und Trennung der Rauschursachen in Flächentransistoren. A. E. Ü. **9** (1955), 259...269.
- Guggenbühl, W. und Schneider, B. Zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes von Flächentransistoren. A. E. Ü. **10** (1956), 361...375.
- Guggenbühl, W. und Strutt, M. J. O. Transistoren in Niederfrequenz-Anfangsstufen. Scientia Electrica **2** (1956), 2...12.
- Earhart, C. and Brower, W. 70 Mc Silicon Transistor. Semiconductor-Products **1** (1958), 14...21.
- [8] Simmons, C. D. Transistor Heat Sinks and their Evaluation. Semiconductor-Products **1** (1958), 31...33.
- [9] Webster, W. M. On the Variation of Junction Transistor Current-Amplification Factor with Emitter Current. Proc. I. R. E. **42** (1954), 914...920.
- Hauri, E. R. Zur Frage der Abhängigkeit der Stromverstärkung von Flächentransistoren vom Emitterstrom. Techn. Mitt. PTT **1956**, Nr. 11, 441...451.
- [10] Maupin, J. T. The Tetrode Power Transistor. I. R. E. Trans. ED-**4** (1957), 1...5.
- [11] Spenke, E. Elektronische Halbleiter. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1955. 119...124.
- Johnson, H. Basic Transistor Device Concepts. In: Transistors I. Published by RCA Laboratories, Princeton (N. J.) 1956. 1...26.
- [12] Pritchard, R. L. Electric Network Representation of Transistors – A Survey. I. R. E. Trans. CT-**3** (1956), 5...21.
- Jansson, L. E. Equivalent Circuits for Junction Transistors. Mullard Techn. Comm. **3** (1957), 151...160.
- [13] Giacoletto, L. J. Performance of a Radio-Frequency/Alloy Junction Transistor in Different Circuits. In: Transistors I. Published by RCA Laboratories, Princeton (N. J.) 1956. 431...457.
- [14] Stern, A. P., Aldrich, C. A. and Chow, W. F. Internal Feedback and Neutralization of Transistor Amplifiers. Proc. I. R. E. **43** (1955), 838...847.
- [15] Pritchard, R. L. High-Frequency Power Gain of Junction Transistors. Proc. I. R. E. **43** (1955), 1075...1085.
- Pritchard, R. L. Measurement Considerations in High Frequency Power Gain of Junction Transistors. Proc. I. R. E. **44** (1956), 1050/1.
- [16] Tanenbaum, M. und Thomas, D. E. Diffused Emitter and Base Silicon Transistors. B. S. T. J. **35** (1956), S. 1...22.
- Lee, C. A. A High Frequency Diffused Base Germanium Transistor. B. S. T. J. **35** (1956), 23...34.
- Thomas, D. E. und Dacey, G. C. Application Aspects of the Germanium Diffused Base Transistor. I. R. E. Trans. CT-**3** (1956), 22...25.
- [17] Nelson, J. T., Iversen, J. E. and Keywell, F. A Five-Watt Ten-Megacycle Transistor. Proc. I. R. E. **46** (1958), 1209...1215.
- [18] Krömer, H. Zur Theorie des Diffusions- und Drifttransistors. A. E. Ü. **8** (1954), 223...228, 363...369, 499...504.
- Almond, J. und McIntyre, R. J. The Equivalent Circuit of the Drift Transistor. RCA-Rev. **18** (1957), 361...384.
- Early, J. M. PNIP. and NPIN. Junction Transistor Triodes. B. S. T. J. **33** (1954), 517...533.
- [19] Statz, H., Pucel, R. A. und Lanza, C. High-Frequency Semiconductor Spacistor Tetrodes. Proc. I. R. E. **45** (1957), 1475...1483.
- Pucel, R. A., Lanza, C. und Statz, H. The Spacistor, a New High-Frequency Semiconductor Amplifier. Semiconductor Products **1** (1958), 34...38.
- [20] Milh, E. Le Tecnetron, Triode Solide pour Hautes Fréquences. Toute la Radio No 223, 1958, 47...48.

- [21] Shockley, W. A Unipolar «Field-Effect» Transistor. Proc. I. R. E. **40** (1952), 1365...1376.
- Dacey, G. C. and Ross, I. M. The Field-Effect/Transistor. B. S. T. J. **34** (1955), 1149...1189.
- [22] Early, J. M. High Frequency Transistors. Vortrag am Congrès International sur la Physique de l'Etat Solide et ses Applications à l'Electronique et aux Télécommunications, Bruxelles, 2...7. Juni 1958. (Noch nicht publiziert.)
- [23] Clark, M. A. Power Transistors. Proc. I. R. E. **46** (1958), 1185...1204.
- [24] Mortenson, K. E. Transistor Junction Temperature as a Function of Time. Proc. I. R. E. **45** (1957), 504...513.
- [25] Weitzsch, F. Einige Kriterien der thermischen Stabilität von Transistoren. Frequenz **12** (1958), 65...71.
- Lin, H. C. Thermal Stability of Junction Transistors and its Effect on Maximum Power Dissipation. I. R. E. Trans. CT-**4** (1957), 202...210.
- [26] Smits, F. M. Formation of Junction Structures by Solid-state Diffusion. Proc. I. R. E. **46** (1958), 1049...1061
- Nelson, H. The Preparation of Semiconductor Devices by Lapping and Diffusion Techniques. Proc. I. R. E. **46** (1958), 1062...1067.

FRIEDRICH SANDMEIER, Bern

621.315.221.5

## Kabelschutzhüllen – Enveloppes de protection des câbles

*Kabel mit Bleimänteln bedürfen einer Schutzhülle, die den Mantel vor leichteren mechanischen Beschädigungen – gegen schwerere Angriffe schützt nur eine Armierung aus Stahldrähten oder -bändern – und, bei unterirdischer Verlegung, vor Korrosion bewahren soll. Früher wurden dazu natürlich vorkommende Faserstoffe verwendet, in der neueren Zeit werden als Verbesserung öfters Kunststoffe vorgeschlagen. Um über die Eignung einiger solcher Vorschläge Aufschluss zu erhalten, wurden in den Jahren 1952 bis 1955 in der Forschungs- und Versuchsanstalt PTT Dauerversuche angestellt, über die im Nachstehenden berichtet wird.*

### 1. Blei als Kabelmantel

Die Kabeltechnik nahm ihren ersten Aufschwung mit der Erfindung der Bleipresse durch François Borel in Cortaillod, im Jahre 1879, womit es möglich wurde, in einem rationellen Fabrikationsprozess die Kabelseele mit einem metallischen und daher vollständig luft- und wasserdichten und satt aufliegenden Rohr zu umgeben. In der ganzen Reihe der Metalle kam und kommt noch heute für diesen Fakrikationsprozess nur das Blei in Frage, weil kein anderes Metall die Plastizität besitzt, die für den Pressvorgang Bedingung ist.

Blei ist von den unedlen Metallen eines der edleren. Sein elektrochemisches Normalpotential beträgt  $-0,12$  V, verglichen mit anderen Metallen, die im Kabelbau verwendet werden (z. B. Eisen  $-0,44$  V, Zink  $-0,76$  V, Magnesium für die Elektroden des kathodischen Korrosionsschutzes  $-2,35$  V) ein ziemlich hoher Wert. Auf Grund dieses relativ hohen Normalpotentials müsste das Blei widerstandsfähig sein gegen Attacken metallangreifender Stoffe und die daher drohende Zerstörung. Tatsächlich haben sich, wie schon lange bekannt ist, im Boden verlegte, bleierne Wasserleitungsrohre aus der Römerzeit bis in unsere Tage in bewundernswertem Zustande erhalten.

Mit der Verwendung von Blei für die Mäntel der Erdkabel hat man aber viel schlechtere Erfahrungen gemacht. Die Statistiken zeigen, dass Kabel schon im zweiten Jahre nach der Auslegung unbrauchbar werden können, weil die Bleimäntel infolge Korrosion durchlöchert werden. Woran es liegt, dass Blei im Boden im einen Falle sich lange unversehrt hält und

*Les câbles à gaine de plomb doivent être recouverts d'une enveloppe les protégeant contre les petits endommagements mécaniques – contre les coups plus graves seule une armure de fils ou de rubans d'acier offre une protection efficace – et, s'ils sont posés dans le sol, contre la corrosion. Autrefois, on utilisait à cet effet des matières fibreuses naturelles, aujourd'hui on essaie fréquemment d'améliorer la protection en recourant à des matières synthétiques. Pour avoir quelque idée du degré de protection qu'elles offrent, le laboratoire de recherches et d'essais des PTT a exécuté de 1952 à 1955 des essais de longue durée dont les résultats sont exposés ci-dessous.*

### 1. L'emploi du plomb pour les gaines de câble

La technique des câbles a pris son essor après que François Borel, de Cortaillod, eut inventé la presse à plomb, en 1879. Le procédé Borel permettait, par un processus rationnel, de revêtir l'âme du câble d'une gaine métallique, donc absolument imperméable à l'eau et à l'air, qui l'enserrait étroitement. De toute la série des métaux, seul le plomb entrait et entre encore en considération, aucun autre métal ne possédant la plasticité qu'exige le procédé à la presse.

Des métaux non précieux, le plomb est l'un des plus inattaquables. Son potentiel électrochimique normal est de  $-0,12$  V, valeur passablement élevée comparée à celle des autres métaux employés dans la construction des câbles (par exemple fer  $-0,44$  V, zinc  $-0,76$  V, magnésie pour les électrodes employées dans la protection contre la corrosion  $-2,35$  V). Grâce à cette valeur, le plomb devait mieux résister aux attaques des substances corrodant les métaux et à la destruction qui en est la conséquence. Effectivement, comme on le sait, des canalisations d'eau en plomb se sont conservées en un état remarquable depuis l'époque romaine jusqu'à nos jours.

Les expériences faites avec l'emploi du plomb pour les gaines des câbles souterrains ont été beaucoup plus mauvaises. Les statistiques montrent que certains câbles deviennent inutilisables déjà deux ans après leur pose, les gaines de plomb étant perforées par la corrosion. On ignore encore pourquoi, dans un cas, le plomb se maintient très longtemps dans le sol en parfait état, alors que dans l'autre cas il est rongé