Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 49 (1958)
Heft: 17

Artikel: Heutige Grenzeigenschaften von Transistoren
Autor: Hauri, E.R.
DOI: https://doi.org/10.5169/seals-1058541

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: 21.01.2026

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

de réception par la Compagnie d'assurance contre les accidents auront lieu prochainement.

Les caniveaux des câbles pour les nouvelles parties de l'installation sont en cuivre et présentent une forme semi-fermée, afin d'agir comme écran pour tous les câbles qui s'y trouvent, lors des essais de choc. Le transformateur d'essais pour 1000 kV a été promis pour le printemps 1958 et le générateur de choc à 2,4 MV pour la fin d'avril. Les fondations pour le générateur de choc, avec cave pour l'installation de charge, sont achevées; le redresseur de charge est prêt à être monté. Nous espérons que la nouvelle installation pourra être mise en service en été 1958.

b) *Aménagements à Mettlen*

Dans la station d'essais de Mettlen, les plans du local de mesure dans le bâtiment de commande ont été établis et tous les câbles nécessaires posés. Le tableau de couplage est en préparation. L'oscillographe cathodique du Monte San Salvatore étant disponible par suite de l'acquisition d'un oscillographe spécial, on prévoit de le loger dans le local de mesure de Mettlen. Lorsqu'on n'a pas besoin de plus de deux faisceaux cathodiques, le dispositif de mesure sera ainsi constamment disponible, sans qu'il soit nécessaire de faire venir chaque fois la lourde voiture de l'oscillographe. L'aménagement de Mettlen sera probablement achevé au printemps 1958.

3. Séances

En 1957, le Comité d'action de la FKH a tenu deux séances sous la présidence de M. W. Hauser, président, pour s'occuper des affaires statutaires et des questions se rapportant à l'aménagement des installations d'essais. — A l'Assemblée de printemps, le compte et le bilan de 1956 furent approuvés. Il fut ensuite décidé d'avoir recours au Fonds de renouvellement et au Fonds pour travaux spéciaux pour le financement de l'aménagement des installations d'essais, ces Fonds devant au besoin être complètement utilisés. L'Assemblée d'automne a dû être renvoyée et combinée avec celle du printemps 1958, le président ayant été extrêmement occupé du fait de la situation précaire de notre pays, en ce qui concerne l'alimentation en énergie. A cette prochaine Assemblée, on procèdera également aux nominations pour la nouvelle période de trois ans.

L'ingénieur chargé des essais:
K. Berger

Heutige Grenzeigenschaften von Transistoren

Vortrag, gehalten an der 17. Schweizerischen Tagung für Nachrichtentechnik am 19. Juni 1958 in Biel,

von *E. R. Hauri*, Bern

621.314.7

Bei der Anwendung der Transistoren haben sich bis heute einerseits feste Grenzen gebildet, gegeben durch physikalische Gesetze und Schaltungseigenschaften; anderseits sind gewisse Grenzen, z. B. bezüglich Leistung und Frequenzverhalten, in steter Aufwärtsbewegung. Die beschriebenen Rauscheigenschaften 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.

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, p. ex. 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 propriétés des transistors aient une influence sur le circuit oscillant. En suite 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 entraine d'importantes difficultés technologiques qu'on cherche à éviter en accélérant les porteurs de charge par un champ électrique.

Die Grenzeigenschaften von Transistoren können nach zwei Gesichtspunkten unterschieden werden: Einerseits besitzt man heute soviele grundlegende physikalische Kenntnisse und Erfahrungen in der technischen Anwendung der Transistoren, dass man entweder ihre guten Eigenschaften auszunützen weiss, oder es werden gewisse Schaltungsprinzipien angewendet, um den Einfluss einiger nicht zu beseitigender, unerwünschter Eigenschaften möglichst klein zu halten. Diese Tatsachen sollen *feste Grenzen* genannt werden. Anderseits sind Physiker, Chemiker und Ingenieure bestrebt, neue Herstellungsmethoden oder neue physikalische Prinzipien herauszufinden, um gewisse andere Eigenschaften der Transistoren zu verbessern, worunter etwa die Erhöhung der Leistungs- und Frequenzgrenzen zu zählen sind. Dies sind also sozusagen *bewegliche Grenzen.*

A. Das Rauschen [1] [1])

Jedes Verstärkerelement hat ein gewisses Eigenrauschen; dadurch ist die untere Grenze für die Amplitude des noch verstärkbaren Signals gegeben. Über die Rauscheigenschaften von Flächentransistoren besitzt man heute praktisch abgeschlossene theoretische Kenntnisse, die sich mit der Erfahrung decken. Betrachte man zunächst den Rauschfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz (Fig. 1). Dabei können drei Gebiete unterschieden werden:

Bei tiefen Frequenzen nimmt die Ausgangsrauschleistung 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 Funkelrauschen bei Frequenzen oberhalb von etwa 1 kHz vernachlässigbar ist.

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

[1]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Bei hohen Frequenzen nimmt das Schrotrauschen infolge von Laufzeiteffekten wieder zu. Die Frequenz, bei welcher der Anstieg beginnt, ist um so höher, je höher die Grenzfrequenz $f_{\alpha b}$ und je niedriger der NF-Stromverstärkungsfaktor α_0 in Basisschaltung sind.

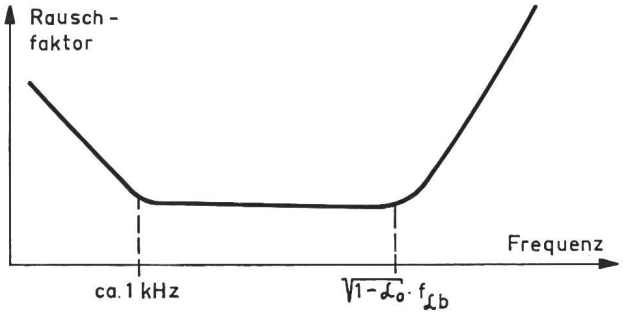


Fig. 1
Abhängigkeit des Rauschfaktors von der Frequenz

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, um so 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.

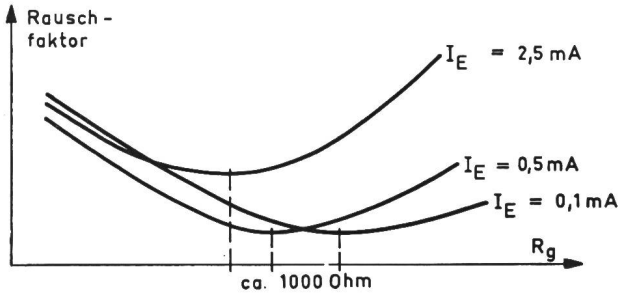


Fig. 2
Abhängigkeit des Rauschfaktors vom Generator-Innenwiderstand R_g für verschiedene Emitterströme bei Niederfrequenz (einige kHz)

Die bis jetzt geschilderten Rausch-Verhältnisse 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 ungefähr gleich gross ist wie der Wert von R_g für optimale Rauschzahl, nämlich grössenordnungsmässig etwa 1000 Ω; in der Basisschaltung ist er dagegen viel kleiner (etwa 100 Ω) und in der Kollektorschaltung viel höher (etwa 50...100 kΩ). Daraus folgt, dass die beste Grundschaltung für optimale Rauschverhältnisse die Emitterschaltung bei Emittergleichströmen von etwa 0,1...0,5 mA ist; vorteilhaft wählt man die Kollektorspannung klein, etwa 1...2 V. Solche Stufen unterscheiden sich sonst nicht wesentlich von gewöhnlichen Niederfrequenz-Verstärkerstufen.

Heute sind Transistoren mit niedrigem Rauschfaktor im Handel erhältlich. Es lassen sich damit Niederfrequenz-Verstärker 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 den Laboratorien der PTT wurde z. B. ein tragbarer Niederfrequenz-Verstärker 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 bekannt geworden [3; 4]. Es wurden Anfangsstufenverstärker mit kleiner Aussteuerung untersucht, wo nur die zweite Harmonische von Bedeutung ist. Es zeigte sich, dass es Wertepaare

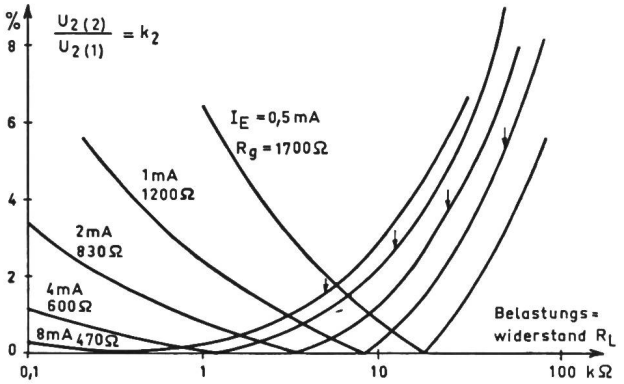


Fig. 3
Abhängigkeit der zweiten Harmonischen vom Belastungswiderstand bei verschiedenen Emittergleichströmen
Transistor OC 71 in Emitterschaltung
$U_{CE} = -2$ V; $f = 135$ Hz; $P_2 = 20$ µW

des Quellen- und Belastungswiderstandes gibt, für welche 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 Komponenten der zweiten Harmonischen mit entgegengesetzten Vorzeichen, die sich für einen gewissen Lastwiderstand kompensieren. Dies gilt jedoch nur für so niedrige Frequenzen, dass die Transistor-Parameter 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 Niederfrequenz-

Fortsetzung auf Seite 827
Es folgen «Die Seiten des VSE»

Fortsetzung von Seite 810

Heutige Grenzeigenschaften von Transistoren
(Fortsetzung)

verstärkung Transistoren mit Grenzfrequenzen von einigen MHz verwenden wird, deren Parameter im ganzen Tonfrequenzgebiet reell sind.

In Fig. 3 (entnommen 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 µW für verschiedene 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.

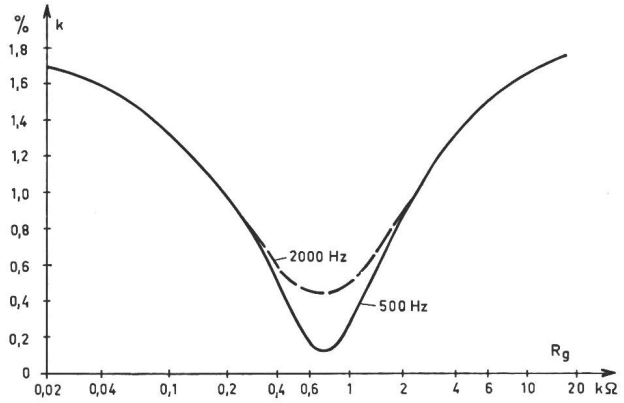


Fig. 4
Totaler Klirrfaktor in Emitterschaltung in Abhängigkeit vom Generator-Innenwiderstand
$I_E = 4$ mA; $U_{CE} = -2{,}7$ V; $\hat{I}_{C(1)} = 0{,}85$ mA; $R_L = 1$ kΩ

Fig. 4 (entnommen aus [4]) zeigt den totalen Klirrfaktor eines Transistors in Emitterschaltung in Abhängigkeit vom Generator-Innenwiderstand für 500 und 2000 Hz. Der Belastungswiderstand beträgt 1000 Ω. 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 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, welche für Seriefertigungen 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 z. B. 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 Ausgangsstrom 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, d. h. es besteht ein — im wesentlichen — linearer Zusammenhang zwischen Ausgangs- und Eingangsstrom. 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 Eingangsstrom, stabilisiert wird.

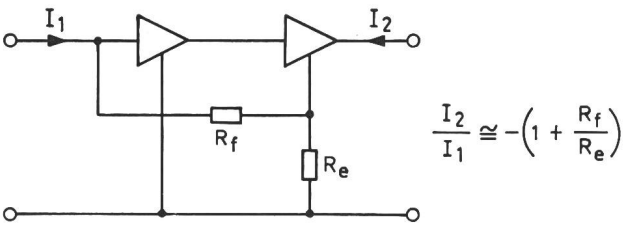


Fig. 5
Parallel-Stromgegenkopplung
Prinzipschema

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 zeigt Fig. 5. Die Formel deutet darauf hin, 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 von Quellen- und Belastungswiderstand. Sie scheint in gewissem Sinne für Transistorschaltungen geeigneter zu sein als die drei übrigen Gegenkopplungsarten, sofern andere Anforderungen ihre Anwendung gestatten.

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

frequenz arbeiteten, waren keine Stabilisierungsmassnahmen nötig.

Es ist noch zu erwähnen, 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.

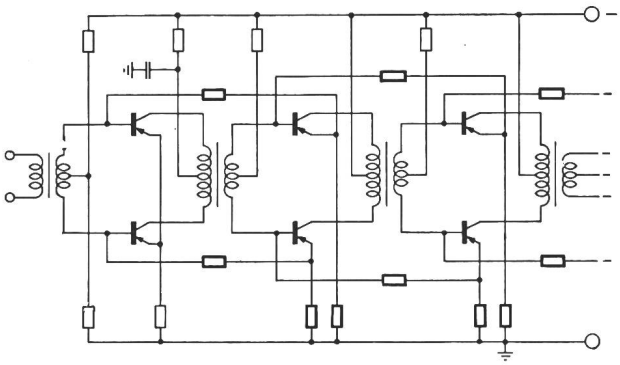


Fig. 6
Anwendung der Parallel-Stromgegenkopplung in einem mehrstufigen Gegentaktverstärker

C. Oszillatoren [6]

Während durch die Schaltungen der Fig. 5 und Fig. 6 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.

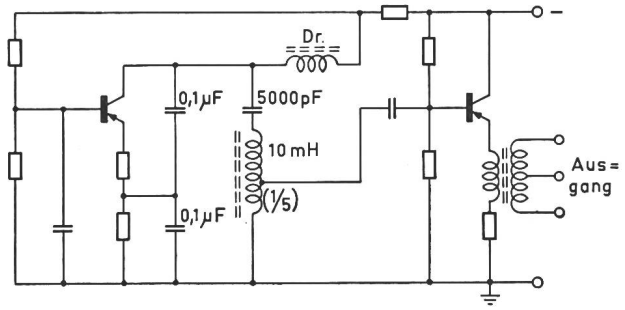


Fig. 7
Clapp-Oszillator mit Transistoren
f = 24 kHz

Fig. 7 zeigt eine Anwendung des Transistors im sog. Clapp-Oszillator, der schon früher für Elektronenröhren angegeben wurde. Es handelt sich um einen Colpitts-Oszillator, in welchem die Induktivität durch einen Serie-Resonanzkreis ersetzt ist. Ein Seriekreis 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 µF; diese sind so gross, dass Änderungen der Transistorkapazitäten keinen Einfluss mehr auf die Schwingfrequenz ausüben. Die Stabilität ist im wesentlichen durch den Seriekreis gegeben. Eine Verbesserung ergibt sich auch durch einen Gegenkopplungswiderstand im Emitterkreis. Der Ausgang erfolgt über eine Kollektor-Basis-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 V.

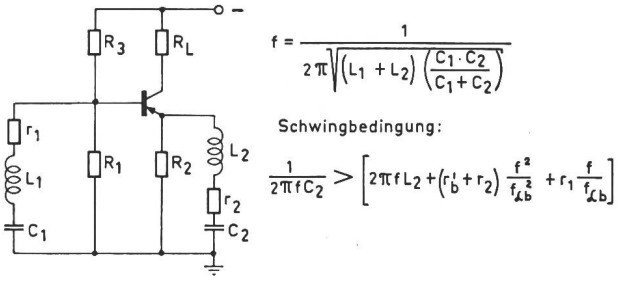


Fig. 8
Transistor-Oszillator mit Serieresonanz im Emitter- und Basiskreis

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

Während also solche Oszillatoren praktisch unabhängig vom Transistor gemacht werden können, bleibt das Problem der Stabilität des Schwingkreises bei Änderungen der Temperatur, Alterung usw. noch offen. Für sehr stabile Oszillatoren wird man natürlich Kristalle als frequenzstabile Resonatoren verwenden. Transistoren haben heute schon genügend hohe Grenzfrequenzen, um auch mit den Quarzen von höchster Frequenz (etwa 80...100 MHz) schwingen zu können. Entsprechend den skizzierten Prinzipien benützt 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 Transistor-Herstellung 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 delikaten Herstellungsprozesses, wobei es einmal auf grösste Reinheit der verwendeten Materialien und sodann auf die Einhaltung von Dimensionstoleranzen von Tausendstel-Millimetern ankommt.

Einige Kriterien, nach denen die Typen ausgelesen werden, sind: Stromverstärkungsfaktor, Grenzfrequenz, maximale Kollektorspannung, Rauschfaktor. Für diese Grössen wird üblicherweise ein bestimmter Streubereich oder Minimal- bzw. Maximalwert angegeben. Für andere als diese kritischen Grössen erstreckt sich der Streubereich jedoch oft über mehr als eine Zehnerpotenz.

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

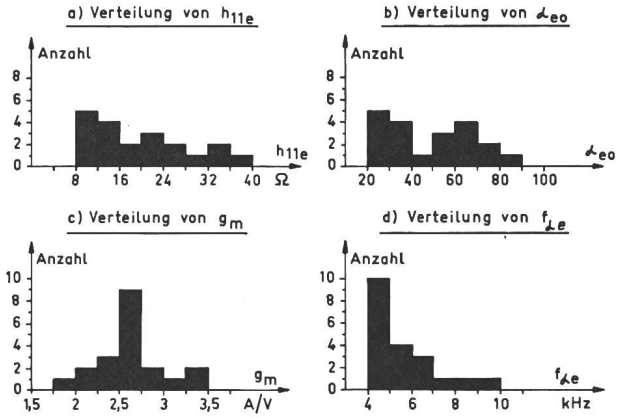


Fig. 9
Statistische Verteilung von verschiedenen Messwerten in Emitterschaltung für 20 Leistungstransistoren OC 16

a Kurzschluss-Eingangswiderstand h_{11e}; *b* Stromverstärkungsfaktor α_{e0}; *c* Steilheit g_m; *d* Grenzfrequenz $f_{\alpha e}$
a...c gemessen bei 200 Hz
$U_{CE} = -11{,}4$ V; $I_C = -0{,}3$ A

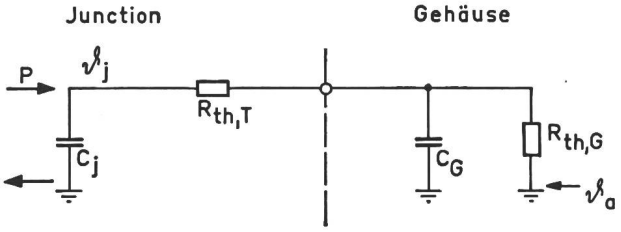
Ähnlich wie für die Wechselstromgrössen gibt es auch Streuungen der Gleichstromgrössen. Während die ersten Variationen der Verstärkung, des Frequenzganges usw. ergeben, beeinflussen die zweiten den Gleichstrom-Arbeitspunkt. Ihr Einfluss muss durch geeignete Schaltungsmassnahmen verkleinert oder eliminiert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

E. Leistungstransistoren

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

Es sollen vorerst die Temperaturverhältnisse betrachtet werden. 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, d. h. die zur Erzielung bestimmter Eigenschaften beigefügten Fremdstoffe wirken nicht mehr. Es ist daher nötig, die Verlustwärme abzuführen.

Man kann eine thermische Ersatzschaltung des Transistors zeichnen [8], die gewisse Analogien zwischen thermischen und elektrischen Grössen ausnützt (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 z. B. von der Montage und der Kühlfläche abhängt. Wie aus der Formel in Fig. 10 ersichtlich, müssen die thermischen Widerstände klein gehalten werden, damit die Junction-Temperatur niedrig bleibt.



$$\vartheta_j = \vartheta_a + P\,(R_{th,T} + R_{th,G})$$

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; ϑ_a Umgebungstemperatur

Thermisch-elektrische Analogien:

Verlustleistung	———	Strom
Temperatur	———	Spannung
thermischer Widerstand	———	Widerstand
thermische Kapazität	———	Kapazität

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

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.

Beachtung muss ferner der thermischen Stabilität geschenkt werden. Bei einer Temperaturerhöhung steigen auch die Transistorgleichströme; deren Zunahme kann durch Schaltungsmassnahmen 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 Fig. 11 dargestellt. Dieser Effekt ist — neben der Nichtlinearität der Eingangskennlinie — ein Grund für die Verzerrungen in Leistungsverstärkerstufen. Neben 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].

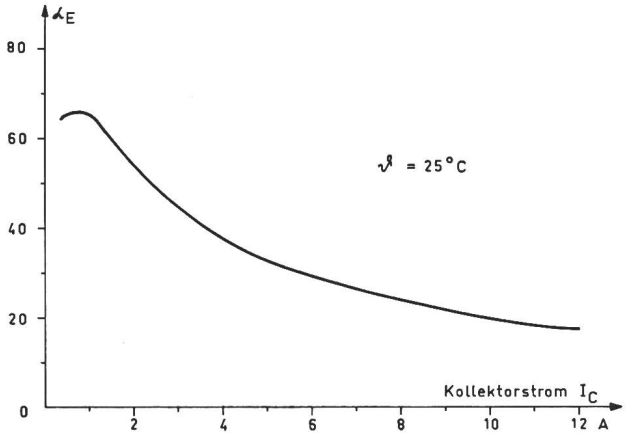


Fig. 11
Statische Stromverstärkung $\alpha_E = I_C / I_B$ als Funktion des Kollektorstroms
Transistor 2N 174

Eine wichtige Grösse ist ferner die maximale Kollektorspannung. Wenn man die Kollektorsperrströme betrachtet, hat man im wesentlichen vier Fälle zu unterscheiden (Fig. 12):

a) Transistor in Basisschaltung. Bei einer bestimmten Sperrspannung zwischen Basis und Kollektor beginnt der Sperrstrom stark anzusteigen.

b) Transistor in Emitterschaltung, wobei die Basis-Emitterstrecke eine äussere Sperrspannung erhält. Der Sperrstrom ist etwas höher als im Fall a). Oft stellt sich ein Gebiet mit negativer Steilheit ein (in Fig. 12 gestrichelt gezeichnet).

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

d) Transistor in Emitterschaltung mit offener Basis. Für gleichen Strom ist die Kollektorspannung etwa halb so gross wie im Fall c).

Durch diese Kennlinien werden die zulässigen Bereiche der Kollektorspannung 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 z. B. bei linearen Verstärkern von Bedeutung. Wenn man dem Transistor eine höhere Spitzenspannung geben will, muss man sich der Kurve c) annähern, d. h. die Impedanz zwischen Basis und Emitter soll möglichst klein sein.

Die hier dargestellten Kurven stellen annähernd die heute erreichten Grenzen dar, d. h. man kann gegenwärtig Germanium-Leistungstransistoren mit Spitzenströmen von 10...15 A und Kollektorspitzenspannungen von etwa 100 V kaufen; bei Silizium-Transistoren liegen die Spitzenspannungen durchschnittlich etwas höher und die Spitzenströme etwas

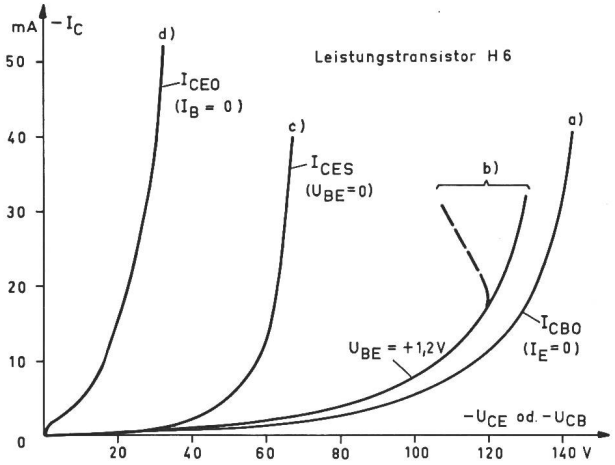


Fig. 12
Kollektorsperrströme in Abhängigkeit von der Kollektorspannung gegen Basis oder Emitter
Nähere Angaben im Text

niedriger als bei Germanium-Transistoren. Die Silizium-Transistoren haben den Nachteil einer grösseren Sättigungsspannung. Hierunter versteht man diejenige Kollektor-Spannung, 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 Zehntel-Volt). Die Sättigungsspannung begrenzt den Wirkungsgrad des Transistors als Niederfrequenzverstärker oder als Schalter.

F. Das Hochfrequenzverhalten

In den ersten Transistor-Typen wurde der Strom quer durch die Basis durch Diffusion erzeugt. Betrachtet man die Verhältnisse im Basis-Raum eines pnp-Transistors (Fig. 13) [11], so wird am Emitter durch eine positive Spannung gegenüber der Basis eine Löcherdichte p_0 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_0/w der Löcherdichte. Die Laufzeit der Löcher durch die Basis hindurch ist bei einem Diffusionsvorgang proportional zum Quadrat der Basisdicke w^2. Infolge der Laufzeiteffekte sinkt mit zunehmender Frequenz der den Kollektor erreichende Wechselstrom ab; die 3-db-Grenzfrequenz $f_{\alpha b}$ ist umge-

kehrt proportional zum Quadrat der Basisdicke w; d. h. je dünner die Basiszone, desto höher wird diese Grenzfrequenz.

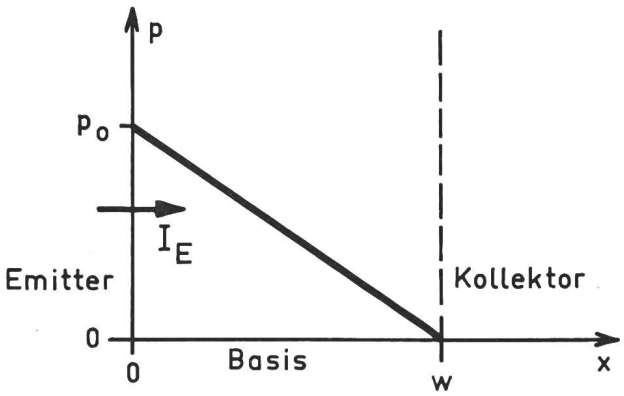


Fig. 13
Dichte p der Löcher in der Basiszone
w Basisdicke; p_0 Löcherkonzentration am Emitter; D_p Diffusionskonstante; e Ladung des Elektrons

Diffusionsstrom: $I_E = eD_p \dfrac{p_0}{w}$

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

Grenzfrequenz: $f_\alpha \approx \dfrac{1{,}2\, D_p}{\pi w^2}$

Nun ist die Grenzfrequenz nicht allein massgebend für den Abfall der Verstärkung. Fig. 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 Transistor-Ausgang ist eine Stromquelle $\alpha_0 I_1$ zu finden; ihr Strom ist also pro-

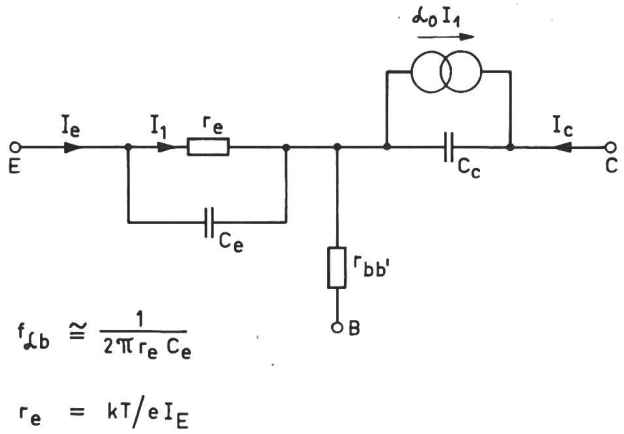


Fig. 14
Vereinfachtes Ersatzschema eines legierten Flächentransistors in Basisschaltung für hohe Frequenzen
k Boltzmannsche Konstante; T absolute Temperatur

portional zum Strom I_1 durch r_e, und der Stromverstärkungsfaktor α_0 ist etwas kleiner als eins. Wegen der Kapazität C_e nimmt das Verhältnis I_1/I_e mit zunehmender Frequenz ab. Die weitern für die Verstärkung bei hohen Frequenzen massgebenden Grössen sind die Raumladungskapazität C_c der Kollektorjunction und der Ohmsche Widerstand $r_{bb'}$ der Basiszuleitung. Fig. 15 zeigt schematisch den Verlauf der Leistungsverstärkung g_{max} bei beidseitiger Anpassung als Funktion der Frequenz in der Emitterschaltung [13]. Bei niedrigen Frequenzen liegt die Verstärkung in der Gegend von 40 db. Bei Erhöhung der Frequenz führt die interne Rückwirkungsadmittanz des Transistors zu Selbsterregung ($g_{max} \to \infty$); 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 gleich eins (null db); dies ist zugleich die höchste Frequenz, bei welcher der Transistor als Oszillator benützt werden kann. Wie die Formel für f_{max} zeigt, ist diese Frequenz um so höher, je höher die Grenzfrequenz $f_{\alpha b}$ und je niedriger der Basiswiderstand $r_{bb'}$ sowie die Kollektorkapazität C_c sind. Bei den heute hergestellten Transistoren beträgt f_{max} ungefähr (1...3) $f_{\alpha b}$. Da die Werte von $r_{bb'}$ und C_c durch den Aufbau und die physikalischen Daten des Transistors gegeben sind (Minimalwerte bis heute etwa 50 Ω bzw. 0,5 pF), muss man in erster Linie danach trachten, die Grenzfrequenz $f_{\alpha b}$ zu erhöhen. Das vornehmste Mittel hiezu ist, die Basisdicke w möglichst klein zu

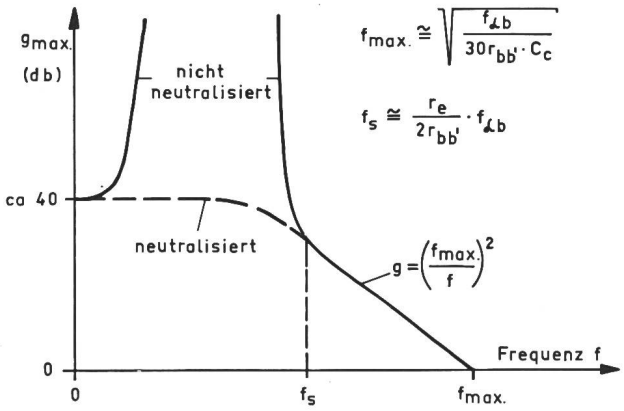


Fig. 15
Maximale Leistungsverstärkung eines legierten Flächentransistors in Emitterschaltung als Funktion der Frequenz

machen. Es ist heute möglich, eine Basisdicke w von 1...2 μm zu erzielen, was auf Grenzfrequenzen von 500...1000 MHz führt [16]. Man spricht jedoch bereits von Basisdicken von 0,03...0,2 μm [22].

Das Herstellungsverfahren ist das folgende:

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 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 Legierungsver-

fahren verdrängen. Diese Herstellungsmethode ermöglicht auch höhere Verlustleistungen. So wurden bereits Transistoren hergestellt, die bei 10 MHz als Oszillatoren 5 W HF-Leistung abgeben, wobei einige Exemplare noch bei 100 MHz 1 W 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_{α_e} in Emitterschaltung auf einige Hundert kHz möglich geworden. Die zulässige Basis-Emitter-Sperrspannung beträgt jedoch nur 1...2 V, 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 hiezu bilden die sog. Drift- und Zwischenschichttransistoren [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 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 Leitfähigkeitstypus verlassen haben.

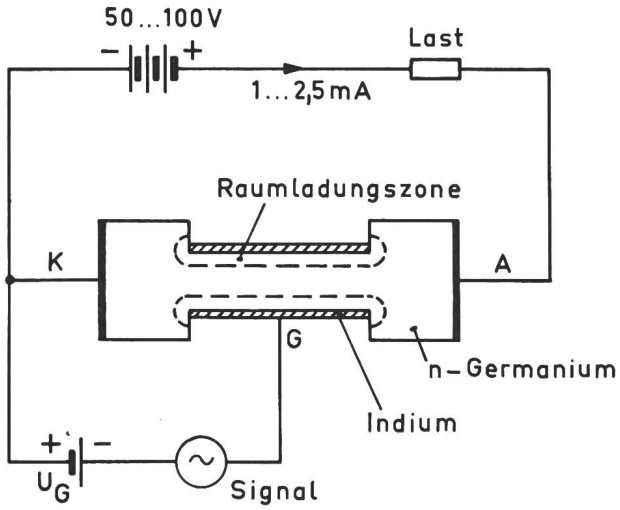


Fig. 16
Prinzipieller Aufbau des Tecnetron

Das Tecnetron [20] (Fig. 16) besteht aus einem etwa 2 mm langen zylindrischen Stäbchen aus n-leitendem Germanium von etwa 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 den «Hals» (goulot) in der Mitte passieren. Die Dicke des Halses kann nun durch die negative Spannung U_G, die an die Indium-Schicht in Sperrichtung 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 Indium-Schicht vorgespannt ist, d. h. der Elektronenstrom in der Mitte wird zusammengeschnürt und findet einen grösseren Widerstand vor. Das Tecnetron wirkt also 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 Leistungsabgaben von etwa 30 mW. Die Eingangsimpedanz beträgt einige MΩ und die Ausgangsimpedanz etwa 1 MΩ.

Das Prinzip des Tecnetron wurde schon früher von *Shockley* [21] angegeben (unipolarer Feldeffekt-Transistor), aber mit rechteckförmigem Querschnitt des Halbleiters, wobei sich zwei Steuerelektroden gegenüber liegen. 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 Feldeffekt-Transistoren niedriger ist als für die nach dem Diffusionsverfahren hergestellten Flächentransistoren.

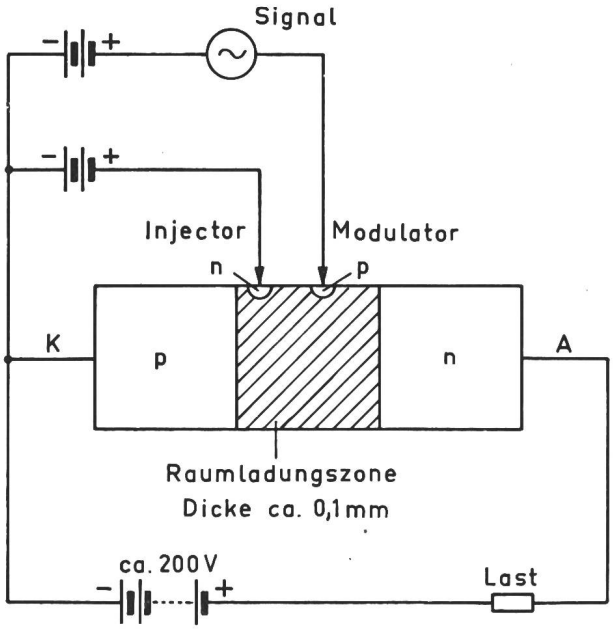


Fig. 17
Prinzipieller Aufbau der Spacistor-Tetrode

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

n-leitenden Seite fliessen. Dies ist möglich, weil der Injector negativ gegen die Raumladungszone vorgespannt ist, obwohl er gegen den Punkt K positives Potential aufweist. 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 MΩ liegen, kann der Spacistor ungefähr in Analogie zu einer Penthode gesetzt werden. Der Spacistor dürfte bis zu einigen Tausend MHz, aber natürlich auch für niedrige Frequenzen verwendbar sein.

Literatur

[1] *Guggenbühl, W.* und *Strutt, M. J. O.:* Theory and Experiments on Shot Noise in Semiconductor Junction Diodes and Transistors. Proc. I. R. E. Bd. 45(1957), Nr. 6, S. 839...854.
Nielsen, E. G.: Behavior of Noise Figure in Junction Transistors. Proc. I. R. E. Bd. 45(1957), Nr. 7, S. 957...963.
Schubert, J.: Transistorrauschen im Niederfrequenzgebiet. A. E. Ü. Bd. 11(1957), Nr. 8, S. 331...340; Nr. 9, S. 379...385; Nr. 10, S. 416...423.

[2] *Hauri, E. R.:* Ein rauscharmer Transistor-Verstärker für akustische Messungen. Techn. Mitt. PTT Bd. 36(1958), Nr. 4.

[3] *Spescha, G. A.* und *Strutt, M. J. O.:* Theoretische und experimentelle Untersuchung der Verzerrungen in Niederfrequenz-Flächentransistor-Vierpolen. A. E. Ü. Bd. 11(1957), Nr. 8, S. 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, Bd. 104(1957), S. 208...216.

[5] *Moulon, J.-M.:* Propriétés Essentielles des Transistrons. Onde Electr. Bd. 35(1955), Nr. 336-337, S. 243...263 (speziell S. 260/1).
Moulon, J.-M.: Les Transistrons dans les Amplificateurs. Paris. Gauthier-Villars 1956. S. 161...164.
Waldhauer, F. D.: Wide-Band Feedback Amplifiers. I. R. E. Trans., Vol. CT-4(1957), Nr. 3, S. 178...190.

[6] *Keonjian, E.:* Stable Transistor Oscillator. I. R. E. Trans., Vol. CT-3(1956), Nr. 1, S. 38...44.
Chow, W. F. und *Paynter, D. A.:* Series-Tuned Methods in Transistor Radio Circuitry. I. R. E. Trans. Vol. CT-4(1957), Nr. 3, S. 174...178.
Shea, R. F. (Hrsg.): Transistor Circuit Engineering. New York: Wiley; London: Chapman & Hall 1957. Kapitel 8.

[7] *Guggenbühl, W.* und *Strutt, M. J. O.:* Experimentelle Untersuchung und Trennung der Rauschursachen in Flächentransistoren. A. E. Ü. Bd. 9(1955), Nr. 6, S. 259...269.
Baldinger, E. und *Leuenberger, F.:* Zur Messung des Rauschens von Transistoren. Z. A. M. P. Bd. 6(1955), S. 420...422.
Guggenbühl, W. und *Schneider, B.:* Zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes von Flächentransistoren. A.E.Ü. Bd. 10(1956), Nr. 9, S. 361...375.
Guggenbühl, W. und *Strutt, M. J. O.:* Transistoren in Niederfrequenz-Anfangsstufen. Scientia Electrica Bd. 2(1956), Nr. 2, S. 2...12.
Earhart, C. und *Brower, W.:* 70 Mc Silicon Transistor. Semiconductor-Products Bd. 1(1958), Nr. 2, S. 14...21.

[8] *Simmons, C. D.:* Transistor Heat Sinks and their Evaluation. Semiconductor-Products Bd. 1(1958), Nr. 1, S. 31...33.

[9] *Webster, W. M.:* On the Variation of Junction Transistor Current-Amplification Factor with Emitter Current. Proc. I. R. E. Bd. 42(1954), Nr. 6, S. 914...920.
Hauri, E. R.: Zur Frage der Abhängigkeit der Stromverstärkung von Flächentransistoren vom Emitterstrom. Techn. Mitt. PTT Bd. 34(1956), Nr. 11, S. 441...451.

[10] *Maupin, J. T.:* The Tetrode Power Transistor. I. R. E. Trans. Vol. ED-4(1957), Nr. 1, S. 1...5.

[11] Vgl. z. B.: *Spenke, E.:* Elektronische Halbleiter. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer 1955. Kap. 5, § 3.
Johnson, H.: Basic Transistor Device Concepts. In: Transistors I. Published by RCA Laboratories, Princeton 1956.

[12] *Pritchard, R. L.:* Electric Network Representation of Transistors — A Survey. I. R. E. Trans. Bd. CT-3(1956), Nr. 1, S. 5...21.
Jansson, L. E.: Equivalent Circuits for Junction Transistors. Mullard Tech. Comm. Bd. 3(1957), Nr. 25, S. 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 1956.

[14] *Stern, A. P., Aldrich, C. A.* und *Chow, W. F.:* Internal Feedback and Neutralization of Transistor Amplifiers. Proc. I. R. E. Bd. 43(1955), Nr. 7, S. 838...847.

[15] *Pritchard, R. L.:* High-Frequency Power Gain of Junction Transistors. Proc. I. R. E. Bd. 43(1955), Nr. 9, S. 1075...1085.
Pritchard, R. L.: Measurement Considerations in High Frequency Power Gain of Junction Transistors. Proc. I. R. E. Bd. 44(1956), Nr. 8, S. 1050/1.

[16] *Tanenbaum, M.* und *Thomas, D. E.:* Diffused Emitter and Base Silicon Transistors. B. S. T. J. Bd. 35(1956), Nr. 1, S. 1...22.
Lee, C. A.: A High Frequency Diffused Base Germanium Transistor. B. S. T. J. Bd. 35(1956), Nr. 1, S. 23...34.
Thomas, D. E. and *Dacey, G. C.:* Application Aspects of the Germanium Diffused Base Transistor. I. R. E. Trans. Bd. CT-3(1956), Nr. 1, S. 22...25.

[17] *Nelson, J. T., Iwersen, J. E.* und *Keywell, F.:* A 5-Watt, 10 Megacycle Transistor. I. R. E. WESCON Conv. Rec. 1957, Pt. 3, S. 28...39.

[18] *Krömer, H.:* Zur Theorie des Diffusions- und Drifttransistors. A. E. Ü. Bd. 8(1954), Nr. 5, S. 223...228, Nr. 8, S. 363...369, Nr. 11, S. 499...504.
Almond, J. und *Mc Intyre, R. J.:* The Equivalent Circuit of the Drift Transistor. RCA-Rev. Bd. 18(1957), S. 361...384.
Early, J. M.: PNIP and NPIN Junction Transistor Triodes. B. S. T J. Bd. 33(1954), S. 517..533.

[19] *Statz, H., Pucel, R. A.* und *Lanza, C.:* High-Frequency Semiconductor Spacistor Tetrodes. Proc. I. R. E. Bd. 45 (1957), Nr. 11, S. 1475...1483.
Pucel, R. A., Lanza, C. und *Statz, H.:* The Spacistor, a New High-Frequency Semiconductor Amplifier. Semiconductor Products Bd. 1(1958), Nr. 1, S. 34...38.

[20] *Milh, E.:* Le Tecnetron, Triode Solide pour Hautes Fréquences. Toute la Radio Nr. 223, Février 1958, S. 47/48.

[21] *Shockley, W.:* A Unipolar «Field-Effect» Transistor. Proc. I. R. E. Bd. 40(1952), Nr. 11, S. 1365...1376.
Dacey, G. C. und *Ross, I. M.:* The Field-Effect Transistor. B. S. T. J. Bd. 34(1955), Nr. 6, S. 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, Brüssel, 2. bis 7. Juni 1958.

Adresse des Autors:

E. R. Hauri, dipl. Ingenieur ETH, Forschungs- und Versuchsanstalt der Generaldirektion der PTT, Speichergasse 6, Bern.

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Der Mangel an technisch geschultem Nachwuchs

331.69

[Nach *Ch. Gasser:* Der Mangel an technisch geschultem Nachwuchs — ein Strukturproblem. Schweiz. Arbeitg. Ztg. Bd. 53(1958), Nr. 125, S. 5...9]

In der heutigen Zeit wird oft über den Mangel an technisch geschultem Nachwuchs gesprochen. Es stellt sich nun die Frage, ob sich dieser Mangel nur temporär oder langfristig auswirken wird.

Untersuchungen haben eindeutig gezeigt (Fig. 1), dass die Zahl der Berufstätigen in der Schweiz sich jährlich um etwa 1 % steigert. Die Arbeitsproduktivität erhöht sich aber während dieser Zeit jährlich um 1,5 %. Seit dem Jahr 1900 bis 1950 mussten somit 600 000 Arbeitsplätze neu geschaffen werden.

Die verschiedenen Industriezweige entwickelten sich im Laufe der Zeit unterschiedlich. Die Zahl z. B. der in der Konsumgüterindustrie Beschäftigten ist heute kleiner als im Jahre 1900; dagegen hat sich die Zahl der Beschäftigten in der Metall- und Maschinenindustrie, welche sehr viele technisch geschulte Arbeitskräfte benötigt, seit dem Jahre 1900 um ein Mehrfaches vergrössert.

Bezeichnend für diese Entwicklung ist die Steigerung der Arbeitsproduktivität. Diese wird durch die neu eingesetzten und immer mehr verbesserten technischen Hilfsmittel ständig erhöht. Diese aber — in überwiegender Zahl Maschinen — erfordern je länger je mehr technisch geschultes Personal, welches fähig ist, sie in Betrieb zu halten, zu warten, zu reparieren usw. Es kann nachgewiesen werden, dass die neu eingesetzten technischen Hilfsmittel die Produktion mengenmässig in der Schweiz alle 17 Jahre verdoppeln. Die Industrien, welche technisch geschultes Personal benötigen, wach-