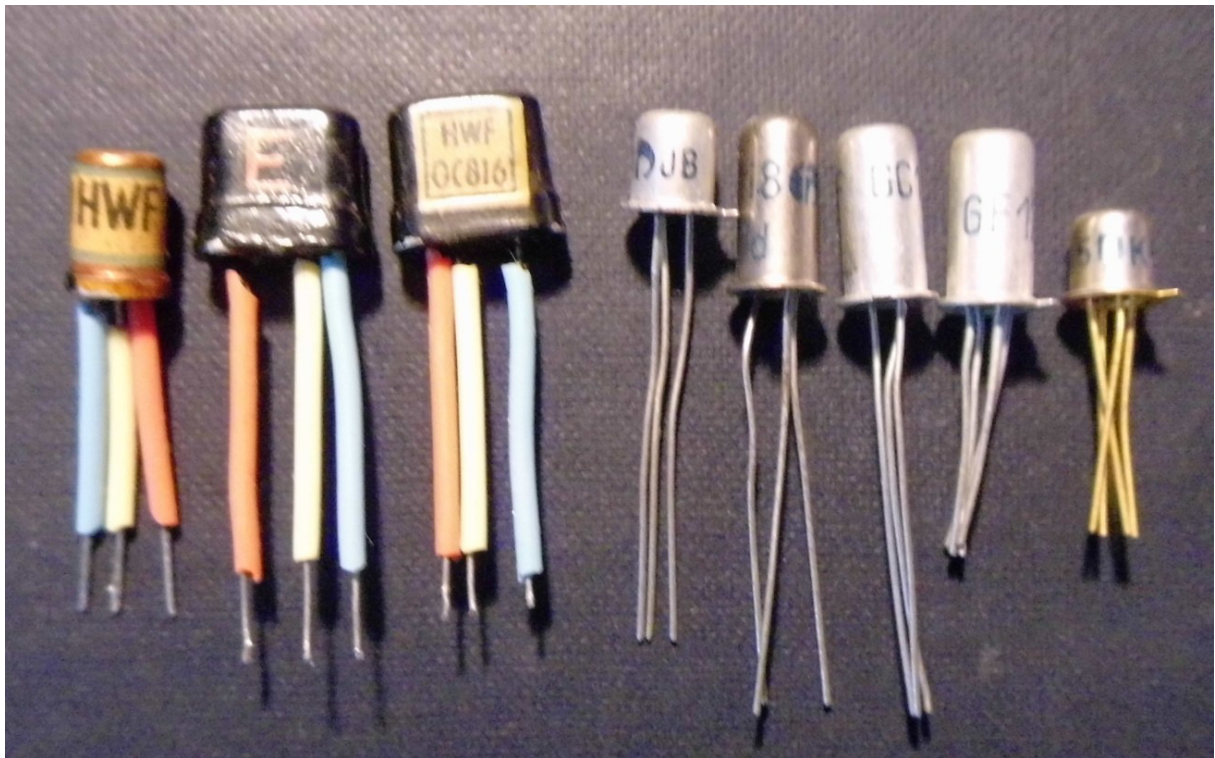


## M. Pulvers Transistorentechnik

Beitragsserie in der "Radio- Fernsehen- Elektronik" 1959 bis 1962

Restauriert und zusammengestellt von Edi





**DDR- Germanium- Flächentransistoren, die erste drei bis 1963 (OC871, OC816 die schwarze „Brikett“- Bauform, Rück- und Vorderseite), die anderen (GF100, GC118, GC301, GF122 GF145) ab etwa 1963 bis etwa Anfang der 80er Jahre.**

Lieber Radiofreund,

Dies ist eine Zusammenstellung einer Beitragsfolge der Zeitschrift „Rundfunk- Fernsehen- Elektronik“ („RFE“) der Jahre 1959 bis 1962. Zur Zeit der Erstellung gab es die auf dem Deckblatt abgebildeten Transistoren, diese gelten jedoch für nachfolgende Generation, abgebildet auf diesem Blatt, genauso, und unter Beachtung der Polarität der Spannungen/ Ströme auch für die Silizium- npn- Transistoren.

Es ist eine sehr sorgfältig ausgearbeitete Abhandlung, die alle wichtigen Sachverhalte und Berechnungen behandelt.

Da ich das Glück hatte, alle alten Jahrgänge der RFE komplett zu bekommen, habe ich die vergilbten Seiten der Beitragsfolge restauriert und zusammengefasst.

**Ich danke allen, die mit Rat, Tat und Unterlagen mitgeholfen haben, diese Zusammenstellung zu ermöglichen:**

**Andreas aus Dresden**

**Veröffentlichung der Einzelartikel mit freundlicher Genehmigung des Huss- Verlags <http://www.rfe-eh.de>**



**Olaf Freiberg (Edi)**

**Homepage Historische Rundfunktechnik:**

**<http://edi.bplaced.net>**

**Privat/ Band- Homepage:**

**<http://greencaravan.bplaced.net>**

**Mail: [edi-mv@web.de](mailto:edi-mv@web.de)**

# TRANSISTORTECHNIK 1

Ing. MANFRED PULVERS

Durch zahlreiche Zuschriften, in denen um elementare Beiträge der Transistortechnik gebeten wird, haben wir uns entschlossen, einige Grundlagen dieser Technik zu wiederholen.

Nachdem bereits in *radio und fernsehen* 1, 3, 10, 21, 23 (1957) sowie in den Jahrgängen 1958 und 1959 das Wichtigste über Transistoren und Halbleiter berichtet wurde, ist die Form dieser Beitragsreihe völlig neu gefaßt, so daß gerade dem jungen Techniker klare Vorstellungen über die Wirkungsweise des Transistors vermittelt werden. Die neue Beitragsreihe behandelt sowohl einen elementaren Stoff als auch spezielle Probleme der Transistortechnik, die so aktuell sind, daß auch Ingenieure, die bereits mit der Halbleitertechnik vertraut sind, Interesse an dieser Darstellung finden werden.

## Leitungsmechanismus im Halbleiter

### Atomaufbau

Wir wissen, daß ein Atom irgendeines Elementes unter normalen Verhältnissen nach außen hin elektrisch neutral erscheint. Ein solches Atom ist darstellbar durch einen positiv geladenen Kern, um den, ähnlich wie die Planeten um die Sonne, die Elektronen kreisen. Diese Elektronen, die die Art des Elementes bestimmen und in verschiedenen definierten Abständen, Schalen genannt, um den Kern kreisen, kompensieren die positive Ladung des Kerns. Die Anzahl der positiven Kernladungen, die man durch die Ordnungszahl ausdrückt, ist gleich der Anzahl der um den Kern kreisenden Elektronen. Die erste mit K bezeichnete Schale ist mit zwei Elektronen voll besetzt, so daß also ein Element mit der Ordnungszahl 3 die K-Schale mit zwei Elektronen besetzt, während das dritte Elektron auf der weiter außen liegenden L-Schale den Kern umkreist. Die L-Schale ist mit insgesamt acht Elektronen voll besetzt usw. Neon mit der Ordnungszahl 10 hat demnach die K-Schale mit zwei und die L-Schale mit acht Elektronen voll besetzt. Elemente, deren äußere Schale voll besetzt ist, gehen keine Verbindung mit anderen Elementen ein (Edelgas). Diejenigen Elemente jedoch, deren äußere Schale auf Grund ihrer Ordnungszahl nicht voll besetzt ist, zeigen die Tendenz, diese durch Verbindung mit anderen Stoffen zu komplettieren.

Kohlenstoff mit der Ordnungszahl 6, dessen äußere Schale (L) mit nur vier Elektronen besetzt ist (Bild 1) hat die Neigung, die äußere Schale zu vervollständigen, indem z. B. die vier äußeren Elektronen mit je einem Elektron eines Kohlenstoff-Nachbaratoms eine Paarung eingehen. Dieser Vorgang führt zu einem „Gitteraufbau“ (Diamant), der im Bild 2 in einer ebenen Darstellung gezeigt wird. Dieser Gitteraufbau ist nicht nur bei Kohlenstoff, sondern auch bei ebenfalls vierwertigem Germanium, Silizium und Zinn möglich.

Man erkennt hieraus, daß die elektrischen und chemischen Eigenschaften der Stoffe durch die auf der äußeren Schale kreisen-

den Elektronen bestimmt werden. Man nennt diese Elektronen Valenzelektronen.

### Elektrische Leitfähigkeit der Stoffe

Betrachten wir nun das elektrische Verhalten der Elemente Kohlenstoff, Germanium, Silizium und Zinn, so fällt auf, daß Zinn ein guter elektrischer Leiter ist und Kohlenstoff dem elektrischen Strom einen großen Widerstand entgegengesetzt. Silizium sowie auch Germanium sind als Halbleiter bekannt. Die Leitfähigkeit dieser beiden Elemente liegt also zwischen der der guten und der der schlechten Leiter.

Die Leitfähigkeit eines Stoffes setzt voraus, daß sich innerhalb des Stoffes frei bewegliche Elektronen befinden. Bei dem Leiter Zinn sind die vier Valenzelektronen in der fünften Schale, also relativ

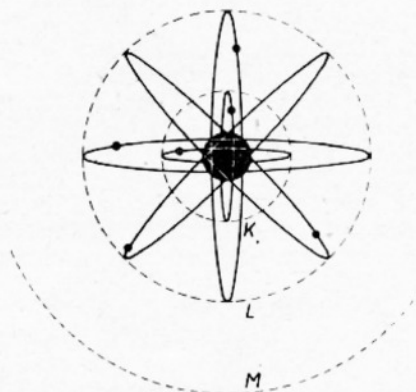


Bild 1: Schematische Darstellung eines Kohlenstoffatoms

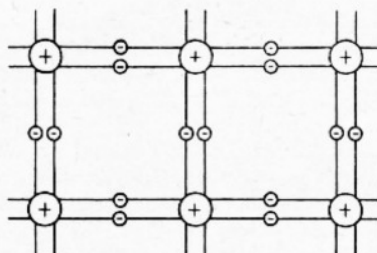


Bild 2: Ebene Darstellung des Diamantgitters

weit vom Kern entfernt und damit nur lose an das Atom gebunden. Hier genügt schon eine Wärmebewegung bei Zimmertemperatur, um einzelne Elektronen von ihrem Atomverband loszulösen, die dann als „freie Elektronen“ im Stoff beweglich sind. Bei dem „schlechten Leiter“ Kohlenstoff (Diamant) hingegen befinden sich die Valenzelektronen in der zweiten Schale so nahe am Kern, daß sie fest an ihn gebunden bzw. in das Kristallgitter eingebaut sind. Unter normalen Verhältnissen ist es nicht möglich, Valenzelektronen aus ihrem Verband loszulösen. Der Stoff ist demnach ein Isolator.

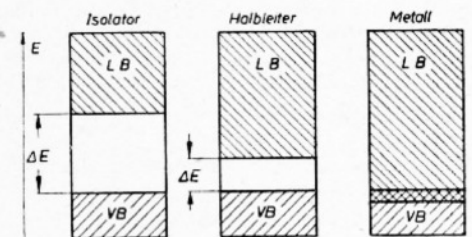


Bild 3: Bändermodell von Isolator, Halbleiter und Leiter

Eine genauere Vorstellung der Energiebeziehung des Elektronensystems vermittelt Bild 3 anhand eines Bändermodells. Die einzelnen Valenzelektronen eines Stoffes haben infolge ihrer Masse und Geschwindigkeit eine bestimmte von einander abweichende Energie. Diese Energien liegen aber innerhalb einer gewissen Bandbreite in dem mit VB bezeichneten Valenzband. Wird nun durch äußere Anregung den Elektronen eine bestimmte Energie zugeführt, so werden sie das Valenzband verlassen, um auf ein höheres Band, das Leitungsband, zu gelangen. Das Elektron verläßt damit den Atomverband und bewegt sich als freies Elektron innerhalb des Leitungsbandes. Elektronen, deren Energiezustände in diesem Band liegen, sind frei bewegliche Elektronen, sogenannte „Leitungselektronen“, die die elektrische Leitfähigkeit des Stoffes bestimmen.

Wie aus Bild 3 ersichtlich, ist bei den verschiedenen Stoffen eine bestimmte Energie  $\Delta E$  notwendig, die man zweckmäßig

in Elektronenvolt<sup>1)</sup> angibt, um Valenzelektronen in das Leitungsband zu heben.

Bei den Isolatoren ist diese Energie so groß, daß unter normalen Bedingungen keine oder nur wenig Valenzelektronen in das Leitungsband gehoben werden können. Beim Halbleiter Germanium liegt diese Energie bei  $< 1$  eV. Bei den metallischen Leitern hingegen braucht praktisch keine Energie aufgewendet zu werden, um Leitungselektronen zu erzielen.

Bild 3 zeigt, daß sich das Valenzband mit dem Leitungsband überdeckt. Dies ist dadurch zu erklären, daß allein schon die Wärmebewegung bei Zimmertemperatur ausreicht, um eine genügende Anzahl Valenzelektronen in das Leitungsband zu heben.

### Eigenleitfähigkeit bei Halbleitern

Wenn auch bereits gegenwärtig viele Halbleiterbauelemente aus Silizium hergestellt werden, wollen wir uns aus Gründen der Übersichtlichkeit lediglich mit dem Halbleiter Germanium beschäftigen.

Germanium als Element in der vierten Gruppe des periodischen Systems hat die Ordnungszahl 32. Die 32 Elektronen verteilen sich auf die einzelnen Schalen, wobei, wie Bild 4 zeigt, auf der äußeren

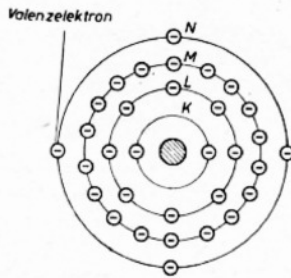


Bild 4: Schematischer Aufbau eines Germaniumatoms

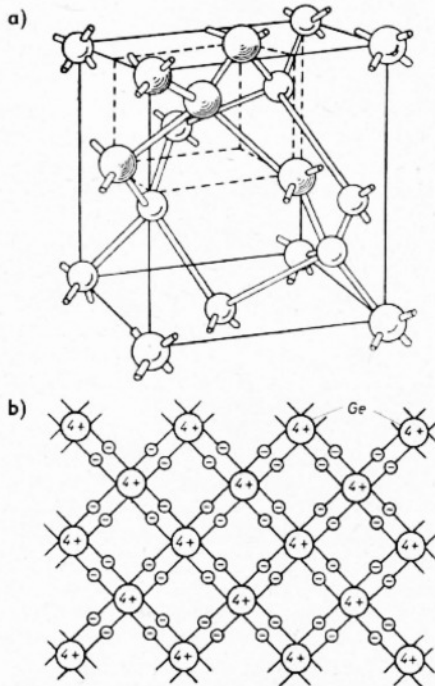


Bild 5: a) Kristallstruktur des störungsfreien Germaniums, b) schematische Darstellung in einer Ebene

Schale vier Valenzelektronen die elektrischen und chemischen Eigenschaften dieses Elementes bestimmen. Das durch verschiedene Verfahren, auf die hier nicht näher eingegangen werden soll, gewonnene Germanium muß bei der Anwendung in der Halbleitertechnik einen ungewöhnlich hohen Reinheitsgrad besitzen. Das ist auch ein Grund dafür, weshalb Halbleiterbauelemente relativ teuer sind. Bei Verwendung des Germaniums darf auf

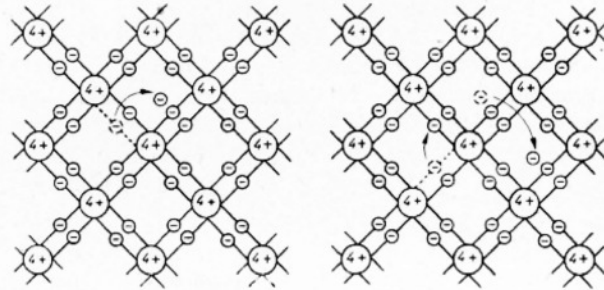


Bild 6: Vorgang der Paarbildung und Rekombination

etwa  $10^{10}$  Germaniumatome nur ein Fremdatom entfallen. Das bedeutet, daß Germanium durch physikalische Prozesse unbedingt auf diesen Reinheitsgrad gebracht werden muß. Später jedoch baut man zur Erhöhung der Leitfähigkeit bewußt bestimmte Fremdatome ein. Gehen wir zunächst von reinem Germanium aus, so ist die Kristallstruktur, wie bereits erwähnt, gleich der des Kohlenstoffs (Diamant).

In den Bildern 5 a und 5 b ist die Kristallstruktur des störungsfreien Germaniums in räumlicher sowie in schematischer Darstellung in einer Ebene gezeigt.

Es ist zu erkennen, daß alle Valenzelektronen gegenseitig gebunden sind. Dieser störungsfreie Aufbau im Kristallgitter ist nur bei der absoluten Temperatur von  $0^\circ \text{K}$  möglich. Dieser Fall hat jedoch keine praktische Bedeutung, da schon die Wärmeenergie bei Zimmertemperatur ausreicht, um das Kristallgitter in Bewegung (Vibration) zu versetzen, so daß das eine oder andere Valenzelektron aus seiner Paarverbindung losgerissen wird und als freie Elektron im Kristallgitter beweglich ist. Dieser Vorgang ist im Bild 6 schematisch dargestellt. Das losgerissene Valenzelektron hinterläßt einen Atomrest bzw. ein Loch. Der Atomrest wirkt wie eine positive Ladung, deren Größe gleich aber entgegengesetzt der Ladung des abgewanderten Elektrons ist.

Das (positive) Loch kann nun ebenfalls wandern, indem ein Valenzelektron aus einer Nachbarbindung nachrückt und ein neues Loch im Nachbaratom entstehen läßt.

Unter dem Einfluß der Temperatur entstehen also in gleicher Anzahl dauernd freie Elektronen und Löcher (Paarbildung). Gleichzeitig werden Löcher durch freie Elektronen wieder aufgefüllt (Rekombination). Bei einer bestimmten Temperatur wird sich ein Gleichgewichtszustand zwischen Paarbildung und Rekombination einstellen.

Unter dem Einfluß eines äußeren elektrischen Feldes werden die freien Elek-

tronen nach der Darstellung im Bild 7 nach rechts, die Löcher hingegen nach links wandern. Der im Außenkreis fließende Strom wird bestimmt durch die Strömung der Elektronen und der Löcher im Kristall. Diesen Vorgang kann man sich durch die Parallelschaltung zweier Widerstände vorstellen. Der eine stellt einen Widerstand dar, der den Elektronen und der andere einen, der den Löchern entgegenwirkt.

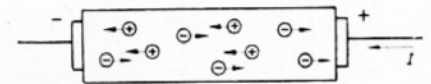


Bild 7: Veranschaulichung des Stromflusses im Germanium bei Eigenleitung

Der spezifische Widerstand von Germanium bei Zimmertemperatur beträgt etwa

$47 \Omega \cdot \text{cm}$  — dies entspricht etwa  $2,5 \cdot 10^{13}$  freien Elektronen pro  $\text{cm}^3$ .

Bei metallischen Leitern hingegen beträgt der spezifische Widerstand etwa

$2 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$  — dies entspricht etwa  $10^{22}$  freien Elektronen pro  $\text{cm}^3$ .

Die Anzahl der freien Elektronen  $n$  ist also gleich der Anzahl der positiven Löcher  $p$  und beträgt bei Zimmertemperatur etwa  $n = p = 2,5 \cdot 10^{13}$ .

Die starke Temperaturabhängigkeit der Paarerzeugung und die damit verbundene Abhängigkeit des spezifischen Widerstandes ist, wie wir später noch sehen werden, bei der Anwendung von Halbleiterbauelementen ein sehr unangenehmer physikalischer Effekt.

### Störstellenleitfähigkeit bei Germanium

Wie bereits erwähnt, wird das Germaniumgitter zur Erhöhung der Leitfähigkeit bewußt durch Verunreinigungen (Störstellen) mit fremden Atomen angereichert. Dies geschieht im allgemeinen dadurch, daß im Kristallgitter eine bestimmte Anzahl von Fremdatomen an die Stelle der Germaniumatome treten. Durch dieses Einfügen, oder auch Dotieren genannt, kann man den Leitungsmechanismus in gewünschter Weise beeinflussen. Im Germanium können diese Störstellen durch die fünfwertigen Elemente, wie Arsen, Antimon oder Phosphor, bzw. durch die dreiwertigen Elemente, wie Indium, Bor oder Aluminium, gebildet werden.

*Wird fortgesetzt*

<sup>1)</sup> 1 eV (Elektronenvolt) stellt diejenige Energie dar, die ein Elektron nach Durchlaufen einer Spannungsdifferenz von 1 V erreicht.

Ing. M A N F R E D P U L V E R S

Ein fünfwertiges Antimonatom (Sb) z. B. setzt sich auf den Platz eines Germaniumatoms (Bild 8). Vier von den fünf Valenzelektronen werden mit den benachbarten Germaniumatomen gepaart. Das fünfte Valenzelektron ist praktisch überflüssig und kann, da es nicht im Gitter gebunden ist, relativ leicht mit einer Energie von nur etwa 0,01 eV vom Atom getrennt werden und als freies Elektron zur Leitfähigkeit beitragen.

Da eine große Anzahl von Fremdatomen in das Gitter eingebaut werden, entsteht eine ebenso große Anzahl von freien Elektronen. Es werden lediglich Elektronen freigegeben, ohne das gleichzeitig, wie bei der Eigenleitung, bewegliche Löcher entstehen. Neben dieser sogenannten „Störstellenleitfähigkeit“ läuft nach wie vor der Prozeß der Paarerzeugung infolge thermischer Anregung. Es kann durchaus vorkommen, daß ein durch die Paarerzeugung entstandenes Loch ein (Stör-

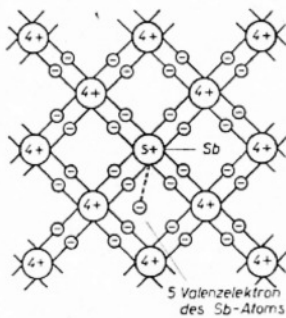


Bild 8: Einbau von fünfwertigen Fremdatomen in das Germaniumgitter

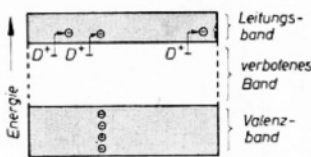


Bild 9: Bändermodell mit ionisierten Donatoren

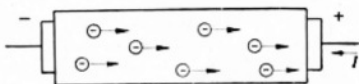


Bild 10: Veranschaulichung des Stromlaufs beim n-Germanium

stellen)-Elektron aufnimmt und rekombiniert. Dieser Vorgang ändert jedoch nichts an der im Gitter vorhandenen Elektronenzahl.

Nach dem Bändermodell (Bild 9) erscheinen die Störstellen (Donatoren) in einem kleinen Abstand unter dem Leitungsband des Germaniums. Der Abstand ist ein Maß für die Ionisationsenergie der Donatoren.

Die Donatoren geben ein Elektron an das Leitungsband ab. Zurück bleibt ein positiver Donatorenrest.

Fünfwertige Fremdatome, welche freie Elektronen liefern, nennt man „Donatoren“. Ein mit Donatoren dotiertes Germanium nennt man „n-Germanium“, da die Leitfähigkeit durch Überschusselektronen bestimmt wird. Der Donatorenrest, der auf Grund seines fehlenden Valenzelektrons wie eine positive Ladung wirkt, ist fest im Kristallgitter eingebaut und trägt nicht zur Leitfähigkeit bei. Wird an dieses Germanium ein äußeres elektrisches Feld angelegt, so ergibt sich der im Bild 10 angedeutete Stromfluß. Da die normalerweise vorhandene Eigenleitung unter normalen Temperaturverhältnissen sehr viel kleiner ist als der hier beschriebene Störstellenmechanismus, kann man diese im Regelfall vernachlässigen.

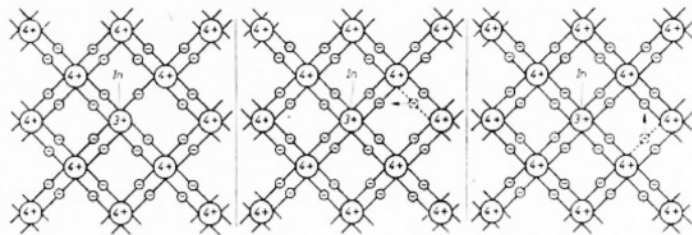


Bild 11: Einbau von dreiwertigen Fremdatomen in das Germaniumgitter

Wird andererseits ein dreiwertiges Fremdatom z. B. Indium (In) im Germaniumkristall eingebaut, so bringt dieses nur drei Valenzelektronen mit. Mit diesen drei Valenzelektronen kann es nur drei Paarbindungen mit den benachbarten Ge-Atomen eingehen. Es fehlt ein Elektron, um den Gitterverband zu vervollständigen.

Wie Bild 11 zeigt, entsteht an der Stelle des dreiwertigen Fremdatoms eine Störung im Gitteraufbau. Das hier fehlende Elektron kann leicht von einem Nachbaratom geliefert werden, jedoch entsteht dann an dieser Stelle ein (positives) Loch. Im Gesamtgitter wird also stets ein Elektron zu wenig vorhanden sein, d. h. es bleibt stets ein Loch übrig. Natürlich sind auch hier wieder wie im vorhergehenden Fall die Fremdatome in großer Anzahl vorhanden. Nach Bild 12 erscheinen die Akzeptoren im geringen Abstand über dem Valenzband. Bei thermischer Anregung wird ein Valenzelektron des Germaniums in das sogenannte Störstellenniveau gehoben. Der geringe Abstand dieses Störstellenniveaus zum oberen Rand des Valenzbandes ist ebenfalls ein Maß für die Ionisationsenergie der Akzeptoren.

Dreiwertige Fremdatome, die im Gitterverband positive Löcher, sogenannte

Defektelektronen erzeugen, nennt man „Akzeptoren“. Ein mit Akzeptoren dotiertes Germanium nennt man „p-Germanium“, da die Leitfähigkeit durch Defektelektronen bestimmt wird. Analog zum vorhergehenden Fall wird beim Anlegen eines elektrischen Feldes im p-Germanium der Strom vorwiegend durch Defektelektronen gebildet (Bild 13).

## Zusammenfassung

Dotiert man Germanium mit fünfwertigen Fremdatomen (Donatoren), so wird die Stromleitung im Halbleiter durch Überschusselektronen bestimmt. Der Halbleiter wird zum n-Typ.

Dotiert man Germanium mit dreiwertigen Fremdatomen (Akzeptoren), so wird die Stromleitung im Halbleiter durch Defektelektronen bestimmt. Der Halbleiter wird zum p-Typ.

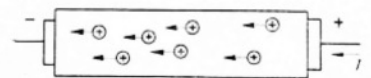
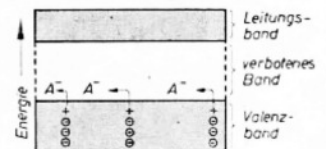


Bild 13: Veranschaulichung des Stromlaufs beim p-Germanium

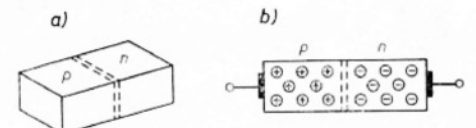


Bild 14: Germaniumkristall mit p- und n-leitender Zone, a) räumliche Darstellung, b) schematische Darstellung

## Der p-n-Übergang

Ist ein Germaniumkristall bis zu einer bestimmten Grenzfläche auf der linken Seite mit dreiwertigen Fremdatomen und auf der rechten Seite mit fünfwertigen Fremdatomen dotiert, so spricht man von einem p-n-Übergang. Dabei bildet sich an der Übergangszone eine Schicht aus, die

Gleichrichtereigenschaften besitzt. Bild 14 zeigt die räumliche und schematische Darstellung eines solchen Halbleiters.

Bei der Herstellung eines derartigen p-n-Überganges bedient man sich der sogenannten Legierungs- und Diffusionsverfahren. Auf der linken Seite des Germaniumkristalls baut man z. B. Indium ein, wobei ionisierte Akzeptor-Störstellen und Defektelektronen (p-Germanium) entstehen.

Auf der rechten Seite hingegen werden im Germaniumkristall z. B. Antimonatome eingebaut, wobei ionisierte Donator-Störstellen und Überschusselektronen (n-Germanium) entstehen.

Da im p-Germanium die Defektelektronen und im n-Germanium die Überschusselektronen in der Mehrzahl vorhanden sind — man denke dabei an die ständige Paarerzeugung und Rekombination — nennt man diese Majoritätsträger. Da neben den Defektelektronen im p-Germanium außerdem noch die unbeweglichen ionisierten Akzeptoren — im n-Germanium analog neben den Überschusselektronen die ionisierten Donatoren — vorhanden sind, erscheinen zunächst die beiden Schichten nach außen elektrisch neutral.

Die positiven und negativen Ladungen heben sich auf.

Um nun eine Größenvorstellung über die Ladungsträgerkonzentration in einem derartigen p-n-Halbleiter zu erhalten, nehmen wir an, die n- und die p-Zone sei so stark dotiert, daß eine Störstellenkonzentration von  $10^{16} \cdot \text{cm}^{-3}$  hervorgerufen wird.

Je  $\text{cm}^3$  sind demnach im p-Gebiet  $10^{16}$  Defektelektronen und im n-Gebiet  $10^{16}$  Überschusselektronen als Majoritätsträger vorhanden. Die ständig vorhandene Trägerpaarerzeugung infolge Temperaturerregung sorgt dafür, daß neben den Majoritätsträgern, deren Anzahl durch diesen Vorgang nur unwesentlich beeinflußt wird, freie Elektronen im p-Gebiet und

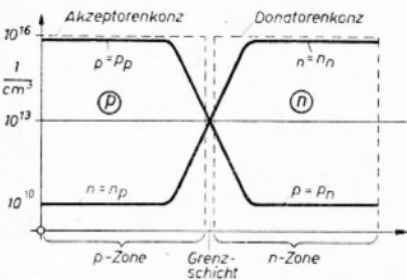


Bild 15: Störstellen-Konzentrationsverteilung in einem p-n-Halbleiter

Löcher im n-Gebiet als Minoritätsträger in Erscheinung treten. Die Konzentration in beiden Schichten ist durch das Massenwirkungsgesetz festgelegt. Dieses besagt: Das Produkt der Anzahl der freien positiven und negativen Ladungsträger ist gleich dem Quadrat der Intrinsiczahl  $n_i$

$$n_i^2 = n \cdot p.$$

Da  $n_i$  bei Zimmertemperatur einen Wert von etwa  $2,5 \cdot 10^{13}/\text{cm}^3$  annimmt, ergibt sich die Konzentration der Minoritätsträger von etwa  $10^{10}/\text{cm}^3$ . Danach ergibt sich die im Bild 15 dargestellte Konzentrationsverteilung. Im p-Gebiet ist ein

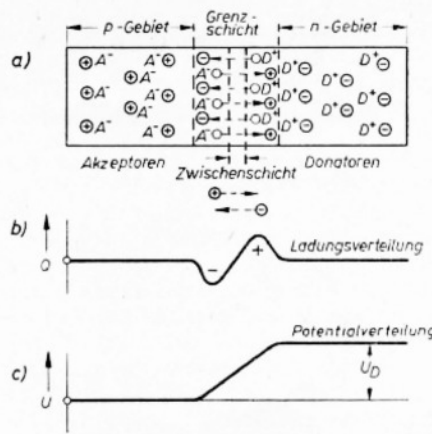


Bild 16: Verteilung der Ladungsträger und Potentiale in einem p-n-Übergang, a) Ladungsträgerverteilung, b) Ladungsverteilung, c) Potentialverteilung

großer Überschuß von positiven Ladungsträgern  $p_p$  (Defektelektronen) zu erkennen, der in der Nähe der Grenzschicht langsam abnimmt. Im n-Gebiet, in dem die Überschusselektronen  $n_n$  in der Mehrzahl sind, gilt analog das gleiche. Der allmähliche Konzentrationsabfall in der Grenzschicht hat eine Ladungsverschiebung zur Folge. Wir wollen uns diesen Vorgang unter stark vereinfachten Verhältnissen aus Bild 16 klarmachen. Im p-Gebiet sind neben den Defektelektronen die unbeweglichen ionisierten Akzeptoren  $A^-$ , im n-Gebiet die Überschusselektronen und die unbeweglichen ionisierten Donatoren  $D^+$  eingezeichnet.

Infolge der Wärmebewegung wird in der Grenzschicht das Ladungsgleichgewicht dadurch gestört, daß Defektelektronen aus dem p-Gebiet in das n-Gebiet diffundieren und andererseits Überschusselektronen aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet eindringen. In der p-Schicht ist also ein Überschuß von negativen Ladungen, der sich aus den eingewanderten Überschusselektronen, und in der n-Schicht ein Überschuß von positiven Ladungen, der sich aus den eingewanderten Defektelektronen ergibt, vorhanden. Durch diese Ladungsverschiebung entsteht in der Grenzschicht ein Potentialgefälle (Diffusionsspannung  $U_D$ ) und somit ein inneres elektrisches Feld. Dieses wirkt durch seine Richtung dem Vorgang der Wärmediffusion entgegen, denn nachfolgende positive Ladungsträger, die vom p- zum n-Gebiet überwechseln, müssen gegen eine starke positive Spannung anlaufen. Desgleichen müssen nachfolgende Elektronen, die vom n-Gebiet in das p-Gebiet überwechseln, eine starke negative Spannung anlaufen. Dabei stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein. Wie leicht einzusehen, ist dieses Potentialgefälle stark temperaturabhängig. Es werden um so mehr Ladungsträger in das Nachbargebiet eindringen können, je größer ihre Bewegungsenergie ist.

In der Grenzschicht wird sich auf Grund des inneren elektrischen Feldes eine an Trägern verarmte Zone einstellen, die wie ein Widerstand wirkt.

Diese Überlegungen setzen jedoch voraus, daß an den Anschlüssen des Halbleiters keine äußere Spannung liegt. Die Verhältnisse in der Grenzschicht werden naturgemäß verändert, wenn eine äußere

Spannung wirksam wird. Je nach Polung der äußeren Spannungsquelle wird der p-n-Übergang stark unterschiedliches Verhalten zeigen.

### Die Gleichrichterwirkung des p-n-Überganges

Nehmen wir an, der Pluspol der äußeren Spannung liegt am n-Germanium, der Minuspol am p-Germanium. Nach Bild 17 wird das Potential der n-Schicht gegenüber der p-Schicht um die angelegte Spannung angehoben. Die Spannungsdifferenz, die auf Grund der Leitfähigkeitsverhältnisse im wesentlichen in der Grenzschicht wirksam ist, baut in dieser ein zusätzliches elektrisches Feld auf. Die Feldverhältnisse in der Grenzschicht bewirken, daß die Defektelektronen in das p-Gebiet und die Elektronen in das n-Gebiet abwandern. Die Anzahl der Ladungsträger in der Grenzschicht wird stark vermindert, so daß eine breite trägerverarmte Zone entsteht. Hierdurch wird die Leitfähigkeit in dieser Grenzschicht so schlecht, daß praktisch keine Ladungsträger aus dem einen Gebiet in das andere wandern können. Die Grenzschicht ist zu einer Sperrschicht geworden. In dieser Sperrschicht sind zwar die ionisierten Akzeptoren  $A^-$  und Donatoren  $D^+$  vorhanden, diese können jedoch auf Grund ihrer Unbeweglichkeit am Stromtransport nicht teilnehmen.

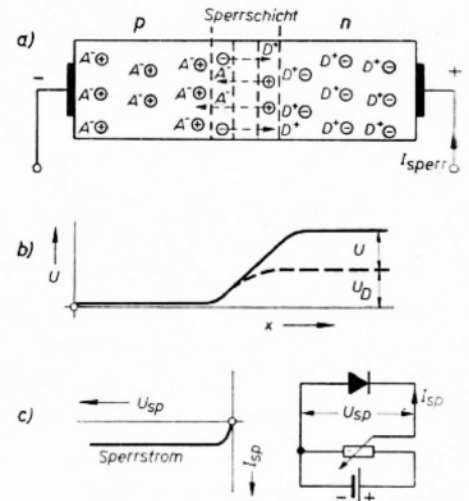


Bild 17: p-n-Übergang bei Sperrbelastung, a) Ladungsträgerverteilung, b) Potentialverteilung, c) I-U-Kennlinie und Meßschaltung des Gleichrichters

Man kann sich etwa vorstellen, daß in der Sperrschicht ein unendlich großer Widerstand wirksam ist, der einen Stromfluß im Außenkreis unmöglich macht. Wenn wir es also hier mit einem in Sperrrichtung wirkenden Gleichrichter zu tun haben, so wissen wir aus eigener Praxis, daß in Wirklichkeit immer ein kleiner Strom in Sperrrichtung nachweisbar ist. Dieser Sperrstrom ist auf die Eigenleitung zurückzuführen.

Im p-Gebiet sind neben den positiven Majoritätsträgern in kleiner Anzahl freie Elektronen als Minoritätsträger vorhanden. Für diese Minoritätsträger sind die elektrischen Verhältnisse im Sperrgebiet so, daß diese sehr leicht zum n-Gebiet überwechseln können. *Wird fortgesetzt*

Ing. MANFRED PULVERS

Das gleiche gilt für die Minoritätsträger des n-Gebietes. Da die Eigenleitung durch die Temperatur bestimmt wird, ist der Sperrstrom im wesentlichen von der Temperatur, nicht aber von der angelegten Sperrspannung  $U_{sp}$  abhängig. Vollkommen anders liegen die Verhältnisse, wenn der Pluspol an die p-Schicht und der Minuspol an die n-Schicht gelegt wird. Auf Grund der entstehenden Feldstärke werden nach Bild 18 die Defektelektronen vom Pluspol und die Überschubelektronen vom Minuspol weggetrieben und in die Grenzschicht gedrückt, so daß die dort vorherrschende Raumladung mehr oder weniger neutralisiert wird. Die durch die Raumladung in der Grenzschicht verursachte Potentialschwelle wird daher abgebaut bzw. um den Betrag der angelegten Spannung vermindert.

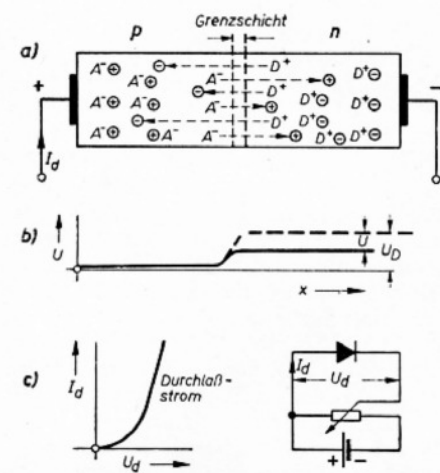


Bild 18: p-n-Übergang bei Flußbelastung, a) Ladungsträgerverteilung, b) Potentialverteilung, c) I-U-Kennlinie und Meßschaltung des Gleichrichters

Die beiden Trägerarten können somit leicht in das gegenüberliegende Gebiet wandern. Die Grenzschicht ist gut leitend und die trägerverarmte Zone verschwindet. Die in das n-Gebiet eingewanderten Defektelektronen und die in das p-Gebiet eingewanderten Elektronen rekombinieren zum Teil im Kristall, der Rest an den Elektroden. Die verschwundenen Träger werden ständig von der Spannungsquelle nachgeliefert. Durch den ständig fließenden Strom in der Grenzschicht entspricht diese in ihrem Verhalten einem Gleichrichter in Durchlaßrichtung. Der im Außenkreis fließende Strom steigt etwa exponentiell mit der angelegten Spannung an.

## Der Transistor

Der derzeit meistverwendete „Flächentransistor“ entsteht durch das Zusammenfügen von drei Halbleiterschichten in

einer Anordnung pnp oder npn. Da der pnp-Transistor gegenwärtig die größte Bedeutung besitzt, sollen sich die weiteren Betrachtungen nur auf diesen beziehen. Prinzipiell ist die Wirkungsweise von npn-Transistoren analog. Ein solcher pnp-Transistor kann z. B. wie folgt hergestellt werden: Ausgangsmaterial ist ein n-leitend vordotierter Ge-Kristall. An beide Seiten legt man kleine Indiumperlen bestimmter Größe auf und legiert diese unter Temperatureinwirkung in den Kristall ein. Im Kristallinneren entsteht am Rand der Indiumperle eine p-leitende Schicht. Wie Bild 19 zeigt, dienen die beiden Indiumperlen gleichzeitig als äußere Anschlußpunkte. Von besonderer Bedeutung für die Wirkungsweise des Transistors ist die Dicke der zwischen den beiden p-Schichten liegenden Basisschicht. Diese muß so dünn wie möglich gemacht werden (einige  $10 \mu$ ). Neben der in der Mitte liegenden Basisschicht bezeichnet man die linke p-Schicht mit Emitter und die rechte p-Schicht mit Kollektor. Jeder pn-Übergang kann als eine Diodenstrecke aufgefaßt werden, so daß ein Transistor eine Hintereinanderschaltung von zwei Dioden darstellt. Das bedeutet jedoch nicht, daß ein Transistor durch zwei Dioden zu ersetzen ist.

Der Transistor arbeitet dann richtig, wenn die Diodenstrecke Emitter-Basis in Durchlaßrichtung und die Diodenstrecke Basis-Kollektor in Sperrrichtung (Bild 20) betrieben wird. Im spannungslosen Zustand sind an den Übergängen von der einen Schicht zur anderen, infolge der Wärmediffusion eine Ladungsträgerverschiebung festzustellen. In beiden Grenzschichten bildet sich ein inneres elektrisches Feld.

Wird an die Strecke Kollektor—Basis

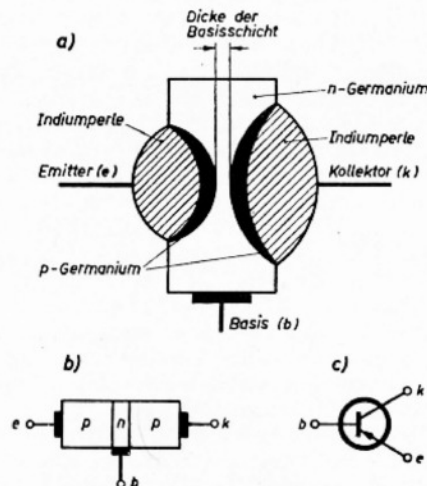


Bild 19: pnp-Transistor, a) Aufbau des Transistors (Diffusionsverfahren), b) schematische Darstellung, c) symbolische Darstellung

eine äußere Spannung, die voraussetzungsgemäß in Sperrrichtung wirkt, angelegt, so bildet sich in der Grenzschicht eine breite trägerverarmte Zone aus.

Im Außenkreis (Kollektorkreis) wird ein kleiner Sperrstrom fließen, den man später mit Kollektorreststrom bezeichnet. Dieser Strom ist naturgemäß stark temperaturabhängig.

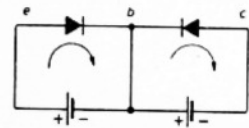


Bild 20: Darstellung eines Transistors durch zwei hintereinandergeschaltete Diodenstrecken

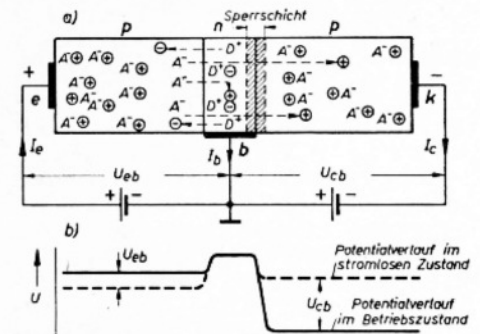


Bild 21: pnp-Transistor im Betriebszustand, a) Ladungsträgerverlauf, b) Potentialverteilung

Wird nun auch der Emitter gegen die Basis mit einer kleinen Spannung in Durchlaßrichtung vorgespannt, so wird die dazwischenliegende Grenzschicht stark leitend (Bild 21). Vom Emitter strömen Defektelektronen in das n-Gebiet ein. Da die Basisschicht sehr dünn ist, werden viele Defektelektronen bis zur Sperrschicht Basis—Kollektor vordringen können. Durch die in dieser Sperrschicht vorliegenden Spannungs- und Feldverhältnisse können die Defektelektronen sehr leicht in das Kollektorgebiet eindringen. Der Kollektor, der negativ vorgespannt ist, saugt gewissermaßen die Defektelektronen an. Bei dieser Betrachtung haben wir zunächst die im Basisschicht vorhandenen Elektronen außer acht gelassen. Dies ist zulässig, da man bewußt den Emitter stark gegenüber der Basis dotiert. Im Emitter ist also eine starke und in der Basis eine schwache Ladungsträgerkonzentration vorhanden, so daß der zwischen Emitter und Basis fließende Strom im wesentlichen aus Defektelektronen besteht.

In Wirklichkeit werden also die vom Emitter in die Basis einströmenden Defektelektronen im geringen Maße mit den hier vorherrschenden Überschubelektronen rekombinieren. Der weitaus größte Teil wird die Basisschicht durchlaufen

und zum Kollektor gelangen. Der Emitterstrom  $I_e$  erscheint also fast in voller Größe als Kollektorstrom  $I_c$ . Die im Basisgebiet stattfindende Rekombination mit den einströmenden Defektelektronen, sowie der schwache Elektronenfluß von der Basis zum Emitter ist die Ursache dafür, daß ein Teil des Emitterstromes über die Basis abfließt. Der Emitterstrom ist demnach

$$I_e = I_c + I_b.$$

Praktisch ist  $I_c = (0,95 \dots 0,99) I_e$ .

Während der Emitterstrom  $I_e$  etwa exponentiell mit der Emitter-Basisspannung  $U_{eb}$  ansteigt, ist der Kollektorstrom  $I_c$  nahezu unabhängig von der Kollektor-Basisspannung  $U_{cb}$ .

Bereits eine kleine Spannung  $U_{cb}$  reicht aus, um die vom Emitter gelieferten Defektelektronen voll abzusaugen.

Nach dieser Darstellung werden vom Emitter Löcher (Defektelektronen) in die Basis „injiziert“. Im Basisgebiet, wo diese Löcher als Minoritätsträger erscheinen, steht diesen für das Durchlaufen der Basisschicht kein Potentialgefälle zur Verfügung, wie aus Bild 21 zu ersehen ist. Die Löcher müssen den Weg durch die Basis bis zum Kollektor, nämlich durch Diffusion, zurücklegen. Einige werden dabei durch Rekombination mit Elektronen (Majoritätsladungsträger) verloren gehen. Sind die Löcher erst einmal an der Sperrschicht Basis-Kollektor angekommen, so werden sie nahezu unabhängig von der Höhe des Potentialgefälles in die Kollektorzone getrieben. Der über den Emitterübergang fließende Strom setzt sich aus einem Löcheranteil  $I^+$  zusammen, der durch die in die Basis injizierten Löcher gegeben ist und einem Elektronenanteil  $I^-$ , der durch die von der Basis zum Emitter wandernden

wiederum eine Veränderung des Diffusionsstroms zur Folge hat.

Bild 22 stellt die Schaltung eines pnp-Transistors in gewohnter Weise dar. Am Eingang und Ausgang, sowie im Basiskreis fließen die Ströme  $I_e$ ,  $I_c$  und  $I_b$ . Für die Stromrichtung legen wir fest, daß alle zum Kristall hin gerichteten Ströme als positiv bezeichnet werden. Die Emitter-Basisspannung  $U_{eb}$  sowie die Kollektor-Basisspannung  $U_{cb}$  werden mit einem möglichst hochohmigen Instrument gemessen, um eine spätere Korrektur der Ströme zu vermeiden. Eine Veränderung der Spannung  $U_{eb}$  und  $U_{cb}$  wird durch die beiden niederohmigen Spannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  ermöglicht. Im Kollektor- und Emitterkreis liegen ferner die Widerstände  $R_L$  und  $R_E$ , die bei späterer praktischer Anwendung des Transistors als Lastwiderstand, bzw. als Generatorwiderstand in Erscheinung treten.

Eine Vergrößerung der Eingangsspannung  $U_{eb}$  durch  $R_1$  um einen kleinen Betrag  $\Delta U_{eb}$  hat ein Ansteigen des Emitterstroms um  $\Delta I_e$  zur Folge. Naturgemäß wird hierdurch auch der Kollektorstrom um einen kleinen Wert  $\Delta I_c$  ansteigen. Da eine Vergrößerung des Emitterstroms eine erhöhte Löcherkonzentration und damit auch eine größere Rekombinationsfähigkeit im Basisgebiet bewirkt, wird der Basisstrom ebenfalls um eine kleine Größe  $\Delta I_b$  ansteigen.

Aus diesen Überlegungen geht hervor, daß der Kollektorstrom vom Eingang (Emitter) aus steuerbar ist und daß die Stromänderung  $\Delta I_c$  immer kleiner als die am Eingang eintretende Stromänderung  $\Delta I_e$  ist. Das Verhältnis  $\Delta I_c / \Delta I_e$ , welches die Stromverstärkung zwischen Ein- und Ausgang angibt, ist demnach stets etwas kleiner als 1. Betrachtet man die Spannungsverhältnisse im Emitter- und Kollektorkreis, so erkennt man, daß bei dem oben beschriebenen Vorgang — vorausgesetzt  $R_L$  ist genügend groß — eine Spannungsverstärkung eintritt. Am Eingang wird zur Vergrößerung des Emitterstroms um  $\Delta I_e$  nur eine kleine Änderung der Spannung um  $\Delta U_{eb}$  notwendig sein, da die Eingangsstrecke in Durchlaßrichtung arbeitet. Am Ausgang jedoch können relativ große (Sperr-)Spannungen  $U_{cb}$  angelegt werden, so daß sich durch die Stromänderung  $\Delta I_c$  an dem großen Lastwiderstand eine relativ große Spannungsänderung ergibt. Das Verhältnis der Spannungsänderung im Aus- und Eingangskreis gibt demnach die Spannungsverstärkung an. Schließlich ergibt sich aus der Strom- und Spannungsverstärkung noch eine Leistungsverstärkung. Zur Steuerung des Transistors ist immer eine Leistung erforderlich. Die bisherige Betrachtungsweise läßt zwar die verstärkende Wirkung des Transistors erkennen, vermittelt aber noch nicht in genügendem Maße die Zusammenhänge zwischen den elektrischen Größen am Ein- und Ausgang.

Die Verstärkerwirkung des Transistors wird durch Kennwerte beschrieben, die mit denen aus der Röhrentechnik bekannten vergleichbar, jedoch auf die Belange und speziellen Eigenschaften des Transistors zugeschnitten sind. Viele der

zur Beschreibung des Transistorverhaltens erforderlichen Kennwerte kann man leicht deuten, wenn man die sich in der Basis des Transistors abspielenden Vorgänge betrachtet. Dies trägt gleichzeitig zum besseren Verständnis der physikalischen Wirkungsweise des Transistors bei.

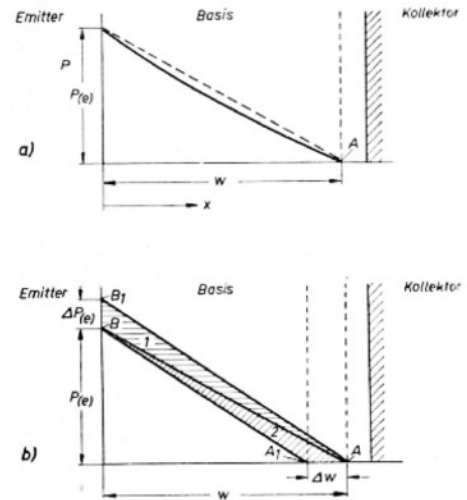


Bild 23: a) und b) Schematische Darstellung des Konzentrationsverlaufs der Minoritätsladungsträger im Basisgebiet

Im Bild 23a ist der Konzentrationsverlauf der Minoritätsladungsträger (Löcher) in der Basis gezeichnet. An der Emitterseite hat diese Konzentration einen hohen Wert  $p(e)$ , der durch die zwischen Emitter und Basis angelegte Spannung  $U_{eb}$  bestimmt wird. Am Übergang zum Kollektor, wo eine große Spannung in Sperrrichtung wirkt, wird die Konzentration auf nahezu Null fixiert (A). In erster Näherung darf man annehmen, daß die Konzentration zum Kollektor hin stetig abnimmt. Der in der Basis vom Emitter zum Kollektor fließende Löcherstrom ist ein Diffusionsstrom, der an jeder Stelle proportional dem Konzentrationsgradient (Dichtegefälle) ist. In dem hier angenommenen Fall ist der Konzentrationsgradient durch  $p(e)/w$  gegeben,  $w$  ist nach Bild 23a die effektive Breite der Basisschicht. Da infolge der Rekombination fortwährend Löcher in der Basis verloren gehen, ist der Konzentrationsverlauf in der Basis nicht völlig linear (ausgezogene Linie). Hierdurch ist, wie zu erwarten, der Konzentrationsgradient am Emitter etwas größer als am Kollektor. Für den Löcherstrom ergibt sich folgende Beziehung:

$$I^+ = -q \cdot D \frac{dp}{dx},$$

darin bedeutet  $D$  die Diffusionskonstante für Löcher und  $q$  die Elektronenladung. Ist die Rekombination in der Basis gering, so weicht der Konzentrationsverlauf nur wenig von einer Geraden ab. Für diesen Fall ist die über die Basisbreite  $w$  summierte Löcherzahl angenähert durch die Dreiecksfläche unter der Konzentrationslinie ( $1/2 \cdot w \cdot \Delta p(e)$ ) gegeben.

Wird fortgesetzt

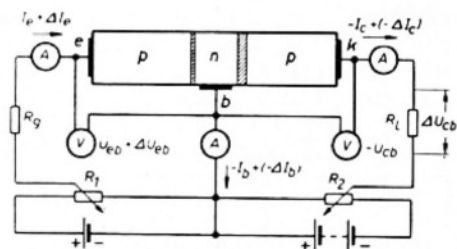


Bild 22: Versuchsschaltung zur Aufnahme der Kennlinien eines Transistors

Elektronen bestimmt wird. Von  $I^+$  geht ein Teil durch Rekombination im Basisgebiet verloren, der Rest diffundiert zum Kollektor und liefert seinen Anteil zum Kollektorstrom. Am Basisanschluß ist demnach eine ständige Zufuhr von Elektronen erforderlich, die den Basisstrom verursacht.

Die Sperrschicht Basis-Kollektor stellt eine trägerverarmte Zone bestimmter Breite dar. Je größer die zwischen Basis und Kollektor angelegte (Sperr-)Spannung  $U_{cb}$  ist, um so mehr werden die Ladungsträger aus dieser Schicht zurückgedrängt, die sich aus diesem Grund entsprechend verbreitert. Die Ausbreitung der Sperrzone wird vorzugsweise zur Basis hin erfolgen. Hieraus ergibt sich eine Verminderung der Basisstärke, die

Da nun die Basis-Emitter-Übergangszone in Flußrichtung betrieben wird, ruft eine geringe Änderung der Spannung  $U_{eb}$  eine erhebliche Löcherkonzentrationsänderung an der emitterseitigen Basisschicht hervor. Die Konzentrationsänderung sei mit  $\Delta p_{(e)}$  bezeichnet. Nach Bild 23 b [Heft 2 (1960) S. 52] vergrößert sich die Konzentration vom Punkt B nach  $B_1$ . Hiermit ändert sich auch der mittlere Konzentrationsgradient in der Basis und damit der zum Kollektorübergang fließende Löcherstrom. Der Emitter- sowie auch der Kollektorstrom hat um einen kleinen Wert entsprechend der Änderung des Konzentrationsgefälles zugenommen. Würden in der Basis keine Löcher durch Rekombination verloren gehen, so hätte sich der Emitter- sowie auch der Kollektorstrom um den gleichen Betrag geändert.

Da die Fläche unter der Konzentrationslinie A—B, wie leicht einzusehen ist, etwa ein Maß für den Basisverlust darstellt, ergibt sich bei der Konzentrationszunahme  $\Delta p_{(e)}$  eine Vergrößerung des Basisverlustes um die schraffierte Fläche (1). Hiermit hat ebenfalls der Basisstrom um einen kleinen Wert zugenommen, woraus sich ergibt, daß die Zunahme des Stromes beim Emitter etwas größer als beim Kollektor ist. Da der Basisverlust um die Fläche  $\frac{1}{2} \cdot w \cdot \Delta p_{(e)}$  zugenommen hat, kann man für die Änderung des Basisstromes

$$\Delta I_b = k \cdot \frac{1}{2} \cdot w \cdot \Delta p_{(e)} \quad \text{ansetzen.}$$

Hierin ist  $k$  eine Konstante, in der außer der Elektroneinladung noch die mittlere Lebensdauer der Minoritätsladungsträger in der Basis enthalten ist. Da wir nur kleine Konzentrationsänderungen betrachten, kann die mittlere Lebensdauer als konstant angesehen werden. Der oben beschriebene Fall zeigt, daß eine Veränderung der Eingangsspannung eine Stromänderung sowohl im Eingang, als auch im Ausgang zur Folge hat. Über den in Sperrichtung geschalteten Basis-Kollektorübergang fließt neben dem großen Löcherstrom, der sich aus den in die Basis injizierten Löcher ergibt, noch ein kleiner Sperrstrom, der praktisch als konstant angenommen werden kann. Hieraus ergibt sich, daß die Konzentrationsänderung in der Basis in vollem Maße als Stromänderung im Ausgangskreis erscheint.

Wie bereits erwähnt, ändert sich die effektive Basisbreite  $w$  in Abhängigkeit von der Spannung  $U_{eb}$ . Eine Vergrößerung dieser Spannung ergibt nach Bild 23 b eine Verringerung der Basisbreite um  $\Delta w$ . Hieraus ergibt sich eine Verschiebung des Punktes A nach  $A_1$ . Unter der Voraussetzung, daß sich die Konzentration am Emitter nicht geändert hat, was durch ein Festhalten der Spannung  $U_{eb}$  erreicht

werden kann, ergibt sich für diesen angenommenen Fall ein Konzentrationsverlauf in der Basis, der durch die Linie B— $A_1$  angedeutet ist. Der Konzentrationsverlauf läßt erkennen, daß die Verringerung der Basisbreite eine Zunahme des mittleren Konzentrationsgradienten und somit auch eine Zunahme des Kollektor- und Emitterstromes zur Folge hat. Im Gegensatz zum vorhergehenden Fall hat der Basisverlust um die schraffierte Dreiecksfläche (2) abgenommen. Aus diesem Beispiel geht hervor, daß der Basisverlust und somit auch die Stromverstärkung von der Basisbreite ebenfalls abhängig ist. Hieraus erkennt man ebenfalls die früher gestellte Forderung nach einer möglichst dünnen Basisschicht. Von besonderer Bedeutung ist in diesem Zusammenhang das Verhalten des Transistors bei hohen Frequenzen. Auf dieses Problem wird später noch eingegangen.

Die vorstehenden Erläuterungen zeigen die elektrischen Verhältnisse in der Basisschicht, die für das Verhalten des Transistors von entscheidender Bedeutung sind. Danach ist der Konzentrationsverlauf und damit der Löcherstrom zum Kollektor nicht nur durch die am Eingang liegende Spannung  $U_{eb}$ , sondern auch durch die zwischen Kollektor und Basis wirksame Sperrspannung bestimmt. Diese Sperrspannung wirkt demnach auf die Stromverhältnisse im Basisgebiet ein und stellt somit eine Art Rückwirkung dar. Diese Rückwirkung wird sich bereits bei den statischen Kennlinien des Transistors bemerkbar machen. Bei der praktischen Anwendung des Transistors im Verstärkerbetrieb erscheint im Kollektorkreis ein Lastwiderstand  $R_L$ , der bei einer Kollektorstromänderung  $\Delta I_c$  die Spannung an der Kollektorbasisstrecke verändert. Diese Spannungsänderung wirkt rückkoppelnd auf die Eingangsstrecke und verändert hier die Beziehungen zwischen Eingangsstrom und Eingangsspannung. Infolgedessen kann man sich im Ersatzschaltbild einen Ohmschen Rückkoppelwiderstand vorstellen, der diese Verhältnisse nachbildet.

### Die statischen Kennlinien des Transistors

Das elektrische Verhalten eines Bauelementes läßt sich leicht und anschaulich durch Kennlinien darstellen. Diese ermöglichen die Ableitung von Kenngrößen, die für die Berechnung einer Schaltung von Wichtigkeit sind. Aus der Verstärkertechnik mit Elektronenröhren ist dies seit langem bekannt. Die drei Größen Anodenstrom  $I_a$ , Anodenspannung  $U_a$  und Gittervorspannung  $U_g$  werden im allgemeinen durch die Beziehungen

$$I_a = f(U_a) \quad \text{mit dem Parameter } U_g \\ \text{und } I_a = f(U_g) \quad \text{mit dem Parameter } U_a$$

in einem Kennlinienfeld dargestellt.

Diese statischen Kennlinien ermöglichen durch Einzeichnen einer sogenannten Widerstandsgeraden die Ableitung bzw. die grafische Ermittlung der Kenngrößen. Da bei Elektronenröhren die inneren Kapazitäten relativ klein sind, haben diese Kennlinienfelder noch bei hohen Frequenzen Gültigkeit. Während also das elektrische Verhalten von Röhren durch die genannten drei Größen im statischen Kennlinienfeld ausreichend beschrieben wird, erfordert der Transistor zur eindeutigen Kennzeichnung seines Verhaltens infolge der stets notwendigen Leistungssteuerung die Erfassung der Ströme und Spannungen sowohl am Eingang als auch am Ausgang. Es sind also vier Größen erforderlich.

Da eine gewisse Analogie zwischen Elektronenröhre und Transistor vor allem bei der praktischen Anwendung besteht, liegt es nahe, die Kennliniendarstellung beim Transistor ähnlich wie in der Röhrentechnik zu wählen. Die im Bild 24 dargestellten Kennlinienfelder eines pnp-Transistors zeigen die gebräuchlichen Beziehungen zwischen den einzelnen Größen. Diese Darstellung bezieht sich auf die bisher gezeigte Schaltung, bei der die Basis gemeinsame Elektrode für Ein- und Ausgang ist. Man spricht deshalb von einer „Basisschaltung“.

Bei der Aufnahme derartiger Kennlinienfelder bedient man sich einer Meßanordnung nach Bild 22 [Heft 2 (1960) S. 52]. Mit Hilfe der beiden Spannungsteilerwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  ist eine stufenlose Einstellung der Spannung am Ein- und Ausgang möglich. Der erste Quadrant im Bild 24 stellt das „Ausgangskennlinienfeld“ dar. Bei der meßtechnischen Ermittlung dieses Kennlinienfeldes geht man so vor, daß man für jeweils eine Kennlinie den Emitterstrom  $I_e$  konstant hält und die Spannung  $U_{eb}$  ständig vergrößert. Die bei den verschiedenen  $U_{eb}$ -Wert gemessenen Kollektorströme  $I_c$  ergeben die Kennlinie für einen bestimmten Emitterstrom.

Das so entstandene Kennlinienfeld bestätigt die früheren Überlegungen, aus denen hervorgeht, daß der Kollektorstrom grundsätzlich immer etwas kleiner als der Emitterstrom ist. Die Differenz beider Ströme gibt den Basisstrom an, der aus dem Kennlinienfeld ebenfalls zu entnehmen ist. Ferner ist der schwach ansteigende Verlauf des Kollektorstromes bei größer werdender Kollektorspannung zu erkennen. Der gestrichelt eingezeichnete Kurvenverlauf, in dem sich alle Kennlinien vereinigen, liegt in einem Gebiet, in dem die Kollektorspannung schwach positiv gegenüber der Basis sein kann. Das zeigt, daß schon bei sehr kleinen Spannungen  $U_{eb}$  der volle vom Emitter gelieferte Löcherstrom vom Kollektor übernommen wird. Würde man die

positive Kollektorspannung noch weiter vergrößern, so würde die Kollektorbasisstrecke in Durchlaßrichtung arbeiten und der Kollektorstrom seine Richtung umkehren. Die Kennlinie mit dem Parameter  $I_e = 0$  stellt den „Kollektorreststrom“ dar. Dies ist ein reiner Sperrstrom der in Sperrichtung betriebenen Kollektorbasisstrecke. Die im Kennlinienfeld eingezeichnete Verlustleistungshyperbel gibt — genau wie in der Röhrentechnik — den erlaubten Arbeitsbereich an. Dieser ist ferner durch den Kollektorreststrom nach unten und durch die Grenzkennlinie nach links festgelegt. Betreibt man den Transistor als Verstärker, so gelten bei der Wahl des Arbeitspunktes in diesem Kennlinienfeld die gleichen Gesichtspunkte wie in der Röhrentechnik. Der Arbeitspunkt  $A_1$  im Kennlinienfeld gibt beispielsweise an, daß für einen Kollektorstrom  $I_c = 3,8$  mA eine Kollektorspannung von 5 V und ein Emittterstrom von 4 mA notwendig ist. Im zweiten Quadranten ist der Kollektorstrom  $I_c$  in Abhängigkeit vom Emittterstrom  $I_e$  dargestellt. Da der Kollektorstrom — wenn auch nur gering — von der Kollektorspannung abhängig ist, hat diese Kennlinie  $I_c = f(I_e)$  nur Gültigkeit für eine bestimmte Spannung  $U_{cb}$ . Im hier angegebenen Falle wird diese Beziehung bei einer konstanten Kollektorspannung von 5 V ermittelt. Ein komplettes Kennlinienfeld erhält man dann, wenn man diese Kennlinie für mehrere Kollektorspannungen aufträgt. Der im Ausgangskennlinienfeld gewählte Arbeitspunkt erscheint hier ebenfalls und gibt die Beziehung zwischen  $I_c$  und  $I_e$  an. Ändert sich der Emittterstrom um eine kleine Größe  $\Delta I_e$ , so wandert der Arbeits-

punkt auf dieser Kennlinie und gibt die Stromänderung im Kollektorkreis an. Hieraus ergibt sich, daß man aus der Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt  $A_2$  direkt die Stromverstärkung des Transistors entnehmen kann. Im dritten Quadranten ist die Kennlinie der in Durchlaßrichtung liegenden Eingangsdiode dargestellt. Diese Kennlinie hat den Charakter einer e-Funktion. Auf Grund der inneren Rückkopplung kann auch diese Kennlinie nur für eine bestimmte Kollektorspannung gültig sein. Bei der meßtechnischen Ermittlung dieser Kennlinie muß man also die Kollektorspannung konstant halten. Wird die Kennlinie bei einer kleineren Spannung  $U_{cb}$  aufgenommen, so verlagert sich diese, wie dies durch den gestrichelten Kurvenverlauf angedeutet ist. Schließlich enthält die Darstellung im vierten Quadranten eine Aussage über die Spannungsrückwirkung. Die Kennlinien geben bei verschiedenen Emittterströmen die Spannungsänderung am Emitter bei veränderter Kollektorspannung an. Die Gesamtdarstellung läßt die Beziehung zwischen den einzelnen Größen leicht erkennen. Der im Ausgangskennlinienfeld gewählte Arbeitspunkt erscheint in jedem Quadranten und gibt die logische Verknüpfung der einzelnen Kennlinienfelder an. Bereits bei der Deutung der Beziehung  $I_c = f(I_e)$  wurde darauf hingewiesen, daß die Steigung dieser Kennlinie am Arbeitspunkt  $A_2$  die Stromverstärkung des Transistors angibt. Wegen der Spannungsabhängigkeit des Kollektorstromes, die aus dem Ausgangskennlinienfeld ersichtlich ist, gilt diese Beziehung für eine konstante Kollektorbasisspannung. Die-

sen Fall erreicht man, wenn man den Lastwiderstand  $R_L$  zu Null macht, d. h. ausgangsseitig im Kurzschlußbetrieb arbeitet. Die aus der Steigung im Arbeitspunkt  $A_2$  abgeleitete Stromverstärkung heißt deshalb „Kurzschlußstromverstärkung“  $\alpha$ . In ähnlicher Weise lassen sich aus den anderen Kennlinien Kennwerte ableiten, die für den praktischen Betriebsfall von Wichtigkeit sind. Für die weiteren Überlegungen sei vom Bild 25 ausgegangen. Bei der hier dargestellten Transistorverstärkerschaltung wird die Gleichstromeinstellung der Arbeitspunkte am Ein- und Ausgang durch die beiden Spannungsquellen  $U_1$  und  $U_2$  vorgenommen. In Anlehnung an Bild 24 wird  $U_2 = 10$  V

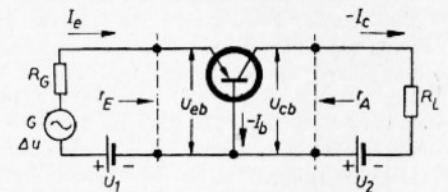


Bild 25: Transistorverstärker in Basisschaltung

und der im Kollektorkreis liegende Belastungswiderstand  $R_L = 1,3$  k $\Omega$  gewählt. Zur Einstellung des Arbeitspunktes am Eingang ist nach dem Kennlinienfeld eine Spannung von 0,19 V nötig. Die zu verstärkende Wechselspannung am Eingang wird von einem Generator G geliefert, der einen Innenwiderstand  $R_G$  besitzt. Zur Erzielung einer optimalen Verstärkung — im Zusammenhang mit Anpassungsfragen — interessieren bei dieser Schaltung der Eingangswiderstand und der am Ausgang wirksame Innenwiderstand des Transistors. Bei dem Begriff Innenwiderstand handelt es sich nicht um den Gleichstromwiderstand, der sich aus den Gleichstromwerten  $U_{ce}$  und  $I_e$  im Arbeitspunkt  $A_1$  ergibt, sondern um den (differentiellen) Wechselstromwiderstand. Dieser Innenwiderstand bezieht sich auf einen konstanten Emittterstrom (eingangsseitiger Leerlauf) und ergibt sich aus der Rückwirkung einer Kollektorspannungsänderung auf den Kollektorstrom. Aus der Neigung der Kennlinie im Arbeitspunkt  $A_1$  läßt sich deshalb unmittelbar der Leerlauf-Innenleitwert bestimmen. In der Praxis, wo man stets mit einem endlichen Generatorwiderstand rechnen muß, wird der für den Verbraucher wirksame Innenwiderstand der Kollektorseite des Transistors durch die Größe des Generatorwiderstandes  $R_G$  mit beeinflusst. Der am Eingang des Transistors liegende Wechselspannungsgenerator wird durch den Eingangswiderstand des Transistors belastet. Da es sich auch hier wieder nur um Wechselgrößen handelt, interessiert der Wechselstrom-Eingangswiderstand. Eine im Arbeitspunkt  $A_3$  (Bild 24) wirksame Spannungsänderung  $\Delta u$  ruft eine Änderung des Emittterstromes  $\Delta I_e$  hervor.

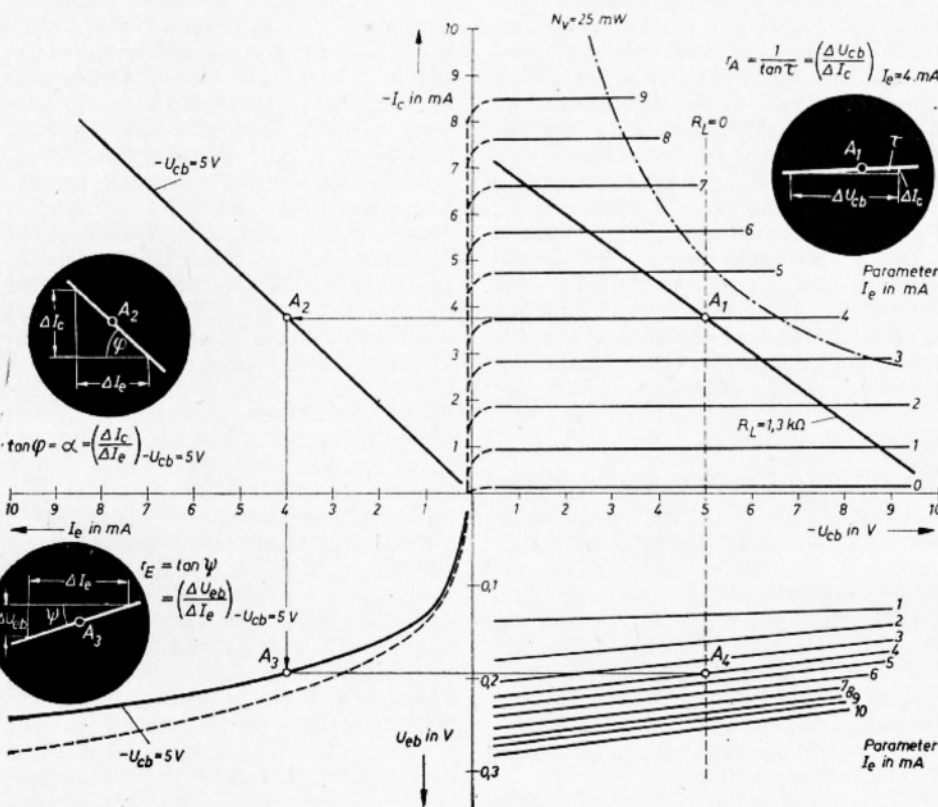


Bild 24: Kennlinienfeld eines pnp-Transistors in Basisschaltung

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

Beide Größen sind durch die Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt miteinander verknüpft, so daß diese den Eingangswiderstand des Transistors festlegt. Da sich die Kennlinie [radio und fernsehen 4 (1960) S. 110 Bild 24] jedoch auf eine konstante Spannung  $U_{cb}$  bezieht, d. h. der Ausgangskreis im Kurzschlußbetrieb, also  $R_L = 0$ , arbeitet, gibt die Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt  $A_3$  den Kurzschluß-Eingangswiderstand an. Im praktischen Betriebsfall liegt im Außenkreis ein endlicher Lastwiderstand  $R_L$ , der infolge einer eingangsseitigen Aussteuerung die wirksame Spannung  $U_{eb}$  verändert. Auf Grund der inneren Rückkopplung wird deshalb der Eingangswiderstand durch die Größe des Lastwiderstandes  $R_L$  mit beeinflusst.

Es ist nun ohne weiteres einzusehen, daß die Steigung im Arbeitspunkt  $A_4$  die Leerlauf-Spannungsrückwirkung angibt. Ist der Emitterstrom  $I_e = 0$ , so fließt im Kollektorkreis immer noch ein kleiner Sperrstrom, den man mit Kollektorreststrom  $I_{co}$  bezeichnet. Dieser Kollektorreststrom hat, wie der Sperrstrom einer Diode, Sättigungscharakter. Der Kollektorstrom  $I_c$  in einem beliebigen Arbeitspunkt ist, wie auch der Kollektorreststrom, stets negativ.

Nimmt man an, daß die Kurzschlußstromverstärkung

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} \quad (1)$$

über den gesamten Aussteuerbereich konstant ist, so kann man für  $\alpha$  auch angenähert setzen:

$$\alpha = \frac{-I_c - (-I_{co})}{I_e} \quad (2)$$

$$I_c = I_{co} - \alpha \cdot I_e$$

Nach Gleichung (2) erhält man die Kennlinien im Ausgangskennlinienfeld dadurch, daß man die Kennlinie für  $I_e = 0 - (I_c = I_{co})$  — um den Wert  $\alpha \cdot I_e$  nach oben verschiebt.

Da alle Kennlinien mehr oder weniger stark gekrümmt sind — dies gilt auch für die Kennlinien der folgenden Schaltungen — eignen sich die angestellten Überlegungen nur für kleine Steuersignale, bei denen die Krümmungen der Kennlinien noch zu vernachlässigen sind.

Wie bereits festgestellt, ergibt sich aus der Steigung der Kennlinie im Ein- und Ausgangskennlinienfeld der (Wechselstrom)-Eingangswiderstand des Transistors. Der Eingangswiderstand mit dem die Steuerquelle belastet wird, liegt in der Größenordnung von etwa 50  $\Omega$  und der Innenwiderstand des Transistors, der den Generatorwiderstand der Steuerquelle für die folgende Stufe bzw. Schaltung darstellt, liegt in der Größenordnung von etwa 1 M $\Omega$ . Beide Widerstände liegen

in ihrer Größe denkbar ungünstig und erschweren bei der praktischen Anwendung die exakte Anpassung am Ein- und Ausgang. Wenn man daran denkt, daß die Verstärkerröhre einen nahezu unendlich großen Eingangswiderstand besitzt, so ist dies als ein großer Vorteil gegenüber dem Transistor zu werten. Beim Transistor werden die ungünstigen Widerstandsverhältnisse am Ein- und Ausgang allerdings wesentlich günstiger, wenn man eine Schaltung anwendet, in der der Emitter dem Ein- und Ausgang gemeinsam zugeordnet ist.

### Emitterschaltung des Transistors

Bisher wurde davon ausgegangen, daß der Kollektorstrom  $I_c$  von den am Eingang liegenden Emitter gesteuert wird (Basisschaltung). Bei allen Schaltungsarten war für die Steuerung des Kollektorstroms eigentlich nur die Spannungsänderung zwischen Basis und Emitter maßgebend, gleichgültig an welcher Stelle im äußeren Basis-Emitterkreis diese hervorgerufen wird. Hiernach kann man ebenso gut den Emitter als gemeinsame Elektrode für Ein- und Ausgang heran-

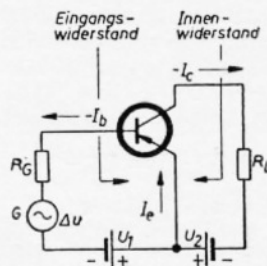


Bild 26: Transistorverstärker in Emitterschaltung

ziehen. Die am Eingang liegende Steuerungsspannung wirkt nach Bild 26 dann „direkt“ an der Basis. Über die Basis fließt jedoch nur der kleine Differenzstrom zwischen  $I_e$  und  $I_c$ , so daß zur Steuerung des Transistors wesentlich geringere Leistungen als bei der Basisschaltung benötigt werden. Da im Eingangskreis ein relativ kleiner Gleichstrom sowie auch Wechselstrom fließt, wird man bei dieser Schaltung außerdem mit einem größeren Eingangswiderstand sowie einen größeren Stromverstärkungsfaktor zu rechnen haben. Schon hieraus ergibt sich der große Vorteil dieser Emitterschaltung, die heute in der Technik die meist angewendete Schaltung ist.

Zur Aufnahme der Kennlinien für die Emitterschaltung verwendet man eine Meßanordnung, bei der im Gegensatz zu der im Bild 22 [radio und fernsehen 2 (1960) S. 52] dargestellten Basis- und Emitter miteinander vertauscht und entsprechend die Polarität der Eingangs-

spannung umgekehrt ist. Die Meßschaltung zur Aufnahme der statischen Kennlinien der Emitterschaltung ist im Bild 27 dargestellt. Mit Hilfe der beiden niederohmigen Spannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  lassen sich in Verbindung mit den Widerständen  $R_G$  und  $R_L$  die Spannung am Ein- und Ausgang einstellen.  $R_G$  und  $R_L$  dienen als Generatorinnenwiderstand und

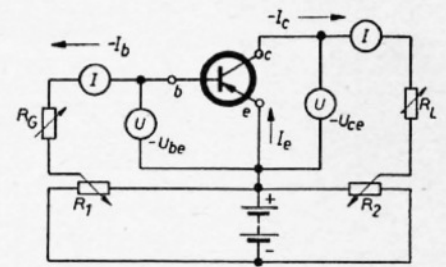


Bild 27: Emittierreßschaltung zur Aufnahme der statischen Kennlinien

Lastwiderstand der Transistorstufe für spätere Betrachtungen. Ob man die Spannung  $U_{be}$  und  $U_{ce}$  vor oder hinter dem Strommesser im Ein- bzw. Ausgangskreis meßtechnisch ermittelt, hängt von den jeweiligen Arbeitspunkten sowie von den Innenwiderständen der Meßgeräte ab. Für den im Bild 27 dargestellten Fall wird der über die beiden Spannungsmesser fließende Strom in den beiden Strommessern mitgemessen. Es ist deshalb anzustreben, Spannungsmesser mit möglichst hohem Innenwiderstand zu verwenden, um eine spätere Korrektur der Meßwerte zu umgehen.

Bei der Emitterschaltung sind Ein- und Ausgangsspannung negativ. Beide Spannungen lassen sich im Gegensatz zur Basisschaltung aus einer Spannungsquelle (Batterie) ableiten. Die im Bild 28 dargestellten statischen Kennlinien der Emitterschaltung lassen sich in ähnlicher Weise, wie im vorhergehenden Fall der Basisschaltung aufnehmen.

Im zweiten Quadranten ist wieder die Abhängigkeit des Ausgangsstromes  $I_c$  vom Eingangsstrom  $I_b$  dargestellt. Wegen der Abhängigkeit gegenüber der Kollektorspannung beziehen sich diese Kennlinien wieder auf einen konstanten Spannungswert  $U_{ce}$ . Ändert sich eingangsseitig der Strom um  $\Delta I_b$  — und zwar ausgehend vom Arbeitspunkt  $A_2$  — so ergibt sich aus der Steigung der Kennlinie die Änderung des Kollektorstromes  $I_c$  um  $\Delta I_c$ . Bei diesem Vorgang hält man die Kollektor-Emitterspannung konstant, in dem man den im Kollektorkreis geschalteten Lastwiderstand zu Null macht ( $R_L = 0$ -Kurzschlußbetrieb). Aus der Steigung der Kennlinie ergibt sich also wieder unmittelbar die Kurzschlußstromverstärkung des Transistors, die man im Gegen-

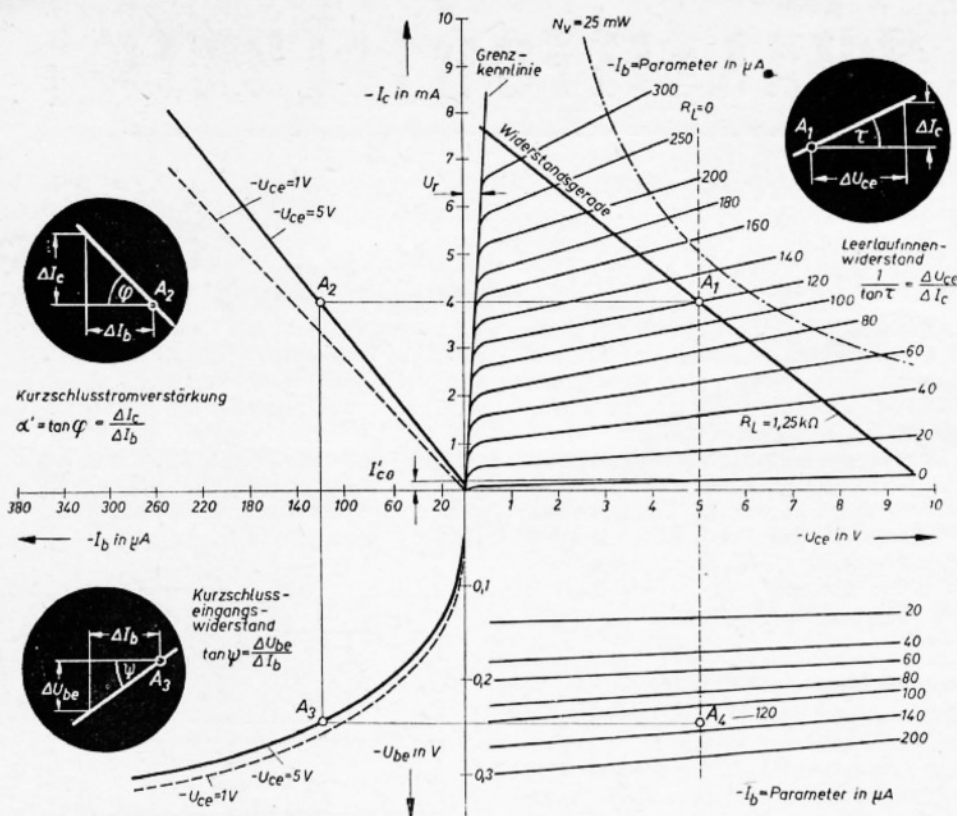


Bild 28: Kennlinienfeld eines pnp-Transistors in Emitterschaltung

satz zur Basisschaltung mit  $\alpha'$  bezeichnet. Es ist also

$$\alpha' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \quad (3)$$

Mit kleiner werdender Kollektor-Emitter-Spannung verringert sich die Steigung der Kennlinien und somit die Kurzschlußstromverstärkung des Transistors. Vergleicht man die Darstellung im zweiten Quadranten mit der gleichen der Basisschaltung unter Voraussetzung gleicher Maßstäbe, so stellt man fest, daß die Stromverstärkung der Emitterschaltung wie erwartet wesentlich größer ist als die der Basisschaltung. Setzt man für  $\Delta I_b = \Delta I_e - \Delta I_c$ , so ergibt sich

$$\alpha' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e - \Delta I_c} = \frac{1}{\frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} - 1} = \frac{1}{\frac{\alpha}{\alpha'} - 1}$$

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \text{ oder } \alpha = \frac{\alpha'}{1 + \alpha'} \quad (4) \text{ und } (5)$$

Die Stromverstärkung  $\alpha'$  der Emitterschaltung ist nach Gleichung (4)  $\frac{\alpha}{1 - \alpha}$  mal größer als bei der Basisschaltung (im Mittel etwa 50fach). Macht man den Basisstrom  $I_b = 0$ , so fließt im Kollektorkreis immer noch ein kleiner Sperrstrom, der im Gegensatz zur Basisschaltung mit  $I'_{co}$  bezeichnet wird. Dieser Kollektorreststrom ist der Sperrstrom der Ausgangsdiode und besitzt Sättigungscharakter. Folglich kann man für  $\alpha'$  wieder angehängt schreiben:

$$\alpha' = \frac{-I_c - (-I'_{co})}{-I_b} = \frac{I_c - I'_{co}}{I_b}$$

$$I_c = I'_{co} + \alpha' \cdot I_b \quad (6)$$

Nach Gleichung (6) ergibt sich der Kollektorstrom für einen beliebigen Wert von  $I_b$  durch Verschieben der Kennlinie für  $I_b = 0$  ( $I_c = I'_{co}$ ) um den Wert  $\alpha' \cdot I_b$ .

Der Kollektorreststrom, der im Kollektorstrom mitenthalten ist, übt wegen seiner starken Temperaturabhängigkeit auf diesen einen beachtenswerten Einfluß aus. Die Einflußnahme wird um so geringer, je kleiner dieser Reststrom ist. Die Kollektorrestströme  $I_{co}$  und  $I'_{co}$  der beiden Grundschaltungen sind ebenfalls, wie die folgende Ableitung zeigt, miteinander verknüpft.

Gleichung (2) und (6) gleichgesetzt:

$$I'_{co} + \alpha' \cdot I_b = I_{co} - \alpha \cdot I_c$$

Bei geöffnetem Basiskreis ist  $I_b = 0$  und  $I_c = I'_{co}$ . Bei  $I_b = 0$  fließt der Kollektorreststrom über den Emittor, so daß  $I_c = -I'_{co}$  ist.

$$I'_{co} + \alpha' \cdot 0 = I_{co} - \alpha (-I'_{co}),$$

$$I'_{co} = I_{co} \cdot \frac{1}{1 - \alpha}, \text{ für } \alpha = \frac{\alpha'}{1 + \alpha'}$$

$$I'_{co} = I_{co}(1 + \alpha') \quad (7)$$

Aus Gleichung (7) ergibt sich die wichtige Schlußfolgerung, daß der Kollektorreststrom der Emitterschaltung  $(1 + \alpha')$  mal so groß ist bzw. so steil verläuft, wie der der Basisschaltung. Hiernach und im Zusammenhang mit Gleichung (6) verlaufen die Kennlinien des Ausgangskennlinienfeldes der Emitterschaltung unter Voraussetzung eines gleichen Maßstabes  $(1 + \alpha')$  mal so steil, wie bei der Basisschaltung. Die Steigung der Kennlinien im Ausgangskennlinienfeld stellen auch hier wieder den reziproken (Leerlauf)-Innenwiderstand des Transistors bei konstantem Eingangsstrom dar. Nach diesen Überlegungen ist demnach der Leerlaufinnenwiderstand der Emitterschaltung entsprechend der Steigung der Kennlinien wesentlich kleiner als bei der Basisschaltung. Größenordnungsmäßig liegt dieser Widerstand bei etwa 20 kΩ.

Der maximale Aussteuerbereich im Ausgangskennlinienfeld ist auch hier wieder durch die maximale Verlustleistung (Verlusthyperbel), den Kollektorreststrom und die Grenzkennlinie abgegrenzt. Die Grenzkennlinie, die die Restspannung  $U_r$  des Transistors festlegt, liegt im Bereich negativer Kollektorstärkungen. Beachtenswert ist, daß die Restspannung  $U_r$  des Transistors im Gegensatz zur Elektronenröhre Spannungswerte von 0,5 V kaum überschreitet. Dadurch wird im Großsignal-Verstärkerbetrieb sowie im Schalterbetrieb die kollektorseitig zur Verfügung stehende Spannung praktisch voll ausgenutzt.

Im dritten Quadranten ist wieder die etwa exponentiell verlaufende Eingangskennlinie dargestellt. Diese ist wegen der inneren Rückwirkung der Kollektorstärkung bei einem konstanten Wert von  $U_{ce}$  aufgetragen. Aus der Steigung der Kennlinie ergibt sich (beispielsweise im Arbeitspunkt  $A_3$ ) die Stromänderung  $\Delta I_b$  aus einer am Eingang wirkenden Spannungsänderung  $\Delta U_{be}$  und somit auch der Kurzschlußeingangswiderstand, der bei etwa 1 kΩ liegt.

Im vierten Quadranten ist wieder die Spannungsrückwirkung bei konstantem Basisstrom dargestellt.

Der Arbeitspunkt  $A_3$  wird mit der Eingangsspannung von  $-U_{be} = 0,25$  V und den sich daraus ergebenden Eingangsgleichstrom von  $-I_b = 120 \mu A$  durch die im Bild 26 dargestellte Gleichspannungsquelle  $U_1$  eingestellt. Bei der Einstellung des Arbeitspunktes  $A_3$  ist in der Regel die Größe des Generatorinnenwiderstandes  $R_G$  uninteressant, da der Generator in der Praxis meist kapazitiv oder transformatorisch an den Transistoreingang angekopfelt ist. Der Arbeitspunkt  $A_3$  legt automatisch den Arbeitspunkt  $A_1$  im Ausgangskennlinienfeld fest. Dieser liegt auf der Kennlinie mit dem Parameter  $-I_b = 120 \mu A$  und bei  $-U_{ce} = 5$  V. Da im Kollektorkreis nach  $A_1$  ein Strom von  $-I_c = 4$  mA fließt und nach Bild 26 am Lastwiderstand  $R_L$  ein Spannungsabfall von  $R_L \cdot I_c$  auftritt, muß die Speisequelle  $U_2$  eine Spannung von insgesamt

$$U_2 = U_{ce} + I_c \cdot R_L$$

aufbringen. Wird der Lastwiderstand  $R_L$  mit 1,25 kΩ angenommen, so ergibt sich für  $U_2$  eine Spannung von 10 V. Im Ausgangskennlinienfeld ist die Widerstandsgerade für dieses Beispiel eingezeichnet.

Die aus den Kennlinienfeldern abgeleiteten Kenngrößen des Transistors beziehen sich auf die extremen Verhältnisse Kurzschluß am Ausgang und Leerlauf am Eingang und wegen des nichtlinearen Verlaufs der Kennlinien auf einen bestimmten Arbeitspunkt.

Für den praktischen Betriebsfall, bei dem weder Kurzschluß noch Leerlauf am Ausgang bzw. Eingang vorliegen, lassen sich die Betriebsgrößen wie Eingangswiderstand, Stromverstärkung usw., nicht unmittelbar aus den (statischen) Kennlinien entnehmen. Jedoch kann man mit Hilfe der Kennwerte des Transistors die Betriebsgrößen für jeden praktischen Fall sehr einfach rechnerisch ermitteln.

Wird fortgesetzt.

Ing. MANFRED PULVER

In den vorangegangenen Beiträgen wurden die Kennlinien des Transistors mit den Parametern  $I_B$  bzw.  $U_{CE}$  dargestellt. Bei dynamischer Steuerung entsprechen beide Fälle eingangsseitigem Leerlauf, bzw. ausgangsseitigem Kurzschluß. Zum besseren Verständnis werden beide Begriffe an Hand des Bildes 26 näher erläutert [radio und fernsehen 6 (1960) S. 177]. Am Eingang des Transistors liegt eine Steuerquelle mit dem Generatorinnenwiderstand  $R_G$ . Im Kollektorkreis liegt der Lastwiderstand  $R_L$ , an dem die verstärkte Wechselgröße abgenommen wird. Die beiden Gleichspannungsquellen  $U_1$  und  $U_2$  dienen zum Einstellen des Arbeitspunktes am Ein- und Ausgang. Für die dynamischen Vorgänge sind die Widerstände der Gleichspannungsquellen vernachlässigbar klein. Für den Fall  $R_L = 0$  liegt die (sehr niederohmige) Gleichspannungsquelle  $U_2$  direkt am Kollektor-Emitter. Bei einer eingangsseitigen

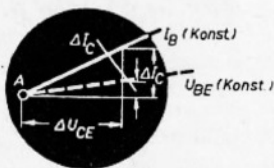
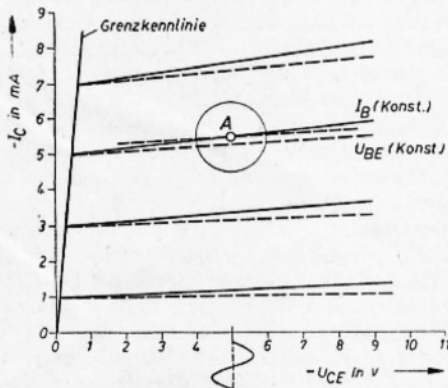


Bild 29: Schematische Darstellung des Ausgangskennlinienfeldes

Steuerung durch die Steuerquelle ergibt sich zwar ein Wechselstrom im Kollektorkreis, jedoch keine Veränderung der Kollektorspannung. Da die Ausgangsspannung durch  $U_2$  festgehalten wird ( $U_{CE} = \text{konstant}$ ), kann sich keine Wechselspannung ausbilden (Kurzschlußbetrieb). Dieser Fall ist im Ausgangskennlinienfeld nach Bild 28 — radio und fernsehen 6 (1960) S. 178 — durch die Widerstandsgerade für  $R_L = 0$  angedeutet. Die Eingangskennlinie, sowie die Darstellung im zweiten Quadranten (Bild 28) beziehen sich auf  $U_{CE} = \text{konstant}$ . Aus beiden läßt sich demnach der (Wechselstrom)-Eingangswiderstand bzw. die Stromverstär-

kung bei ausgangsseitigem Kurzschluß ableiten.

Der zweite Extremfall — ausgangsseitiger Leerlauf — liegt dann vor, wenn  $R_L$  einem unendlich großen Wert zustrebt. Dieser Fall läßt sich in der Praxis jedoch schwer realisieren, da die Einstellung des Arbeitspunktes am Ausgang über  $R_L$  erfolgt und für  $U_2$  demnach große Spannungen erforderlich sind. Bei praktischer Anwendung nimmt die Größe von  $R_L$  einen endlichen Wert an. Die Betriebsgrößen für die Stromverstärkung und den Eingangswiderstand weichen demnach von den im Kennlinienfeld ermittelten Kurzschlußgrößen ab.

Zur Bestimmung des Innenwiderstandes des Transistors wird die Schaltung nach Bild 26 so verändert, daß die Wechselspannungsquelle im Ausgangskreis liegt (siehe auch Bild 30). Ist der im (äußeren) Eingangskreis wirksame Widerstand gleich Null, so wird die Spannung zwischen Basis und Emitter durch die Gleichspannungsquelle  $U_1$  festgehalten ( $U_{BE} = \text{konstant}$ ). Für die vom Kollektor rückwirkende Wechselspannung wirkt der (äußere) Eingangskreis als Kurzschluß. Der zweite Extremfall tritt auf, wenn im (äußeren) Eingangskreis der wirksame Widerstand einem unendlich großen Wert zustrebt. In diesem Fall kann die rückwirkende Wechselspannung in dem „hochohmigen“ Eingangskreis keinen Wechselstrom hervorrufen, so daß  $I_B$  unverändert bleibt (Leerlauf). Im Bild 29 ist noch einmal das Ausgangskennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung angedeutet. Die Kennlinien sind einmal wie bisher bei konstant gehaltenem Eingangsstrom ( $I_B = \text{konstant}$ ) und zum anderen bei konstant gehaltener Eingangsspannung ( $U_{BE} = \text{konstant}$ ) aufgenommen und dargestellt. Der Gleichspannungsquelle, die den Arbeitspunkt A einstellt, denke man sich eine Wechselspannung überlagert, die die wirksame Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  um  $\Delta U_{CE}$  verändert. Entsprechend der Steilheit der Kennlinien ergibt sich hierdurch eine Stromänderung  $\Delta I_C$  im Kollektorkreis, die bei den Kennlinien mit dem Parameter  $I_B$  größer ist als bei den mit  $U_{BE}$  als Parameter. Da sich aus Spannungs- und Stromänderung der Innenwiderstand ableiten läßt, ergibt sich, daß dieser bei kurzgeschlossenem Eingang ( $U_{BE} = \text{konstant}$ ) größer ist als im Leerlaufbetrieb ( $I_B = \text{konstant}$ ). Diese Feststellung besagt nichts anderes, als daß mit steigendem Widerstand im (äußeren) Eingangskreis der Innenwiderstand sinkt, was den normalen Regeln völlig widerspricht.

Zu erklären sind diese merkwürdigen Verhältnisse durch die Vorgänge im Basis-

gebiet. Bild 30 zeigt die Zusammenhänge in stark vereinfachter Darstellung. Im Kollektorkreis des Transistors liegt zur Bestimmung des Innenwiderstandes eine Wechselspannungsquelle. Die zur Einstellung der Arbeitspunkte am Ein- und Ausgang notwendigen Gleichspannungsquellen, sind der Übersichtlichkeit halber weggelassen. Dies ist zulässig, da die

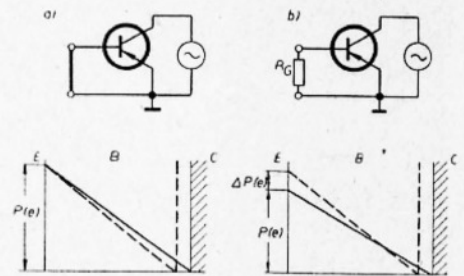


Bild 30: Vereinfachte Darstellung zur Bestimmung des Innenwiderstandes, a) bei kurzgeschlossenem Eingang, b) bei endlichem Widerstand im Eingangskreis

meist sehr niederohmigen Gleichspannungsquellen die dynamischen Vorgänge nicht beeinflussen. Nach Bild 30a ist der Eingang für die Wechselspannung kurzgeschlossen. Zwischen Basis und Emitter kann keine Spannungsänderung auftreten, so daß die Minoritätsträgerkonzentration  $p(e)$  am Emitter erhalten bleibt. Die Wechselspannung im Kollektorkreis soll sich nun derart verändern, daß die gesamte Kollektor-Emitter-(Sperr-)Spannung und somit der Löcherkonzentrationsgradient am Kollektor ein wenig ansteigt. Hierdurch ergibt sich eine kleine Vergrößerung des Kollektor- sowie auch Emitterstromes. Der Basisstrom hingegen — siehe auch Bild 23 — hat um einen kleinen Wert abgenommen. Beide „Extrastrome“ im Emitter und Basiskreis sind elektrisch gesehen zum Kristall hin gerichtet. Da die infolge der Spannungsänderung am Kollektor auftretende Stromänderung relativ klein ist, ergibt sich ein hoher Innenwiderstand des Transistors.

Liegt andererseits im Basiskreis nach Bild 30b ein endlicher Widerstand, der im Regelfall durch den im Eingangskreis erscheinenden Generatorinnenwiderstand  $R_G$  dargestellt wird, so liegen hier die Verhältnisse grundsätzlich anders. Unter der gleichen Annahme wie im vorhergehenden Fall, hat die Stromänderung im Basiskreis einen Spannungsabfall an  $R_G$  zur Folge, der einen Spannungsanstieg zwischen Basis und Emitter verursacht. Die anfängliche Erhöhung des Kollektorstromes, verursacht durch die veränderten Kon-

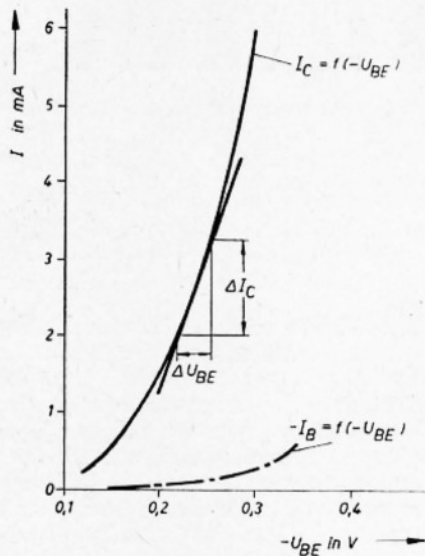


Bild 31: Kollektor- und Basisstrom in Abhängigkeit der Basis-Emitterspannung

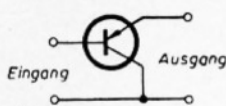


Bild 32: Kollektorschaltung

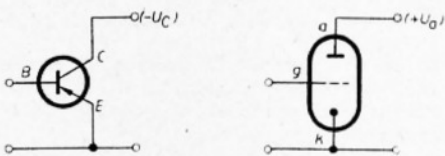


Bild 33: Zuordnung der Anschlüsse für Transistor und Röhre, a) Emitterschaltung, b) Kathodenbasisschaltung

zentrationenverhältnisse an der Kollektorgrenzschicht, wird verstärkt durch die Vergrößerung der Minoritätsträgerkonzentration am Emitter. Der Innenwiderstand ist somit niedriger als bei kurzgeschlossenem Basiskreis.

Wenn in den vorangegangenen Bildern die zur Zeit am meisten angewandten Kennlinien gezeigt worden sind, so stellen diese lediglich eine Wahl aus vielen Möglichkeiten dar. Es zeigt sich, daß sich für einen Transistor eine Vielzahl verschiedener Kennlinienscharen zeichnen lassen.

Es sei jedoch noch auf die im Bild 31 dargestellte Beziehung zwischen Kollektorstrom und Eingangsspannung hingewiesen. Aus ihr läßt sich die Steilheit des Transistors, eine aus der Röhrentechnik her bekannte Größe, ableiten. Im allgemeinen ergeben sich für Transistoren Steilheitswerte, die viel größer sind als sie mit Röhren erreicht werden. Hieraus läßt sich jedoch kein qualitativer Vergleich zwischen Röhre und Transistor ableiten, da das Verhalten eines Transistors durch seinen Eingangs- und Innenwiderstand in hohem Maße bestimmt wird.

#### Kollektorschaltung des Transistors

Eine dritte Schaltungsmöglichkeit, die in der Praxis in Sonderfällen Anwendung findet, ist die Kollektorschaltung. Nach Bild 32 ist der Kollektor die gemeinsame Elektrode für Ein- und Ausgang. Da bei

dieser Schaltungsart der Eingangswiderstand wesentlich größere Werte annimmt als der am Ausgang, wird diese Schaltung in der Praxis vorwiegend als Impedanzwandler angewendet.

#### Vergleich zwischen Transistor und Röhre

Wenn auch die Transistoren in gewissen Punkten große Übereinstimmung in ihren Eigenschaften mit Röhren zeigen, so ist doch ein unmittelbarer Vergleich beider Verstärkerelemente sehr schwierig. Diese Schwierigkeit ergibt sich vorwiegend aus der vollkommen anders gearteten physikalischen Wirkungsweise der Elektronenröhre, bei der die zur Stromleitung erforderlichen Elektronen aus einer auf etwa 1000° C erhitzten Katode erzeugt werden. Ein Stromfluß zwischen Katode und Anode ist im evakuierten Glasgefäß der Röhre erst dann möglich, wenn zwischen beiden Elektroden eine zur Überwindung der vor der Katode liegenden Raumladung eine verhältnismäßig hohe Gleichspannung angelegt wird, deren positiver Pol an der Anode liegt. Der Verstärkungseffekt der Röhre kommt dadurch zustande, daß ein zwischen Katode und Anode eingebautes Steuergitter eine elektrostatische Einwirkung auf die Strömung der Elektronen ausübt. Der zeitliche Verlauf der am Gitter liegenden Steuerspannung (Wechselspannung) beeinflusst somit den von der Katode zur Anode fließenden Strom, so daß an den im Anodenkreis liegenden Widerstand  $R_a$  die Eingangswchselspannung verstärkt erscheint. Da normalerweise das Gitter gegenüber der Katode mit einer entsprechend großen negativen Spannung vorgespannt ist, fließt im Gitterstromkreis praktisch kein Strom. Die Steuerquelle wird lediglich mit einem kapazitiven Strom belastet, der sich aus der periodischen Umladung der meist sehr kleinen Röhrenkapazitäten ergibt.

Bei einem Vergleich beider Verstärkerelemente sollte man deshalb nach dem schaltungsmäßigen Verhalten fragen, wobei durch die Strom- und Spannungsverhältnisse an den einzelnen Elektroden die Unterschiede am klarsten zutage treten. Bei der Basisschaltung ist der Innenwider-

stand ähnlich wie bei der Pentode sehr hoch, jedoch ist der Eingangswiderstand sehr klein. Bei der Emitterschaltung hingegen ist der Eingangswiderstand größer und der Innenwiderstand geringer, als bei der Schaltung mit gemeinsamer Basis. Trotzdem ist der Transistor in Emitterschaltung der Röhre viel ähnlicher als in der Schaltung mit gemeinsamer Basis. Der Transistor, ähnlich wie die Elektronenröhre, hat drei für den Verstärkungsvorgang maßgebende Elektroden. Über die Basis eines Transistors fließt der kleine Differenzstrom zwischen Emitter- und Kollektorstrom. Es scheint deshalb gerechtfertigt, wenn man die Basis dem Gitter der Röhre entsprechen läßt. Ferner entspricht die Anode als stromführende Ausgangselektrode dem Kollektor, so daß die Katode als zweite stromführende Elektrode dem Emitter zuzuordnen ist (Bild 33).

Abgesehen vom Polaritätsunterschied der Speisespannung zwischen Anode und Kollektor, liegt diese beim Transistor um mindestens eine Größenordnung tiefer. Einen Vergleich des Ausgangskennlinienfeldes eines Transistors in Emitterschaltung mit der im Bild 34 dargestellten Röhrenpentode scheinen diese Überlegungen zu rechtfertigen. Auffällig ist der viel gleichmäßigere Verlauf der Kennlinien des Transistors gegenüber der Pentode.

Mit dem Transistor hat man das seit langem gesuchte Verstärkerelement gefunden, das sich gegenüber der Röhre durch den einfachen Aufbau, die geringen Abmessungen und das geringe Gewicht auszeichnet. Ein weiterer Vorteil des Transistors ergibt sich durch den Wegfall der Heizleistung, sowie durch die kleine Betriebsspannung. Ein Vorteil, der für sich selbst spricht.

Transistoren haben bereits heute schon Einzug in die Funk- und Fernmeldetechnik, sowie in die Rechenmaschinenteknik gehalten. Besonders vorteilhaft erscheint der Einsatz von Transistoren in allen tragbaren Geräten, bei denen es auf geringes Gewicht und kleinen Abmessungen ankommt.

Wird fortgesetzt

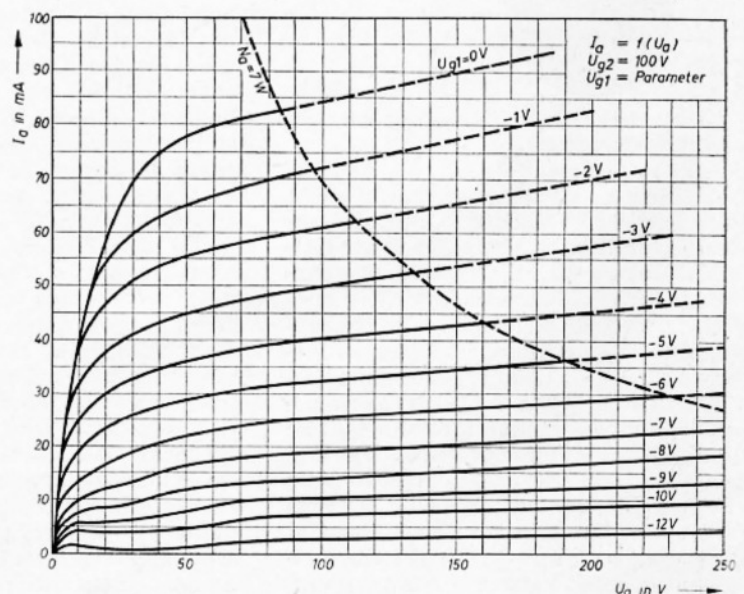


Bild 34: Kennlinienfeld einer Pentode

Ing. MANFRED PULVERS

## Transistorkennlinien im Reststromgebiet und deren Temperaturabhängigkeit

Bereits in den vorangegangenen Beiträgen wurde mehrfach auf die große Bedeutung der Restströme hingewiesen, die das Verhalten des Transistors insbesondere bei kleinen Kollektorströmen stark beeinflussen können. Neben den erheblichen Exemplarstreuungen ist bei diesen Restströmen ein großer Temperatureinfluß zu verzeichnen. Wenn auch die Einflußnahme des Reststromes auf das Verhalten des Transistors aus Bild 28 und Gl. (6) — radio und fernsehen 6 (1960) S. 178 — bereits hervorgeht, erscheint es notwendig, das Transistorverhalten im Reststromgebiet eingehender zu betrachten.

Bei den bisher angenommenen Verhältnissen wurde davon ausgegangen, daß im Emittier- sowie im Kollektorgebiet Löcher und im Basisgebiet Elektronen als Ladungsträger in der Majorität zur Verfügung stehen und das Geschehen im Transistor bestimmen. Bei negativer Basis-Emitterspannung (Durchlaßrichtung) kommt ein Löcherstrom zustande, der vom Emittier durch die Basis zum Kollektor fließt, wobei ein kleiner Teil der Löcher in der Basis durch Rekombination mit Elektronen verlorengeht. Die verlorengegangenen (Basis)-Elektronen müssen zur Wiederherstellung des Ladungsgleichgewichts über den Basisanschluß nachgeliefert werden, so daß im Basiskreis ein Elektronenstrom (Rekombinationsstrom) fließt. Durch die ständige thermische Anregung werden im Kristall laufend Trägerpaare erzeugt, so daß neben den Majoritätsladungsträgern in jedem Gebiet auch Minoritätsladungsträger in geringer Anzahl vorhanden sind.

Da im Betriebsfall der Kollektor immer negativ gegen die Basis vorgespannt ist (pnp-Transistor) entsteht an der Sperrschicht ein elektrisches Feld, das die in der Nähe befindlichen Minoritätsladungsträger in das Nachbargebiet absaugt. Der

damit verbundene Stromfluß, bei dem Löcher von der Basis zum Kollektor fließen, ist ein Sperrstrom, der schon bei relativ kleinen Kollektorspannungen einen Sättigungswert annimmt. Somit fließt über den Basisanschluß der Rekombinationsstrom (Elektronenstrom) und der Sperrsättigungsstrom (Löcherstrom). Arbeitet die Eingangsstrecke in Durchlaßrichtung, so ergibt sich der Kollektorstrom aus dem Kollektorsperrstrom und dem vom Emittier gelieferten Löcherstrom.

Zur Klärung des Transistorverhaltens im Reststromgebiet wird die Spannung zwischen Basis und Emittier so angelegt, daß die Eingangsstrecke in Sperrichtung arbeitet. Das an der Sperrschicht entstehende elektrische Feld saugt die in der Nähe befindlichen Minoritätsladungsträger in das Nachbargebiet ab. Aus dem Emittiergebiet (p-Gebiet) fließen Elektronen zum Basisgebiet und umgekehrt fließen aus dem Basisgebiet (n-Gebiet) Löcher zum Emittier. Dieser Minoritätsladungsträgertransport hat im Eingangs-

wird, so strömen in steigendem Maße Löcher vom Emittier über die Basis zum Kollektor ein. Dem Reststrom, der als konstant anzunehmen ist, überlagert sich der vom Emittier gelieferte Löcherstrom. Beide Ströme ergeben den Kollektorstrom  $-I_C$ . Wie aus der  $I_C$ -Kennlinie (Bild 35) ersichtlich, geht der Kollektorreststrom mit zunehmender Sperrspannung am Eingang stetig in einen Sperrsättigungsstrom über, ohne seine Richtung zu ändern.

Der Basisstrom, der bei geöffneter Eingangsstrecke im wesentlichen durch den Rekombinationsstrom gebildet wird, steigt exponentiell mit der Eingangsspannung an. Je kleiner die am Eingang wirksame Durchlaßspannung wird, um so geringer ist die Rekombinationstätigkeit im Basisraum, um so geringer also auch der Rekombinationsstrom. Da über die Basis auch der Sperrsättigungsstrom der Kollektorstrecke fließt, muß es einen Punkt geben, bei dem beide Stromanteile gleich sind und sich gegenseitig aufheben, so daß  $I_B$  gleich Null ist. Dieser Punkt liegt bei etwa  $-U_{BE} = 80$  mV. Im Sperr-

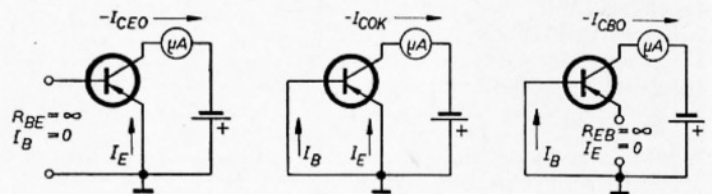


Bild 36: Prinzipielle Schaltungen zur Definition der Restströme

kreis einen Sperrstrom zur Folge, der ebenso wie der im Kollektorkreis einen Sättigungswert annimmt, und im Gegensatz zum Durchlaßstrom umgekehrte Flußrichtung aufweist. Offen bleibt die Frage, bei welcher Basis-Emitterspannung die Umkehr des Basis- bzw. Emittierstromes erfolgt. Bei Beantwortung dieser Frage ist zu berücksichtigen, daß die beiden Diodenstrecken über die gemeinsame Basis miteinander verkoppelt sind und daß andererseits die Ladungsträger kleine Gegenspannungen überwinden können. Im Bild 35 sind die drei Transistorströme in Abhängigkeit der Basis-Emitterspannung aufgetragen. Betrachten wir zunächst den Verlauf des Kollektorstroms ( $-I_C$ ) in der Annahme, daß die Kollektorspannung einige Volt negativ ist, so daß die Kollektorstrecke mit Sicherheit in Sperrichtung betrieben wird. Arbeitet die Eingangsstrecke mit einer entsprechend großen Sperrspannung ( $+U_{BE}$ ), so fließt im Kollektorkreis ein Sättigungsreststrom  $-I_{CS}$  der sich aus den stets vorhandenen Minoritätsladungsträgern ergibt. Verändert man die Spannung  $U_{BE}$  so, daß die Eingangsstrecke mehr und mehr geöffnet

fall fließt über die Basis der Sperrstrom der Ein- und Ausgangsstrecke. Daraus folgt, daß der Basisstrom mit steigender Sperrspannung seine Richtung ändert und in einen Sperrsättigungsstrom  $+I_{BS}$  übergeht.

Aus dem Verlauf des Kollektor- sowie des Basisstromes ergibt sich automatisch der Verlauf des Emittierstromes, da ja die Summe aller Ströme gleich Null sein muß. Im Fall  $I_B = 0$  sind Kollektor- und Emittierstrom einander gleich. Ein solcher Betriebspunkt stellt sich ein, wenn der im äußeren Basis-Emittierkreis wirksame Widerstand  $R_{BE} = \infty$ , d. h., wenn man den Basiskreis öffnet. Der in diesem Fall im Kollektorkreis fließende Reststrom wird mit  $-I_{CEO}$  bezeichnet (siehe auch Bild 36). Der Emittierstrom geht ebenfalls mit steigender Sperrspannung in einen Sperrsättigungsstrom  $I_{ES}$  über. An der Stelle, an der Basis- und Kollektorstrom einander gleich sind, ist  $I_B = 0$ . Dieser Betriebspunkt stellt sich bei geöffnetem Emittier ein, wobei der im Kollektorkreis fließende Reststrom mit  $-I_{CBO}$  bezeichnet wird. Ein weiterer im Kennlinienfeld ausgezeichnete Betriebspunkt

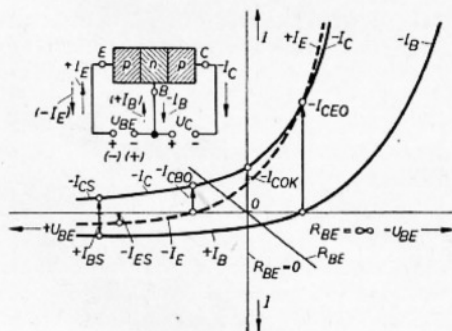


Bild 35: Transistorkennlinien im Reststrombereich

stellt sich ein, wenn Basis und Emittor kurzgeschlossen sind ( $U_{BE} = 0$ ). In diesem Fall wird der Kollektorreststrom mit  $-I_{COK}$  bezeichnet. Bild 36 zeigt drei prinzipielle Schaltungen zur Definition der Restströme.

Die bisher gezeigten Kurven beziehen sich auf eine bestimmte Temperatur. Im Gegensatz zur Elektronenröhre, bei der Schwankungen der Raumtemperatur auf den Emissionsvorgang praktisch keinen Einfluß haben, ergeben sich beim Transistor infolge der temperaturabhängigen Trägerpaarzeugung ganz andere Verhältnisse. Hierdurch wird die Bedeutung der Restströme für den praktischen Betrieb wesentlich erhöht. Mit steigender Temperatur ist eine etwa exponentielle Zunahme der Transistorströme zu erwarten. Nach dem Gesetz für die Kennlinie einer Halbleiterdiode ergibt sich:

$$I = I_S \left( e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right).$$

Hierin bedeuten

$I_S$  den Sperrsättigungsstrom und

$U_T$  die Temperaturspannung ( $U_T = \frac{k \cdot T}{e}$ ).

Die Sperschichttemperatur  $T$  weicht nur geringfügig von der Umgebungstemperatur (Zimmertemperatur) ab, so daß Temperaturschwankungen im Raum in vollem Umfang zur Auswirkung kommen. Im Bild 37 ist die Verschiebung der Transistorströme  $I_C$  und  $I_B$  in Abhängigkeit der Temperatur dargestellt. Der besseren Übersicht wegen ist hier eine logarithmisch-lineare Teilung angewendet. Die Kennlinien werden infolge Temperaturänderung annähernd parallel verschoben. Ähnliche Verhältnisse ergeben sich bei der Elektronenröhre, bei der eine Verschiebung der  $I_a - U_g$ -Kennlinie durch Ände-

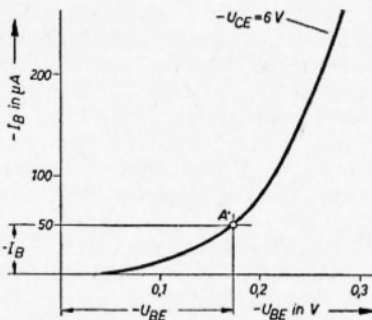
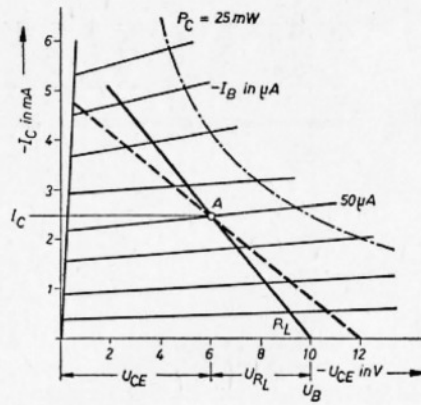


Bild 38: Ein- und Ausgangskennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung

rung der Anoden- oder Schirmgitterspannung (Durchgriff) erfolgt. Da bei Transistoren Ursache der Kennlinienverschiebung die Temperatur ist, spricht man in diesem Zusammenhang vom Temperaturdurchgriff.

$$D_T = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \quad (I_C \text{ bzw. } I_B = \text{konstant}).$$

Hierfür ergibt sich etwa ein Wert von  $D_T = 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

## Arbeitspunkteinstellung des Transistors

Im nachfolgenden werden anhand von Schaltungsbeispielen Hinweise über die verschiedenen Möglichkeiten der Arbeitspunkteinstellung gegeben. Hierbei werden zunächst Fragen der Arbeitspunktstabilität, sowie Verstärkerprobleme außer Acht gelassen. Außerdem beziehen sich die hier angeführten Beispiele auf Schaltungen, bei denen die Transistoren in Emitterschaltung arbeiten, jedoch lassen sich die folgenden mathematischen Ableitungen unter Beachtung der veränderten Strom- und Spannungsgrößen auf die übrigen Transistorgrundschaltungen beziehen. Im allgemeinen wird der Arbeitspunkt A (Bild 38) im Ausgangskennlinienfeld nach ähnlichen Gesichtspunkten wie in der Röhren-(Verstärker-)Technik gewählt. Damit liegt beim Transistor ebenfalls der Arbeitspunkt A' im Eingangskennlinienfeld fest. Mit dem im Kollektorkreis wirksamen Lastwiderstand (Gleichstromwiderstand)  $R_L$ , errechnet sich die zur Einstellung des Arbeitspunktes A benötigte Speisespannung (Batteriespannung)

$$U_B = U_{CE} + U_{RL},$$

$$U_B = U_{CE} + I_C \cdot R_L. \quad (4)$$

Die Einstellung des Arbeitspunktes am Eingang (Basis) ist grundsätzlich durch einen Vorwiderstand  $R_1$  oder durch einen Spannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  möglich. In beiden Fällen kann nach den Bildern 39 und 40 mit Rücksicht auf eine Arbeitspunktstabilität im Emittierzweig ein Widerstand  $R_E$  liegen. Auf Grund dessen ist man bestrebt, den Emittierwiderstand  $R_E$  so groß als möglich zu machen. Oft wird in Verstärkerschaltungen der Emittierwiderstand  $R_E$  ganz oder teilweise durch einen Kondensator überbrückt, da die an ihm abfallende Wechselspannung

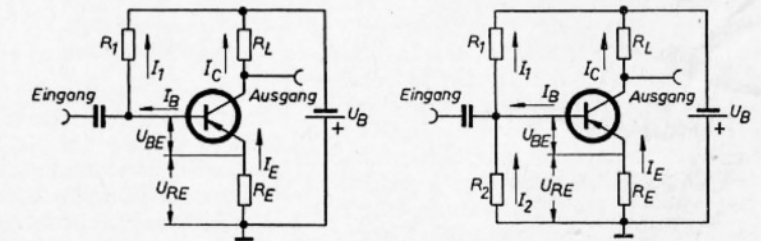
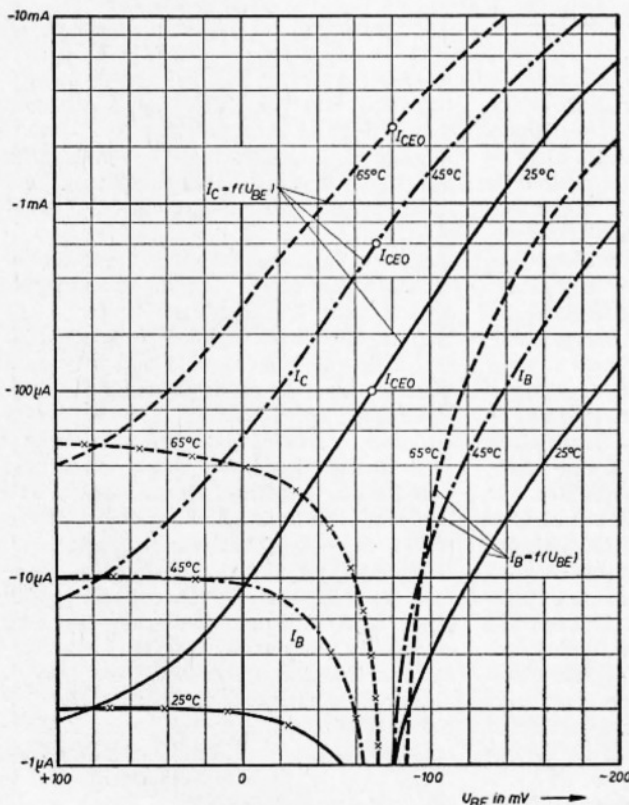


Bild 39: Arbeitspunkteinstellung durch den Vorwiderstand  $R_1$

Bild 40: Arbeitspunkteinstellung durch die Spannungsteilerwiderstände  $R_1$  und  $R_2$

der Eingangsspannung entgegenwirkt und die Spannungsverstärkung der Stufe vermindert (Gegenkopplung). Eine praktische Grenze für die Größe von  $R_E$  ist gegeben durch den Spannungsabfall an diesem Widerstand. Da in der Praxis meist die Batteriespannung vorgegeben ist, darf die am Emittierwiderstand abfallende Spannung ( $I_E \cdot R_E$ ) einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Bei Vorhandensein eines Widerstandes  $R_E$  im Emittierzweig errechnet sich die zur Einstellung des Arbeitspunktes erforderliche Betriebsspannung

$$U_B = I_E \cdot R_E + U_{CE} + I_C \cdot R_L. \quad (2)$$

Für die folgenden Ableitungen werden zur Ermittlung des Vorwiderstandes  $R_1$  bzw. des Spannungsteilers  $R_1, R_2$  die statischen Strom- und Spannungsgrößen entsprechend dem Arbeitspunkt A' zugrunde gelegt. *Wird fortgesetzt*

Bild 37: Die Verschiebung der  $I_C/U_{BE}$ - und  $I_B/U_{BE}$ -Kennlinie mit der Temperatur

Ing. MANFRED PULVERS

## Arbeitspunkteinstellung mit dem Vorwiderstand $R_1$ (Bild 39)

Die nachfolgenden Ableitungen beziehen sich auf die Bilder 38, 39 und 40 in radio und fernsehen 10 (1960) S. 308. Mit der Wahl des Arbeitspunktes A bzw. A' (Bild 38) sind die zur Berechnung von  $R_1$  nötigen Spannungen ( $U_B$ ,  $U_{CE}$ ,  $U_{BE}$ ) und Ströme ( $I_C$ ,  $I_B$ ) bekannt. (Auf die Vorzeichenvereinbarung der Transistorströme sei hier verzichtet, da diese die einfachen Ableitungen erschweren würde.)

Somit ist

$$\begin{aligned} U_B &= I_E \cdot R_E + U_{BE} + I_1 \cdot R_1, \\ I_E &= I_C + I_B, \\ I_1 &= I_B, \\ U_B &= (I_C + I_B) \cdot R_E + U_{BE} + I_B \cdot R_1, \\ R_1 &= \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} - R_E \left( \frac{I_C}{I_B} + 1 \right). \end{aligned} \quad (3)$$

Für den Fall  $R_E = 0$  ergibt sich:

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B}. \quad (4)$$

Beispiel: Der im Kollektorkreis wirksame Lastwiderstand  $R_L$  sei  $1,6 \text{ k}\Omega$  und  $R_E = 0$ . Aus dem Kennlinienfeld nach Bild 38 erhält man die folgenden Werte:

$I_C = 2,5 \text{ mA}$ ;  $U_{CE} = 6 \text{ V}$ ;  $I_B = 0,05 \text{ mA}$  und

$$U_{BE} = 175 \text{ mV}.$$

Die erforderliche Speisespannung errechnet sich nach Gleichung (1)

$$U_B = 6 + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,6 \cdot 10^3 = 10 \text{ V},$$

und der erforderliche Vorwiderstand nach der Gleichung (4)

$$R_1 = \frac{10 - 0,175}{0,05} 10^3 \approx 200 \text{ k}\Omega.$$

## Arbeitspunkteinstellung mit den Spannungsteilerwiderständen $R_1$ und $R_2$ (Bild 40)

Unter den gleichen Voraussetzungen ist für die Ermittlung von  $R_1$  und  $R_2$  anzusetzen:

$$I_1 = I_2 + I_B \quad (5); \quad I_2 = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{R_2}, \quad (6)$$

$$U_{RE} = I_E \cdot R_E = (I_C + I_B) R_E. \quad (7)$$

Ferner ist

$$U_B = U_{RE} + U_{BE} + I_1 \cdot R_1,$$

$$U_B = R_E (I_C + I_B) + U_{BE}$$

$$+ R_1 \left( \frac{U_{BE} + U_{RE}}{R_2} + I_B \right).$$

$$U_B - U_{BE} - R_E (I_C + I_B)$$

$$= \frac{R_1}{R_2} [U_{BE} + R_E (I_C + I_B) + I_B \cdot R_2].$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_B - U_{BE} - R_E (I_C + I_B)}{U_{BE} + I_B \cdot R_2 + R_E (I_C + I_B)}. \quad (8)$$

Für den Fall  $R_E = 0$  ist

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_B - U_{BE}}{U_{BE} + I_B \cdot R_2}. \quad (9)$$

Nach den Gleichungen (8) und (9) ist der Spannungsteiler noch nicht eindeutig festgelegt, sondern lediglich das Verhältnis  $R_1/R_2$ . Wie hoch- oder niederohmig man den Spannungsteiler macht, hängt von mehreren Faktoren ab. Es empfiehlt sich, den Gesamtwiderstand  $R_1 + R_2$  derart zu wählen, daß der von ihm aufgenommene Querstrom ein Mehrfaches vom Basisstrom  $I_B$  ist. Allerdings kann man  $R_1 + R_2$  beliebig klein machen, da die Speisespannung, sowie die auf den Eingang arbeitende Steuerspannungsquelle entsprechend stark belastet wird. Beispiel: Es seien die gleichen Werte, wie im vorhergehenden Beispiel angenommen und  $R_2$  mit  $5 \text{ k}\Omega$  gewählt, somit wird nach Gleichung (9)

$$R_1 = 5 \cdot 10^3 \frac{10 - 0,175}{0,175 + 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3} \approx 115 \text{ k}\Omega.$$

Liegt im Emittierkreis ein Widerstand von beispielsweise  $R_E = 800 \Omega$ , so muß die Speisespannung entsprechend den am Emittierwiderstand abfallenden Spannungsabfall erhöht werden. Nach Gleichung (2) wird

$$U_B = 2,55 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8 \cdot 10^3 + 6 + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,6 \cdot 10^3 \approx 12 \text{ V}.$$

Wählt man  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , so wird nach Gleichung (8)

$$R_1 = 10 \cdot 10^3 \frac{12 - 0,175 - 2}{0,175 + 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 + 2} \approx 35 \text{ k}\Omega.$$

## Transistorersatzschaltungen für die Verstärkung kleiner Signale

Bei der Diskussion der statischen Transistorkennlinien wurde bereits kurz auf die Kenngrößen und deren Bedeutung hingewiesen. Diese Kenngrößen, die sich aus bestimmten extremen Verhältnissen, wie z. B. ausgangsseitiger Kurzschluß und eingangsseitiger Leerlauf ergeben, sagen zunächst noch nichts Genaues über die praktischen Betriebsverhältnisse einer Transistorstufe aus. Mit Hilfe der Kenngrößen lassen sich jedoch die Betriebsgrößen verhältnismäßig leicht berechnen. Die für die Ermittlung der Betriebsgrößen nötigen mathematischen Ableitungen ergeben sich aus Schaltungen, aus denen das Zusammenspiel der Kenn-

größen hervorgeht. Diese „Ersatzschaltungen“, die nach außen hin den Transistor in seinen elektrischen Eigenschaften nachbilden, sind stets aus linearen Elementen, wie Wirk- und Blindwiderständen, sowie Strom- und Spannungsquellen zusammengesetzt. Der Transistor kann durch eine Ersatzschaltung deshalb nur so weit nachgebildet werden; als dieser sich als lineares Element auffassen läßt. Das Ersatzschaltbild stellt demnach das Wechselstromverhalten eines Transistors unter gewissen Einschränkungen dar.

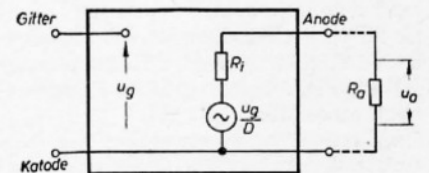


Bild 41: Röhren-Spannungsersatzschaltbild

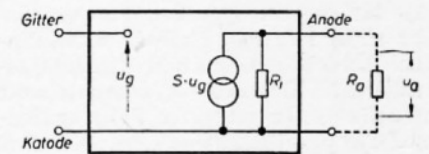


Bild 42: Röhren-Stromersatzschaltbild

Ersatzschaltungen als Hilfsmittel zur einfachen Berechnung der Betriebsverhältnisse werden in der gesamten Elektrotechnik angewendet. In der Röhrentechnik wird vergleichsweise das im Bild 41 gezeigte Spannungsersatzschaltbild, sowie auch das Stromersatzschaltbild nach Bild 42 angewendet. Beide Ersatzschaltungen, die die Arbeitsweise einer Röhre nachbilden, sind vollkommen gleichwertig und unterscheiden sich lediglich in der Darstellung des Generators als Leerlaufspannungsquelle, oder als Kurzschlußstromquelle. Da bei der Röhre im Normalfall kein Gitterstrom fließt, ist in beiden Darstellungen der Gitterstromkreis (Eingangskreis) offen.

Nach Bild 41 kann man sich die Röhre als Wechselspannungsquelle mit der Spannung  $u_g/D$  und dem in Reihe liegenden Innenwiderstand  $R_i$  vorstellen. Liegt im Außenkreis der Röhre ein Arbeitswiderstand  $R_a$ , so erhält man den Anodenstrom

$$i_a = \frac{u_g}{D} \cdot \frac{1}{R_i + R_a}$$

und die Spannung

$$u_a = \frac{u_g}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}.$$

Nach dem Stromersatzschaltbild (Bild 42) kann man sich eine Röhre auch als Wechselstromquelle mit dem Strom  $S \cdot u_g$  und dem parallelen Innenwiderstand  $R_1$  vorstellen. Hiernach ergibt sich der Anodenstrom

$$i_a = S \cdot u_g \frac{R_1}{R_1 + R_a}$$

und die Spannung

$$u_a = S \cdot u_g \frac{R_1 \cdot R_a}{R_1 + R_a}$$

In beiden Fällen können demnach die Betriebsverhältnisse einer Röhrenstufe — siehe auch Bild 43 — durch die Röhrenkennwerte Durchgriff  $D$ , Steilheit  $S$  und Innenwiderstand  $R_1$  berechnet werden. Nach der inneren Röhrgleichung

$$S \cdot D \cdot R_1 = 1$$

läßt sich leicht die Gleichwertigkeit des Betriebsverhaltens beider Fälle beweisen.

Beide Ersatzschaltbilder sind einfach und übersichtlich und haben Gültigkeit bis zu relativ hohen Frequenzen. Eine Erweiterung der Ersatzschaltung durch die Schaltungs- und Elektrodenkapazitäten ist erforderlich, wenn deren Einfluß bei entsprechend hohen Frequenzen nicht mehr zu vernachlässigen ist. Im allgemeinen sind die hier gezeigten Röhrenersatzschaltungen in einem großen Frequenzbereich anwendbar.

Beim Transistor hingegen sind die Verhältnisse viel unübersichtlicher und komplizierter, da das Transistorverhalten durch eine Vielzahl physikalischer Vorgänge bestimmt wird. Ein Ersatzschaltbild, das für einen großen Frequenzbereich gültig sein soll, muß alle diese Einflüsse berücksichtigen und dementsprechend viele Elemente in konzentrierter und teilweise in verteilter Form enthalten. Da es praktisch keine Grenze für eine immer weiter gehende Verfeinerung eines Transistor-Ersatzschaltbildes gibt, sollen für die folgenden Überlegungen idealisierte Verhältnisse vorausgesetzt werden.

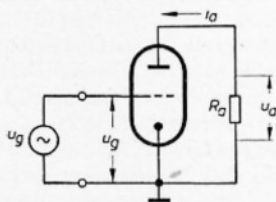


Bild 43: Grundsätzliches Schaltbild einer Röhren-Verstärkerstufe

### Das physikalische Transistor-Ersatzschaltbild

Die in den Bildern 44 und 45 gezeigten Ersatzschaltbilder bilden das physikalische Verhalten eines Transistors unter idealisierten Verhältnissen nach. Ausgehend vom Bild 44 werden der Übersichtlichkeit halber zunächst nur die Elemente behandelt, die nicht zum „inneren Transistor“ gehören. Zwischen den äußeren Anschlüssen Emitter  $E$ , Kollektor  $C$  und Basis  $B$  des Transistors, sind die Kapazitäten  $C_{ce}$ ,  $C_{eb}$  und  $C_{cb}$  wirksam. Diese sind jedoch in der Regel sehr klein, so daß sie erst bei sehr hohen Frequenzen in Erscheinung treten und deshalb meist ver-

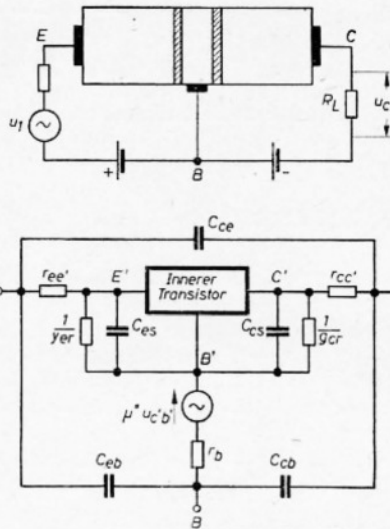
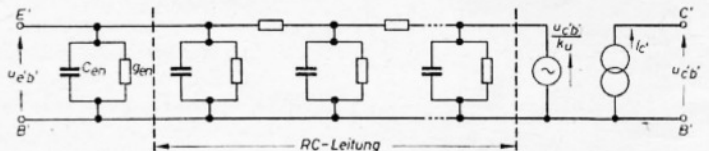


Bild 44: Physikalisches Transistor-Ersatzschaltbild

nachlässigt werden können. Von den äußeren Anschlüssen fließen Ströme in den Transistor, die in den einzelnen Gebieten Widerstände überwinden müssen, bevor sie zu den Sperrschichten gelangen. Diese Widerstände werden als „Bahnwiderstände“ bezeichnet, so daß man sich

Bild 45: Ersatzschaltbild des inneren Transistors



im Emittergebiet einen Emitterbahnwiderstand  $r_{ee'}$ , im Kollektorgebiet einen Kollektorbahnwiderstand  $r_{cc'}$  und im Basisgebiet den Basisbahnwiderstand  $r_b$  vorstellen kann. Diese drei Bahnwiderstände liegen demnach im Ersatzschaltbild zwischen den äußeren Anschlüssen und den inneren nicht zugänglichen Punkten, die man mit  $E'$ ,  $B'$  und  $C'$  bezeichnet. Von diesen Bahnwiderständen ist im allgemeinen nur der Basiswiderstand, der durch die sehr dünne Basisschicht, deren stofflichen Beschaffenheit und geometrischen Form bestimmt wird, von Bedeutung. Streng genommen ist der Basiswiderstand nicht immer als ein konzentriertes Element anzusehen. Da die Basisschichtdicke von der jeweils wirksamen Kollektorspannung bestimmt wird, liegt außerdem noch eine Abhängigkeit des Basiswiderstandes von der Kollektorspannung vor. Diesen Vorgang kann man jedoch im Ersatzschaltbild dadurch berücksichtigen, indem man für den Basiswiderstand einen mittleren Wert annimmt und in Reihe zu diesem eine gesteuerte Spannungsquelle schaltet, die von der an der Kollektorsperrschicht wirksamen Spannung  $u_{c'b'}$  abhängt. Die Spannungsquelle  $\mu'' u_{c'b'}$  gibt demnach die Änderung des Basisbahnwiderstandes, hervorgerufen durch  $u_{c'b'}$ , an.

Die Wirkung des Reststromes, der über die Kollektorsperrschicht fließt, wird durch den differentiellen Kollektorrestleitwert  $g_{cr}$  zum Ausdruck gebracht. Dieser Leitwert ergibt sich aus der Strom-

Spannungskennlinie des Kollektorreststromes. Ferner ist zwischen den inneren Anschlüssen  $E'$  und  $B'$  ein Leitwert  $y_{er}$  eingezeichnet, der gewisse Nebeneffekte berücksichtigen soll, auf die hier nicht näher eingegangen wird. Da in den beiden Sperrschichten mehr oder weniger starke elektrische Felder auftreten und die Übergangszonen an Ladungsträgern verarmt sind, kann man sich die Sperrschichten ihrer Wirkung entsprechend wie Plattenkondensatoren vorstellen. Dieser Effekt wird im Ersatzschaltbild durch die beiden Sperrschichtkapazitäten  $C_{es}$  und  $C_{cs}$ , die an der Sperrschicht Emitter-Basis und Kollektor-Basis wirksam sind, berücksichtigt.

Damit sind alle Elemente, die nicht zum inneren Transistor gehören erklärt und begründet.

Das Ersatzschaltbild des inneren Transistors (Bild 45) mit den Anschlußpunkten  $E'$ ,  $B'$  und  $C'$  hat hauptsächlich die Vorgänge im Basisgebiet nachzubilden. In dieses Gebiet strömen vom Emitter kommend Minoritätsträger ein, die zum Teil in der Basis rekombinieren, größtenteils jedoch zur Kollektorschicht diffundieren und vom Kollektor abgesaugt werden. Nach Bild 23 [in radio und fernsehen 2 (1960) S. 52] nimmt die Minoritätsträger-

konzentration im Basisgebiet vom Emitter zum Kollektor ab. Der aus Minoritätsträgern bestehende Diffusionsstrom ist an jeder Stelle proportional dem Konzentrationsgradient. Im stationären Zustand ist im Basisgebiet demnach immer eine bestimmte aus Minoritätsträgern bestehende Ladung vorhanden. Dieser Vorgang kann als eine Art Speicherung aufgefaßt werden. Ändert sich die Minoritätsträgerkonzentration infolge einer Spannungsänderung zwischen Emitter und Basis, so ist damit eine Änderung des Diffusionsstromes verbunden. Geht man von der Änderung des Diffusionsstromes am emittenseitigen Anfang der Basisschicht aus, so tritt diese am kollektorseitigen Ende immer etwas verspätet ein. Die zeitliche Verschiebung wird um so größer, je schneller die Änderung des Diffusionsstromes an der Emittersperrschicht vor sich geht. Ein Eingangssignal benötigt somit eine gewisse Laufzeit, um durch die Basisschicht zum Kollektor zu gelangen. Den Diffusionsvorgang in der Basisschicht kann man im Ersatzschaltbild durch eine Leitung bestehend aus Längswiderständen und Querkondensatoren darstellen. Die letztgenannten spielen als „Diffusionskapazität“ bei der praktischen Anwendung eine entscheidende Rolle. Im Ersatzschaltbild des inneren Transistors (Bild 45) ist diese RC-Leitung angegeben, jedoch fehlt noch eine Erklärung für die im Bild dargestellten Querkapazitäten, die parallel zur Querkapazität liegen.

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

Infolge der ständigen Rekombination der Minoritätsträger in der Basis, ist der Diffusionsstrom am kollektorseitigen Ende immer etwas kleiner, als am emitterseitigen Anfang. Dieser Verlust an Minoritätsträgern kann durch die bereits erwähnten Querwiderstände in der Leitung nachgebildet werden.

Bei der Anwendung des Transistors im Verstärkerbetrieb befindet sich im äußeren Kollektorkreis ein Lastwiderstand  $R_L$ , an dem infolge des Kollektorwechselstromes ein Spannungsabfall  $u_{cb}$  auftritt. Dementsprechend tritt auch an den Punkten C' und B' des inneren Transistors eine Wechselfspannung  $u_{c'b'}$  auf, die in die Basis zurückwirkt. Diese Rückwirkung, auf die schon mehrfach hingewiesen wurde, ergibt sich vorwiegend aus der Abhängigkeit der Basisdicke von der Kollektorspannung. Die Spannung  $u_{c'b'}$  ruft eine Basisdickenmodulation hervor, die man sich als eine Modulation der Länge der RC-Leitung vorstellen kann. Dies kann im Ersatzschaltbild zum Ausdruck gebracht werden, indem man für die Leitungslänge einen mittleren Wert annimmt und die Leitung selbst mit der Spannungsquelle  $u_{c'b'}/k_u$  abschließt. Hierbei gibt  $1/k_u$  denjenigen Bruchteil an, mit dem  $u_{c'b'}$  in das Basisgebiet zurückwirkt. Das Ersatzschaltbild des inneren Transistors kann vervollständigt werden, indem der Ausgangsstrom  $i_c'$ , der gleich dem Ausgangsstrom der RC-Leitung ist, durch eine Stromquelle, die man sich zwischen C' und B' geschaltet denkt, nachgebildet wird. Ergänzend sei noch der geringe Elektronenstrom erwähnt, der neben dem erwünschten Löcherstrom zwischen Basis und Emitter fließt. Die wechselstrommäßige Wirkung dieses Nebenschlusses ist im Bild 45 [radio und fernsehen 12 (1960) S. 386] durch  $c_{eb}$  und  $g_{eb}$  dargestellt.

Die erläuterte physikalische Ersatzschaltung, dargestellt durch konzentrierte Elemente (Widerstände, Kondensatoren, Strom- und Spannungsquellen) vermittelt zwar einen sehr guten Einblick in das Verhalten eines Transistors, jedoch ist eine derartige Schaltung zu umfangreich und für den Praktiker nicht geeignet. Wie bereits erwähnt, besteht die Möglichkeit, eine Reihe von Elementen des Ersatzschaltbildes wegen ihres geringen Einflusses zu vernachlässigen. Inwieweit eine Vereinfachung des Ersatzschaltbildes möglich ist, hängt von den jeweiligen Betriebsbedingungen ab. Es ist einleuchtend, daß speziell der Frequenzbereich, in dem der Transistor arbeitet, hierbei eine entscheidende Rolle spielt. Bei höheren Frequenzen wirken sich kapazitive Span-

nungs- und Stromkomponenten wegen der Diffusions- und Sperrschichtkapazitäten immer stärker aus. Demgegenüber treten diese bei tiefen Frequenzen immer mehr in den Hintergrund, so daß man sich in einem solchen Fall das Ersatzschaltbild aus reellen Gliedern aufgebaut denken kann. Derartig einfache Ersatzschaltungen sind anwendbar, solange Transistoren bei Frequenzen betrieben werden, die klein gegenüber der „Grenzfrequenz“ sind. Auf Grund der inneren Kapazitäten gibt es für jeden Transistor eine Frequenzgrenze, bei der die Stromverstärkung auf  $1/\sqrt{2} \approx 70\%$  gegenüber der Stromverstärkung  $\alpha$  bei 1000 Hz abgefallen ist. Oberhalb dieser Grenzfrequenz ist ein schneller Abfall der Stromverstärkung zu verzeichnen, so daß bei diesen Frequenzen ein Transistor als Verstärkerelement nicht mehr eingesetzt wer-

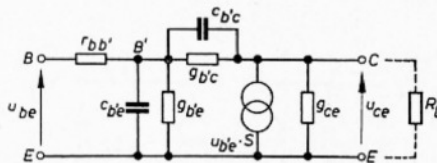


Bild 46:  $\pi$ -Ersatzschaltbild eines Transistors

den kann. Die Angabe der Grenzfrequenz  $f_\alpha$  bezieht sich normalerweise auf die Basisschaltung. Wird ein Transistor in Emitterschaltung betrieben, so tritt der Verstärkungsabfall bereits bei wesentlich tieferen Frequenzen ein. Die Grenzfrequenz  $f_\beta$  der Emitterschaltung liegt etwa bei einer um den Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  niederen Frequenz, gegenüber der Basisschaltung.

Es ergibt sich der einfache Zusammenhang

$$f_\beta = f_\alpha \frac{\alpha}{\beta} \quad \text{oder} \quad f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha).$$

Geht man nach diesen Überlegungen an die Aufstellung eines praktischen Ersatzschaltbildes heran, so ist außerdem von Wichtigkeit, inwieweit sich die Elemente der Schaltung überhaupt erfassen lassen. Zum Beispiel ist es meßtechnisch nicht oder nur angenähert möglich, Elemente, die sich auf innere, von außen nicht zugängliche Punkte beziehen, zu bestimmen.

Aus dem physikalischen Ersatzschaltbild lassen sich eine Vielzahl von brauchbaren Ersatzschaltungen ableiten, die sich auf verschiedene Betriebsverhältnisse beziehen. Es sei hier lediglich auf eine Schaltung nach Giacoletto hingewiesen, die in der Praxis oft angewendet wird und bei

höheren Frequenzen noch brauchbare Ergebnisse liefert.

Nach Bild 46 liegt zwischen dem nicht zugänglichen inneren Basispunkt B' und dem äußeren Basisanschluß B der Widerstand  $r_{bb'}$ . Dieser bildet zusammen mit dem Emitter-Querleitwert  $g_{b'e}$  und der Diffusionskapazität  $c_{b'e}$  einen frequenzabhängigen Eingangsspannungsteiler. Die am Ausgang (Kollektor) entstehende Wechselfspannung  $u_{ce}$  ist durch das aktive Element gegeben, dargestellt durch den Stromgenerator  $S \cdot u_{b'e}$ , den Kollektorleitwert  $g_{ce}$  und den eventuell am Ausgang liegenden Lastwiderstand  $R_L$ . Hierbei ist S die dem Emitterstrom proportionale Steilheit des Transistors, die bei Zimmertemperatur etwa einen Wert von  $39 \cdot I_e$  annimmt, S in  $\frac{mA}{V}$ . Da der vom

Emitter einströmende Löcherstrom nicht von der Eingangsspannung  $u_{be}$  sondern von der um den Spannungsabfall an  $r_{bb'}$  kleineren Spannung  $u_{b'e}$  abhängig ist, wird der Stromgenerator dementsprechend durch  $S \cdot u_{b'e}$  dargestellt. Die verbleibenden Elemente  $c_{b'e}$  und  $g_{b'e}$  stellen die bekannte Rückwirkung dar. Für diese ist bei höheren Frequenzen in erster Linie die von der Kollektorgleichspannung abhängige Sperrschichtkapazität  $c_{b'e}$  maßgebend. Der Leitwert  $g_{b'e}$  kann in diesem Fall meist gegenüber der Wirkung von  $c_{b'e}$  vernachlässigt werden.

Durch bestimmte Meßmethoden, auf die später noch näher eingegangen wird, können die Größen der einzelnen Elemente bestimmt werden, so daß hiernach die Betriebsgrößen ermittelt werden können.

## Praktische Ersatzschaltungen

Neben den mehr physikalisch-anschaulichen Darstellungen kann man das Wechselstromverhalten eines Transistors relativ leicht studieren und beschreiben, indem man ihn als einen (aktiven) Vierpol auffaßt. Ein solcher Vierpol besitzt

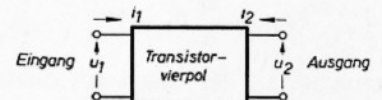


Bild 47: Allgemeine Darstellung eines Vierpols

zwei Anschlüsse am Eingang und zwei am Ausgang (Bild 47). Mit den vier an den Anschlußpunkten meßbaren elektrischen Größen, Eingangsspannung  $u_1$ , Eingangsstrom  $i_1$ , Ausgangsspannung  $u_2$  und Ausgangsstrom  $i_2$  ist das Verhalten eines derartigen Vierpols vollkommen beschrieben. Dabei ist völlig uninteressant, was

im einzelnen im Inneren dieses Vierpols vorgeht und wie dieser aufgebaut ist, jedoch werden hierbei wieder lineare Verhältnisse vorausgesetzt, die beim Transistor im Kleinsignalbetrieb genügend genau erfüllt sind. Bei dieser Darstellungsweise lassen sich stets zwei der vier elektrischen Größen durch die verbleibenden zwei Größen angeben. Für die Ermittlung der gegenseitigen Beziehungen eignet sich besonders die Matrizenrechnung. Im folgenden sind drei der möglichen Matrizendarstellungen angegeben:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad \text{(I)}$$

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad \text{(II)}$$

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad \text{(III)}$$

Nach diesen Matrizengleichungen lassen sich Ersatzschaltungen zeichnen, die in den nachfolgenden Bildern dargestellt sind.

#### z-Ersatzschaltbild

Bild 48 zeigt das z-Ersatzschaltbild. Dieser Vierpol ist nach (I) durch die beiden Gleichungen

$$u_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2, \quad \text{(10)}$$

$$u_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2 \quad \text{(11)}$$

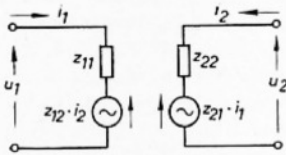


Bild 48: z-Ersatzschaltbild eines Vierpols

beschrieben. Hierbei stellen die z-Parameter Widerstände dar, die Kenngrößen des Vierpols (Transistors) sind und durch einfache Messungen ermittelt werden können. Liegt beispielsweise am Eingang des Vierpols eine Wechselspannungsquelle mit der Klemmenspannung  $u_1$ , so fließt im Eingangskreis der Wechselstrom  $i_1$ . Nimmt man ferner an, daß der Ausgang im Leerlauf betrieben wird, so daß  $i_2 = 0$ , ergibt sich aus Gleichung (10)

$$u_1 = z_{11} i_1 + z_{12} \cdot 0,$$

$$z_{11} = \frac{u_1}{i_1} (i_2 = 0).$$

Danach ist  $z_{11}$  der Eingangswiderstand des Vierpols bei ausgangsseitigem Leerlauf.

Aus Gleichung (11) ergibt sich gleichzeitig

$$u_2 = z_{21} i_1 + z_{22} \cdot 0,$$

$$z_{21} = \frac{u_2}{i_1} (i_2 = 0).$$

$z_{21}$  stellt den Vorwärtswiderstand bei ausgangsseitigem Leerlauf dar. Er bildet zusammen mit dem Eingangsstrom  $i_1$ , das

im Ausgangskreis wirksame aktive Element, dargestellt durch die Spannungsquelle  $z_{21} i_1$ .

Eine ähnliche Messung in umgekehrter Richtung ergibt die verbleibenden Parameter  $z_{12}$  und  $z_{22}$ . In diesem Fall wird der Eingang im Leerlauf betrieben, so daß  $i_1 = 0$ .

Aus Gleichung (10) ergibt sich

$$u_1 = z_{11} \cdot 0 + z_{12} i_2,$$

$$z_{12} = \frac{u_1}{i_2} (i_1 = 0).$$

Durch diesen Widerstand  $z_{12}$  wird die in den Eingangskreis rückwirkende Spannung  $z_{12} i_2$  angegeben. Somit können die Eingangs-Betriebsgrößen des Vierpols ermittelt werden.

Aus Gleichung (11) ergibt sich gleichzeitig

$$u_2 = z_{21} \cdot 0 + z_{22} i_2,$$

$$z_{22} = \frac{u_2}{i_2} (i_1 = 0).$$

$z_{22}$  ist somit der Ausgangswiderstand bei eingangsseitigem Leerlauf.

#### y-Ersatzschaltbild

Dieser Vierpol ist nach (II) durch die beiden Gleichungen

$$i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2,$$

$$i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2$$

beschrieben.

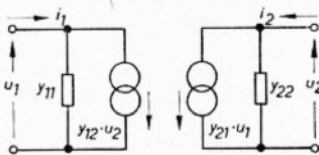


Bild 49: y-Ersatzschaltbild eines Vierpols

Dabei ist

$$y_{11} = \frac{i_1}{u_1} (u_2 = 0)$$

$$y_{12} = \frac{i_1}{u_2} (u_1 = 0)$$

$$y_{21} = \frac{i_2}{u_1} (u_2 = 0)$$

$$y_{22} = \frac{i_2}{u_2} (u_1 = 0).$$

Danach ist also  $y_{11}$  der Eingangleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang und  $y_{22}$  der Ausgangleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang.  $y_{12}$  und  $y_{21}$  sind die entsprechenden Gegenleitwerte in beiden Richtungen.

Bild 49 zeigt das y-Ersatzschaltbild eines Vierpols.

#### h-Ersatzschaltbild

Im Bild 50 ist das h-Ersatzschaltbild eines Vierpols dargestellt. Dieser Vierpol ist nach (III) durch die beiden Gleichungen

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2,$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$$

beschrieben.

Dabei ist:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} (u_2 = 0)$$

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} (i_1 = 0)$$

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} (u_2 = 0)$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} (i_1 = 0).$$

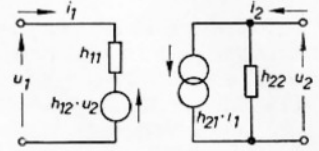


Bild 50: h-Ersatzschaltbild eines Vierpols

Danach stellt  $h_{11}$  den Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang dar, und  $h_{12}$  ist die Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang.  $h_{21}$  gibt die Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang und  $h_{22}$  den Ausgangsleitwert bei offenem Eingang an.

Wie aus den Definitionsgleichungen ersichtlich, ergeben sich für die h-Parameter verschiedene Dimensionen.  $h_{11}$  hat die Dimension eines Widerstandes ( $\Omega$ ),  $h_{12}$  und  $h_{21}$  sind dimensionslos und  $h_{22}$  hat die Dimension eines Leitwertes ( $\Omega^{-1}$ ). Demgegenüber haben die Parameter des z-Ersatzschaltbildes die Dimension eines Widerstandes und die des y-Ersatzschaltbildes die Dimension eines Leitwertes. Aus den hier gezeigten Vierpoldarstellungen lassen sich noch eine Reihe von erweiterten Schaltungen ableiten. Wenn man daran denkt, daß mit steigender Arbeitsfrequenz die Wirkung der inneren Kapazitäten immer mehr in den Vordergrund tritt, so ergibt sich die Notwendigkeit, diese im Ersatzschaltbild entsprechend zu berücksichtigen. Arbeitet man jedoch in einem Frequenzbereich, der wesentlich unterhalb der Grenzfrequenz des Transistors liegt, so lassen sich die hier erwähnten einfachen Ersatzschaltungen ohne weiteres anwenden. Der Vorteil dieser Schaltungen besteht vor allem darin, daß jede der vier Parameter eine Aussage über ein bestimmtes Verhalten des Transistorvierpols darstellt. Welchem Ersatzschaltbild man nun den Vorzug gibt, hängt von mehreren Faktoren ab. Unter anderem interessiert die Frage, welche der Parameter sich am einfachsten messen lassen. In letzter Zeit wird deshalb die h-Parameterdarstellung in der Praxis vorzugsweise angewendet. Nach der in den Bildern 24 und 28 [siehe radio und fernsehen 4 und 6 (1960)] gezeigten Kennliniendarstellung eines Transistors lassen sich die h-Parameter unmittelbar ablesen, und zwar als Differentialkoeffizient am Arbeitspunkt einer Kurve. Danach ergibt sich aus der Steigung der Kennlinie jeweils am Arbeitspunkt

- im I. Quadranten  $h_{22}$ ,
- im II. Quadranten  $h_{21}$ ,
- im III. Quadranten  $h_{11}$
- und im IV. Quadranten  $h_{12}$ .

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

Das h-Ersatzschaltbild kann man ohne weiteres auf die drei Grundschaltungen des Transistors anwenden. Die Vierpolparameter nehmen jedoch in jedem Fall unterschiedliche Werte an. Im Bild 51 sind die drei Grundschaltungen mit den dazugehörigen h-Ersatzschaltbildern gezeigt.

Die Parameter werden

- in der Basisschaltung mit  $h_{11b}, h_{12b}, h_{21b}, h_{22b}$ ;
- in der Emitterschaltung mit  $h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e}$ ;
- in der Kollektorschaltung mit  $h_{11c}, h_{12c}, h_{21c}, h_{22c}$ .

bezeichnet.

Die im Bild 51 d angegebenen Richtwerte für die h-Parameter gestatten eine Beurteilung über die Einsatzmöglichkeiten eines Transistors in einer bestimmten Schaltung. Die Parameter einer Schaltungsart können ohne Schwierigkeit auf eine andere Grundschaltung umgerechnet werden. Die entsprechenden Umrechnungsformeln, auf deren Ableitung hier verzichtet werden soll, sind in den Halbleiterinformationen — radio und fernsehen 9 (1960) S. 269 — zusammengestellt.

Der Vollständigkeit halber sei hier noch einmal das Kennlinienfeld eines Transis-

tors in Emitterschaltung gezeigt (Bild 52). Die h-Parameter ergeben sich nach der Wahl des Arbeitspunktes aus der Steigung der jeweiligen Kennlinie.

Hieraus folgt:

$$\tan \tau = \left( \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \right)_{(i_B=0)} = h_{22e},$$

$$\tan \varphi = \left( \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right)_{(U_{CE}=0)} = h_{21e},$$

$$\tan \psi = \left( \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right)_{(U_{CE}=0)} = h_{11e},$$

$$\tan \theta = \left( \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \right)_{(i_B=0)} = h_{12e}.$$

Es ist ohne weiteres einzusehen, daß auf Grund des nichtlinearen Verlaufs der Kennlinien die Werte der h-Parameter abhängig vom Arbeitspunkt sind. In dem hier angegebenen Beispiel (Bild 52) beziehen sich die h-Parameter auf den Arbeitspunkt  $U_{CE} = 5 \text{ V}$  und  $I_C = 1 \text{ mA}$ . Bei Vorhandensein eines vollständigen Kennlinienfeldes kann man demnach die vier h-Parameter aus der Steigung der Kennlinie in einem beliebigen Arbeitspunkt ermitteln. Diese Methode führt jedoch zu ungenauen Werten. In der Praxis ermittelt man deshalb die h-Parameter auf direkten meßtechni-

schem Wege, ohne vorher das gesamte Kennlinienfeld aufzunehmen.

## T- und $\pi$ -Ersatzschaltbild

Weitere Ersatzschaltungen kann man konstruieren, wenn man ein mögliches Netzwerk betrachtet und die Parameter mit denen der vorhergehenden Vierpole vergleicht.

T-Ersatzschaltbild: Nach Bild 53 kann man sich ein T-Ersatzschaltbild aus den drei Gliedern  $Z_1, Z_2, Z_3$  und dem aktiven Element  $Z_4 \cdot i_1$  aufgebaut denken.

Für dieses Netzwerk ergibt sich:

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 Z_1 + (i_1 + i_2) Z_2, \\ u_2 &= i_1 Z_4 + i_2 Z_3 + (i_1 + i_2) Z_2, \\ u_1 &= i_1 (Z_1 + Z_2) + i_2 Z_2, \end{aligned} \quad (1)$$

$$u_2 = i_1 (Z_2 + Z_4) + i_2 (Z_2 + Z_3) \quad (2)$$

oder

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_1 + Z_2 & Z_2 \\ Z_2 + Z_4 & Z_2 + Z_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}.$$

Ein Vergleich mit der z-Matrix ergibt:

$$\begin{pmatrix} Z_1 + Z_2 & Z_2 \\ Z_2 + Z_4 & Z_2 + Z_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix},$$

danach ist:

$$\begin{aligned} Z_1 + Z_2 &= z_{11}, & \text{oder } Z_2 &= z_{12}, \\ Z_2 &= z_{12}, & Z_1 &= z_{11} - z_{12}, \\ Z_2 + Z_4 &= z_{21}, & Z_4 &= z_{21} - z_{12}, \\ Z_2 + Z_3 &= z_{22}, & Z_3 &= z_{22} - z_{12}. \end{aligned}$$

In die Gleichungen (1) und (2) eingesetzt:

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 z_{11} + i_2 z_{12}, \\ u_2 &= i_1 z_{21} + i_2 z_{22}. \end{aligned}$$

$\pi$ -Ersatzschaltbild: Nach Bild 54 kann man sich ein  $\pi$ -Ersatzschaltbild aus den drei Gliedern  $Y_1, Y_2, Y_3$  und dem aktiven Element  $Y_4 \cdot u_1$  aufgebaut denken.

Für dieses Netzwerk gilt:

$$\begin{aligned} i_1 &= u_1 Y_1 + (u_1 - u_2) Y_2, \\ i_2 &= u_1 Y_4 + (u_2 - u_1) Y_2 + u_2 Y_3, \\ i_1 &= u_1 (Y_1 + Y_2) - u_2 Y_2, \end{aligned} \quad (3)$$

$$i_2 = u_1 (Y_4 - Y_2) + u_2 (Y_3 + Y_2). \quad (4)$$

Ein Vergleich mit der y-Matrix ergibt:

$$\begin{pmatrix} Y_1 + Y_2 & -Y_2 \\ Y_4 - Y_2 & Y_3 + Y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix}.$$

Danach ist:

$$\begin{aligned} Y_1 + Y_2 &= y_{11}, & \text{oder } Y_2 &= -y_{12}, \\ -Y_2 &= y_{12}, & Y_1 &= y_{11} + y_{12}, \\ Y_4 - Y_2 &= y_{21}, & Y_4 &= y_{21} - y_{12}, \\ Y_3 + Y_2 &= y_{22}, & Y_3 &= y_{22} + y_{12}. \end{aligned}$$

In die Gleichungen (3) und (4) eingesetzt:

$$\begin{aligned} i_1 &= u_1 y_{11} + u_2 y_{12}, \\ i_2 &= u_1 y_{21} + u_2 y_{22}. \end{aligned}$$

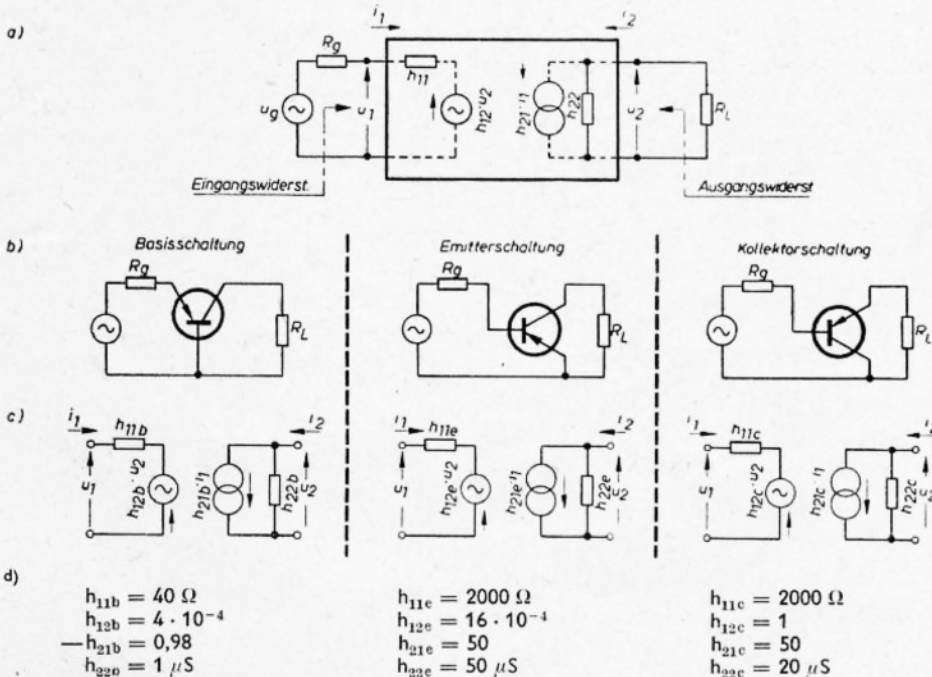


Bild 51: a) Vierpol-Darstellung einer Verstärkerschaltung, b) schematische Darstellung der drei Transistorgrundschaltungen, c) h-Parameter Ersatzschaltbilder der drei Grundschaltungen, d) Richtwerte für die Größen der h-Parameter eines NF-Transistors

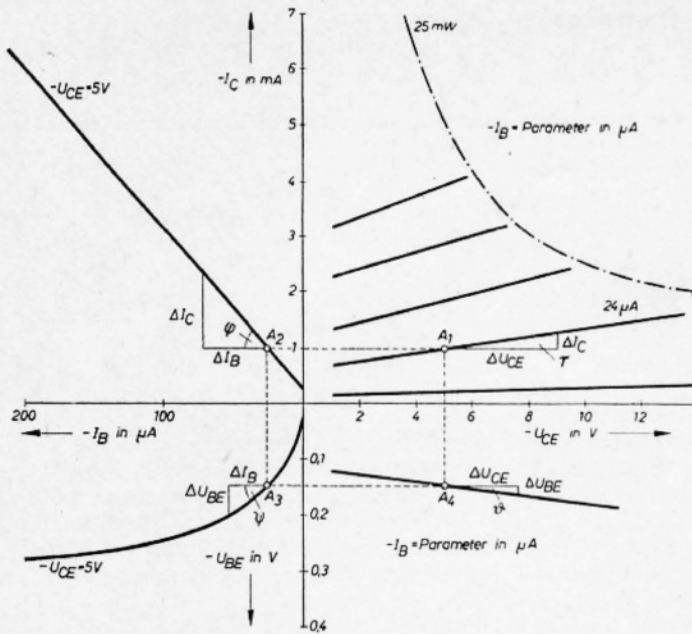


Bild 52: Kennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung

**Messung der h-Parameter eines Transistors**

Da sich laut Definition die h-Parameter auf eingangsseitigen Leerlauf bzw. ausgangssseitigen Kurzschluß beziehen, müssen diese Verhältnisse bei der meßtechnischen Ermittlung der h-Parameter nachgebildet werden. Außerdem sind bei der Messung die tatsächlichen Betriebsverhältnisse zu Grunde zu legen, da die h-Parameter vom Arbeitspunkt, der Raumtemperatur und der Frequenz abhängig

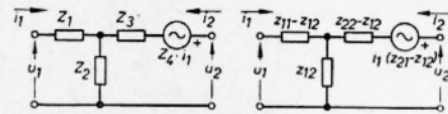


Bild 53: T-Ersatzschaltbild eines Vierpols

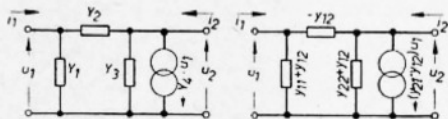


Bild 54: π-Ersatzschaltbild eines Vierpols

sind. Beim Transistor OC 814 beispielsweise werden vom Herstellerwerk die h-Parameter für den Arbeitspunkt  $-U_{CB} = 5\text{ V}$  (Basisschaltung) bzw.  $-U_{CE} = 5\text{ V}$  (Emitterschaltung) und  $-I_C = 1\text{ mA}$ , bei einer Umgebungstemperatur  $T_a = 25\text{ °C}$  und einer Meßfrequenz von  $1000\text{ Hz}$  angegeben. Die nachfolgenden Meßschaltungen für die Ermittlung der h-Parameter eines Transistors in Basisschaltung, können unter Beachtung der veränderten Strom- und Spannungsverhältnisse ohne weiteres für die Bestimmung der h-Parameter in Emitterschaltung oder Kollektorschaltung herangezogen werden.

**Kurzschlußeingangswiderstand**

Der Parameter  $h_{11b}$ , der den Eingangswiderstand des Transistors bei kurzgeschlossenem Ausgang angibt, kann durch eine einfache Strom-Spannungsmessung am Eingang ermittelt werden. Zweck-

mäßiger jedoch ist die Meßanordnung nach Bild 55.

Die Brückenschaltung, bestehend aus den Gliedern  $R_1, R_2, R_3$  und  $h_{11b} \parallel R_4$ , wird durch einen Tongenerator ( $f = 1000\text{ Hz}$ ) gespeist. Über die Anschlußpunkte A und B wird der gewünschte Arbeitspunkt des Transistors eingestellt. Der erforderliche wechselstrommäßige Kurzschluß am Ausgang ( $u_2 = 0$ ) läßt sich durch einen Kondensator großer Kapazität ( $10\text{ µF}$ ) herstellen. In der Stellung II des Umschalters S wird die Wechselspannung  $u_{II}$  am Widerstand  $R_2$  und in Stellung I die Wechselspannung  $u_I$  ( $u_1$ ) am Eingang des Transistors mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Nimmt man nun an, daß  $R_1 \gg R_2$  und  $R_3 \gg h_{11b}$ , so werden die beiden Brückenströme  $i_{II}$  und  $i_I$  praktisch von  $R_1$  bzw.  $R_3$  bestimmt. Für den Fall  $R_1 = R_3$  kann man demnach  $i_I = i_{II}$  setzen.

Der Widerstand  $R_4$ , der lediglich zur Einspeisung des Emitterstromes  $I_E$  dient, kann groß gegenüber  $h_{11b}$  gewählt werden ( $R_4 \gg h_{11b}$ ), so daß er als Parallelwiderstand gegenüber  $h_{11b}$  vernachlässigt werden kann. Danach ergibt sich:

$$\begin{aligned} i_I &= i_E, \\ u_I &= i_I h_{11b}, \\ u_{II} &= i_{II} R_2; \end{aligned}$$

da  $i_I = i_{II}$ , ergibt sich:

$$\frac{u_I}{u_{II}} = \frac{h_{11b}}{R_2}, \quad h_{11b} = R_2 \frac{u_I}{u_{II}}$$

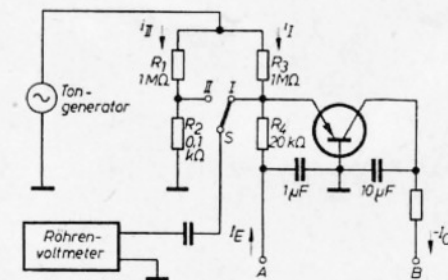


Bild 55: Schaltungsanordnung zur Bestimmung von  $h_{11b}$

Im Schaltbild sind für den Praktiker brauchbare Widerstandsgrößen angegeben. Hiernach ist:

$$h_{11b} = 100(\Omega) \cdot \frac{u_I}{u_{II}}$$

**Kurzschlußstromverstärkung**

Die Kurzschlußstromverstärkung  $h_{21b}$  ist laut Definition gegeben durch  $h_{21b} = \frac{i_2}{i_1}$  bei kurzgeschlossenem Ausgang ( $u_2 = 0$ ). Da die beiden Ströme  $i_1$  ( $i_E$ ) und  $i_2$  ( $i_C$ ) nahezu gleich sind, ergeben sich bei deren

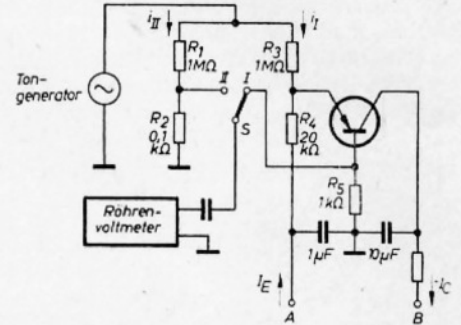


Bild 56: Schaltungsanordnung zur Bestimmung von  $h_{21b}$

genauen Ermittlung erhebliche meßtechnische Schwierigkeiten. Es ist daher zweckmäßiger, die Kurzschlußstromverstärkung aus der Beziehung

$$h_{21b} = \frac{i_B}{i_E} - 1$$

zu bestimmen.

Die Ermittlung der beiden Ströme erfolgt nach der Meßschaltung (Bild 56). Für die Wirkungsweise und den Aufbau der Schaltung gelten die gleichen Überlegungen wie im vorhergehenden Abschnitt. Wenn  $R_1 \gg R_2, R_3 \gg h_{11b}$  und  $R_1 = R_3$  dann ist wieder  $i_I = i_{II}$ .

Ist außerdem  $R_4 \gg h_{11b}$  dann ist praktisch  $i_I = i_{II} = i_E$ .

Der Basisstrom  $i_B$  ergibt sich aus dem Spannungsabfall  $u_I$  an  $R_5$ , der proportional  $i_B$  ist.

$$u_I = i_B R_5,$$

$$\text{bzw. } i_B = \frac{u_I}{R_5}$$

An  $R_2$  tritt ein Spannungsabfall auf, der  $i_{II}$  proportional ist. Da  $i_{II} = i_E$ , ergibt sich:

$$u_{II} = i_E \cdot R_2,$$

$$\text{bzw. } i_E = \frac{u_{II}}{R_2}$$

Danach ist:

$$h_{21b} = \frac{u_I}{u_{II}} \frac{R_2}{R_5} - 1$$

oder mit der praktischen Dimensionierung der Schaltung:

$$h_{21b} = \frac{u_I}{u_{II}} \frac{1}{10} - 1.$$

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

## Leerlaufspannungsrückwirkung

Die Spannungsrückwirkung  $h_{12b} = \frac{u_1}{u_2}$  bei offenem Eingang ( $i_1 = 0$ ) kann mit der im Bild 57 gezeigten Meßschaltung ermittelt werden. Über die Anschlüsse A und B wird der gewünschte Arbeitspunkt eingestellt. Der wechselstrommäßige Leerlauf im Eingangskreis ( $i_1 = 0$ ) kann durch einen auf die Meßfrequenz abgestimmten Parallelresonanzkreis erreicht werden. Die Klemmenspannung  $u_2$  des Tongenerators wird über einen Übertrager mit  $\bar{u} = 1$  und einen Kondensator großer Kapazität ( $10 \mu\text{F}$ ) dem Transistorausgang zugeführt. In Stellung II des Umschalters S wird unter Berücksichtigung des Spannungsteilers  $R_1, R_2$  die dem Transistorausgang zugeführte Spannung  $u_2$  mit Hilfe eines Röhrevoltmeters gemessen. In Stellung I ermittelt man die in den Transistoreingang rückwirkende Spannung  $u_1$ .

Danach ist:

$$\frac{u_2}{R_1 + R_2} = \frac{u_{II}}{R_2}, \text{ da } R_1 \gg R_2$$

kann man

$$u_2 = \frac{R_1}{R_2} u_{II}$$

setzen.

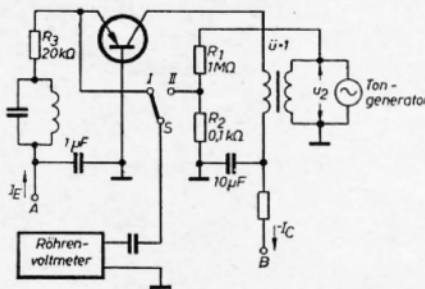


Bild 57: Schaltungsanordnung zur Bestimmung von  $h_{12b}$

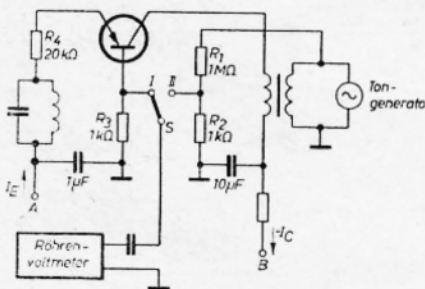


Bild 58: Schaltungsanordnung zur Bestimmung von  $h_{22b}$

Ferner ist:

$$u_1 = u_1,$$

$$h_{12b} = \frac{u_1}{u_{II}} \frac{R_2}{R_1}$$

oder

$$h_{12b} = \frac{u_1}{u_{II}} 10^{-4}.$$

## Leerlaufausgangsleitwert

Der Leerlaufausgangsleitwert  $h_{22b} = \frac{i_2}{u_2}$  bei eingangsseitigem Leerlauf ( $i_1 = 0$ ) kann durch eine der Schaltungsanordnungen nach Bild 57 ähnlichen Schaltung, siehe Bild 58, ermittelt werden. Der gewünschte Arbeitspunkt wird über A und B eingestellt. Der Parallelresonanzkreis am Eingang sorgt für den eingangsseitigen Leerlauf. Die dem Transistorausgang zugeführte Spannung  $u_2$  wird wieder unter Berücksichtigung des Spannungsteilers  $R_1/R_2$  in Schalterstellung II ermittelt. Da bei eingangsseitigem Leerlauf der Ausgangsstrom  $i_2$  über die Basis fließt, erscheint an  $R_3$  ein dem Ausgangsstrom proportionaler Spannungsabfall  $u_1$ , der in Schalterstellung I gemessen wird. Danach ist:

$$u_2 = \frac{R_1}{R_2} u_{II}$$

und

$$u_1 = i_2 R_3, \quad i_2 = \frac{u_1}{R_3}$$

Somit wird:

$$h_{22b} = \frac{u_1}{u_{II}} \frac{R_2}{R_3 R_1}$$

oder

$$h_{22b} = \frac{u_1}{u_{II}} 10^{-6}.$$

## Niederfrequenzverstärker

Obwohl sich die Verstärkerröhre vom Transistor in der physikalischen Wirkungsweise wesentlich unterscheidet, lassen sich die von den Röhrenverstärkerschaltungen gewohnten Regeln weitgehend auf Transistorverstärkerschaltungen übertragen, sofern dabei die Besonderheiten des Transistors berücksichtigt werden. In den folgenden Betrachtungen beschränken wir uns auf Arbeitsfrequenzen, die im Niederfrequenzgebiet liegen, so daß die Kennwerte der Transistoren als reelle Größen aufgefaßt werden können. Ähnlich wie bei Röhrenverstärkerschaltungen muß man auch hier zwischen Verstärkern für Kleinsignal- und solchen für Großsignalbetrieb unterscheiden.

Kennzeichnend für alle Verstärkerschaltungen mit Transistoren ist der stets zu berücksichtigende Eingangsstrom (Steuerstrom), während man es bei Verstärkerröhren eingangsseitig praktisch nur mit einer Spannung zu tun hat. Bei einem Transistorverstärker ist demnach eingangsseitig immer eine Steuerleistung erforderlich, so daß dieser streng genommen als Leistungsverstärker angesehen werden muß. Hiernach hat ein Transistor-Niederfrequenz(NF)-Verstärker die Aufgabe, eine am Eingang durch eine Signalquelle gegebene tonfrequente Leistung über ein oder mehrere Stufen zu verstärken und einen am Ausgang liegenden Arbeitswiderstand (Verbraucher) zuzuführen. Jede einzelne Stufe kann man sich als einen selbständigen Verstärker vorstellen, der einen Teil der Gesamtverstärkung zu liefern hat.

## Kleinsignalverstärker

Von einem Kleinsignalverstärker wird im allgemeinen dann gesprochen, wenn die Transistorkennlinien bei geeignetem Arbeitspunkt und hinreichend kleiner Aussteuerung noch als geradlinig angesehen werden können und wenn die Aussteuerung unter der Verlusthyperbel erfolgt.

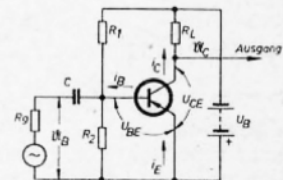


Bild 59: Schaltung einer Transistorverstärkerstufe

Die hierbei auftretenden Einzelvorgänge, wie der zeitliche Verlauf der Ströme und Spannungen, sollen zunächst anhand der Bilder 59 und 60 erläutert werden. Der Transistorstufe wird die zur Einstellung des Arbeitspunktes A nötige Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  über den Spannungsteiler  $R_1, R_2$  zugeführt. Im Basis- sowie im Kollektorkreis fließen die Gleichströme  $I_B$  und  $I_C$ . Die am Transistor liegende Gleichspannung  $U_{CE}$  ist gegeben durch:

$$U_{CE} = U_B - I_C \cdot R_L.$$

Diese ist also um den Gleichspannungsabfall  $I_C \cdot R_L$  kleiner, als die Batteriespannung  $U_B$ . Diese Beziehung stellt die Gleichung für eine Gerade dar. Da sie durch den Widerstand  $R_L$  bestimmt wird, nennt man sie Widerstandsgerade. Nach obenstehender Beziehung erhält man die Widerstandsgerade — siehe Bild 60a —

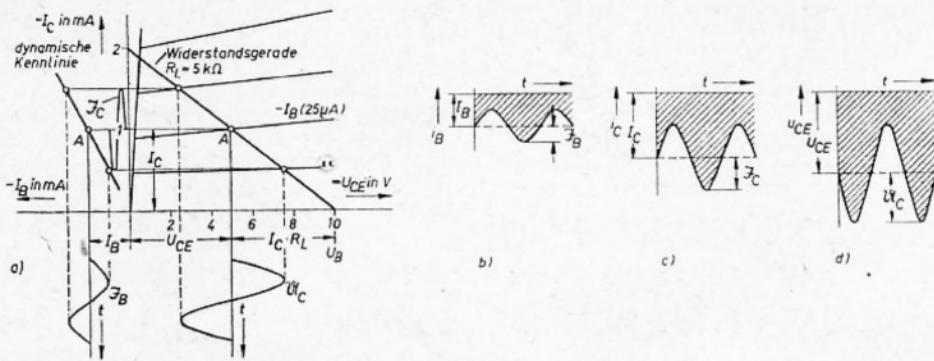


Bild 60: a) Konstruktion des zeitlichen Verlaufs der Ströme und Spannungen im Transistor-kennlinienfeld, b) zeitlicher Verlauf des Basisstromes  $i_B$ , c) zeitlicher Verlauf des Kollektorstromes  $i_C$ , d) zeitlicher Verlauf der Kollektorspannung  $u_{CE}$

am einfachsten durch die Achsenabschnitte:

$$\text{für } I_C = 0 \text{ ist } U_{CE} = U_B$$

$$\text{und für } U_{CE} = 0 \text{ ist } I_C = \frac{U_B}{R_L}$$

Nach Bild 59 liegt außerdem im Basis-kreis über den Koppelkondensator C die Signalquelle mit der Wechselspannung  $u_B$ . Diese ruft im Basis- und Kollektorkreis eine Änderung der Ströme hervor. Den im Basis-kreis fließenden Strom kann man sich als die Summe aus dem Gleichstrom  $I_B$  und den Wechselstrom mit der Amplitude  $\mathfrak{I}_B$  vorstellen (siehe Bild 60b).

Damit ist also:

$$i_B = I_B + \mathfrak{I}_B \cdot \sin \omega t.$$

Gleiches gilt für den Kollektorstrom (siehe Bild 60c).

Damit ist also:

$$i_C = I_C + \mathfrak{I}_C \cdot \sin \omega t.$$

Der schwankende Kollektorstrom durchfließt den Lastwiderstand  $R_L$  und verursacht an dessen Klemmen eine Spannungsschwankung.

Somit kann man sich die Spannung am Transistor aus der Gleichspannung  $U_{CE}$  und der Wechselspannung mit der Amplitude  $u_C$  zusammengesetzt denken (siehe Bild 60d).

Danach ist:

$$u_{CE} = U_{CE} - u_C \cdot \sin \omega t.$$

Aus dieser Gleichung kommt die Phasenbeziehung zwischen Kollektorstrom und Kollektorspannung zum Ausdruck. Nach den Bildern 60c und d wird die Kollektorspannung kleiner, wenn der Kollektorstrom ansteigt.

Betriebsgrößen der Verstärkerstufe

Für die Ermittlung der Betriebsgrößen einer derartigen Verstärkerstufe wird das sehr oft verwendete h-Ersatzschaltbild zugrunde gelegt. Es gilt:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2, \quad (1)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2. \quad (2)$$

Der im Bild 61 dargestellte Transistorvierpol mit seinem Ausgangswiderstand  $r_2$  ist ausgangseitig mit dem Lastwiderstand  $R_L$  abgeschlossen. Im Eingangskreis liegt ein Wechselspannungsgenerator und dessen Innenwiderstand  $R_g$ . Ferner besitzt der Transistorvierpol einen Eingangswiderstand  $r_1$ , der die Belastung für den Generator darstellt.

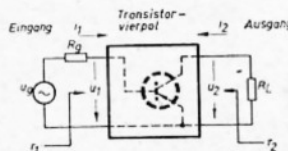


Bild 61: Vierpoldarstellung eines Transistorverstärkers

Für den Ein- und Ausgangskreis des abgeschlossenen Vierpols gelten folgende Beziehungen:

$$\text{Eingangsspannung } u_1 = u_g - i_1 R_g, \quad (3)$$

$$\text{Ausgangsspannung } u_2 = -i_2 R_L. \quad (4)$$

Aus den Gleichungen (1), (2), (3) und (4) lassen sich nun alle interessierenden Betriebsgrößen ableiten. Zur Vereinfachung der Schreibweise wird die Determinante

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} \quad (5)$$

eingeführt.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß sich die folgenden Ableitungen auf keine bestimmte Transistorgrundschrift beziehen, sondern allgemein gültig sind. Lediglich des besseren Verständnisses wegen ist im Vierpol (Bild 61) die Emittergrundschrift angedeutet.

Ströme und Spannungen der Stufe

Gleichung (3) in (1) eingesetzt, ergibt:

$$u_g - i_1 \cdot R_g = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2,$$

nach  $i_1$  aufgelöst:

$$i_1 = \frac{u_g - u_2 \cdot h_{12}}{h_{11} + R_g}. \quad (6)$$

Diese Beziehung in Gleichung (2) eingesetzt:

$$i_2 = h_{21} \frac{u_g - u_2 \cdot h_{12}}{h_{11} + R_g} + h_{22} \cdot u_2,$$

und für  $u_2$  Gleichung (4) eingeführt:

$$i_2 = h_{21} \frac{u_g + h_{12} \cdot R_L \cdot i_2}{h_{11} + R_g} - h_{22} \cdot R_L \cdot i_2.$$

In diese Beziehung Gleichung (5) eingesetzt und nach  $i_2$  aufgelöst, ergibt den Ausgangs- bzw. Kollektorstrom:

$$i_2 = u_g \frac{h_{21}}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)}. \quad (7)$$

In die Beziehung (4) wird Gleichung (7) eingesetzt. Somit ergibt sich die Ausgangs- bzw. Kollektorspannung:

$$u_2 = -u_g \frac{R_L \cdot h_{21}}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)}. \quad (8)$$

Gleichung (8) wird in (6) eingesetzt:

$$i_1 = u_g \frac{1 + \frac{R_L \cdot h_{21} \cdot h_{12}}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)}}{h_{11} + R_g}.$$

Damit ergibt sich der Eingangsstrom:

$$i_1 = u_g \frac{1 + R_L \cdot h_{22}}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)}. \quad (9)$$

In Gleichung (3) wird (9) eingesetzt:

$$u_1 = u_g - u_g \frac{1 + R_L \cdot h_{22}}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)} R_g,$$

damit ergibt sich die Eingangsspannung:

$$u_1 = u_g \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)}. \quad (10)$$

Die Gleichungen (7), (8), (9) und (10) stellen die Ströme  $i_1$  und  $i_2$  sowie die Spannungen  $u_1$  und  $u_2$  des Vierpols bzw. der Verstärkerstufe in Abhängigkeit des Lastwiderstandes  $R_L$  und des Generatorwiderstandes  $R_g$  dar.

Für  $R_L = 0$  (kurzgeschlossener Ausgang) wird nach:

$$\text{Gl. (9) } i_{1(R_L=0)} = \frac{u_g}{h_{11} + R_g}, \quad (9a)$$

$$\text{Gl. (10) } u_{1(R_L=0)} = h_{11} \frac{u_g}{h_{11} + R_g}, \quad (10a)$$

$$\text{Gl. (7) } i_{2(R_L=0)} = u_g \frac{h_{21}}{h_{11} + R_g}, \quad (7a)$$

$$\text{Gl. (8) } u_{2(R_L=0)} = 0. \quad (8a)$$

Die Richtigkeit der Beziehungen (9a), (10a) und (8a) ist ohne weiteres einzusehen. Gleichung (7a) ist ebenfalls verständlich, wenn man an die Definition

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1(u_2=0)} \text{ denkt.}$$

Für  $R_L \rightarrow \infty$  (offener Ausgang) wird nach:

$$\text{Gl. (7) } i_{2(R_L \rightarrow \infty)} = 0, \quad (7b)$$

$$\text{Gl. (8) } u_2 = -u_g \frac{h_{21}}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g}. \quad (8b)$$

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

## Ein- und Ausgangswiderstand

Der Eingangswiderstand ist gegeben durch:

$$r_1 = \frac{u_1}{i_1},$$

die Gleichungen (10) und (9) darin eingesetzt ergeben den Eingangswiderstand:

$$r_1 = \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + R_L \cdot h_{22}} \quad (11)$$

Der Eingangswiderstand wird vom Lastwiderstand  $R_L$  bestimmt. Für  $R_L = 0$  (kurzgeschlossener Ausgang) wird:

$$r_{1(R_L=0)} = h_{11} \quad (11a)$$

und für  $R_L \rightarrow \infty$  (offener Ausgang) wird:

$$r_{1(R_L \rightarrow \infty)} = \frac{\Delta h}{h_{22}} = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22}} \quad (11b)$$

Im Bild 62 ist der Eingangswiderstand  $r_1$  in Abhängigkeit vom Lastwiderstand  $R_L$  für einen geläufigen NF-Transistor in Basis-Emitter- und Kollektorschaltung dargestellt. Beachtenswert ist dabei, daß der Eingangswiderstand einer derartigen Verstärkerstufe in Basis- und Kollektorschaltung mit größer werdendem Lastwiderstand ansteigt, in Emitterschaltung dagegen, abfällt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß  $h_{21b}$  und  $h_{21c}$  negativ sind,  $h_{21e}$  aber positiv.

Der Ausgangswiderstand ist gegeben durch  $r_2 = \frac{u_2}{i_2}$ . Man erhält ihn, wenn man Gleichung (6) in (2) einführt und

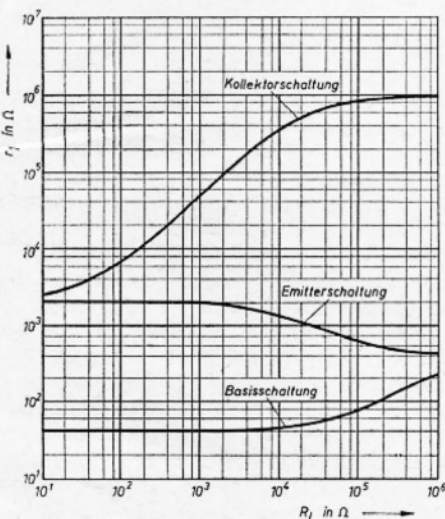


Bild 62: Eingangswiderstand in Abhängigkeit vom Lastwiderstand

dabei  $u_g = 0$  setzt:

$$i_2 = h_{21} \frac{-h_{12} \cdot u_2}{h_{11} + R_g} + h_{22} \cdot u_2.$$

Nach  $\frac{u_2}{i_2}$  aufgelöst, ergibt sich der Ausgangswiderstand:

$$r_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g} \quad (12)$$

Der Ausgangswiderstand ist vom Innenwiderstand  $R_g$  der Signalquelle abhängig.

Für  $R_g = 0$  (Generator mit vernachlässigbarem Widerstand  $R_g$ ) ist:

$$r_{2(R_g=0)} = \frac{h_{11}}{\Delta h} = \frac{1}{h_{22} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11}}} \quad (12a)$$

und für  $R_g \rightarrow \infty$

$$r_{2(R_g \rightarrow \infty)} = \frac{1}{h_{22}} \quad (12b)$$

Im Bild 63 ist der Ausgangswiderstand  $r_2$  in Abhängigkeit vom Generatorinnenwiderstand  $R_g$  für die drei Grundschaltungen dargestellt. Mit größer werdendem Generatorwiderstand steigt der Ausgangswiderstand der Verstärkerstufe in Basis- und Kollektorschaltung, während er in der Emitterschaltung fällt.

## Strom- und Spannungsverstärkung

Die Stromverstärkung  $G_i$  ist gegeben durch:

$$G_i = \frac{i_2}{i_1},$$

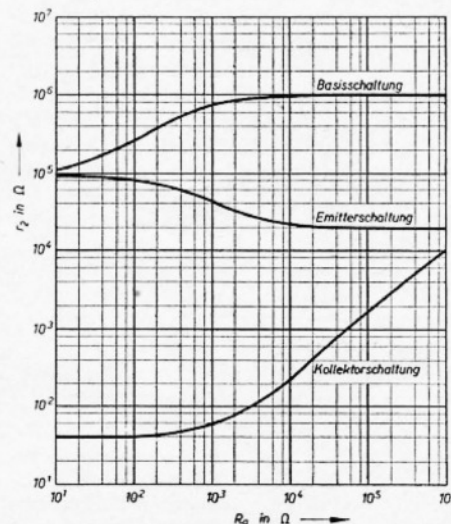


Bild 63: Ausgangswiderstand in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand

in den Gleichungen (7) und (9) eingesetzt, ist die Stromverstärkung:

$$G_i = \frac{h_{21}}{1 + R_L \cdot h_{22}} \quad (13)$$

Nach dieser Beziehung ist die Stromverstärkung  $G_i$  abhängig vom Lastwiderstand  $R_L$ . Mit steigendem  $R_L$  sinkt die Stromverstärkung.

Für  $R_L = 0$  ist  $G_{i(R_L=0)} = h_{21}$  (Kurzschlußstromverstärkung) und

für  $R_L \rightarrow \infty$  ist  $G_{i(R_L \rightarrow \infty)} = 0$ .

Im Bild 64 ist die Stromverstärkung einer Verstärkerstufe in Abhängigkeit vom Lastwiderstand dargestellt.

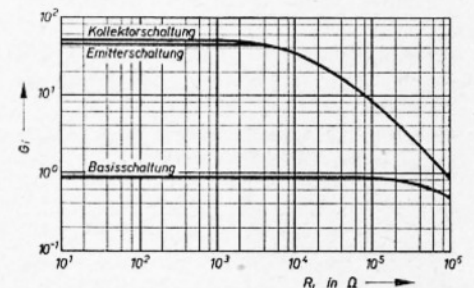


Bild 64: Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Lastwiderstand

Die Spannungsverstärkung  $G_u$  ist gegeben durch:

$$G_u = \frac{u_2}{u_1},$$

in die Gleichungen (8) und (10) eingesetzt, ergibt sich die Spannungsverstärkung:

$$G_u = - \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + R_L \cdot \Delta h} \quad (14)$$

Die Spannungsverstärkung ist ebenfalls vom Lastwiderstand  $R_L$  abhängig. Sie wächst mit größer werdendem  $R_L$ . Genau umgekehrt verhält sich dagegen die Stromverstärkung.

Für  $R_L = 0$  ist  $G_{u(R_L=0)} = 0$  und

für  $R_L \rightarrow \infty$  ist  $G_{u(R_L \rightarrow \infty)} = - \frac{h_{21}}{\Delta h}$ .

## Leistungen und Leistungsverstärkung

Nach Bild 59 — radio und fernsehen 18 (1960) S. 585 — wird die von der Signalquelle (Steuergenerator) abgegebene Wechselleistung  $P_g$  dem Transistoreingang zugeführt, wobei jedoch ein

Teil dieser Leistung am Generatorinnenwiderstand  $R_g$  verlorengeht. Im Ausgangskreis wird die verstärkte Leistung an den Lastwiderstand  $R_L$  abgegeben. Aus abgegebener und zugeführter Leistung ergibt sich die Leistungsverstärkung der Transistorstufe. Die vom Steuergenerator aufzubringende Leistung  $P_g$  ist:

$$P_g = \frac{U_g \cdot \mathfrak{S}_1}{2}, \text{ für } \mathfrak{S}_1 \text{ Gl. (9) eingesetzt:}$$

$$P_g = U_g^2 \frac{1 + R_L \cdot h_{22}}{2 [h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)]} \quad (15)$$

Die dem Transistoreingang zugeführte Leistung ist:

$$P_1 = \frac{U_1 \cdot \mathfrak{S}_1}{2}, \text{ für } \mathfrak{S}_1 \text{ Gl. (9) und für } U_1 \text{ Gl. (10) eingesetzt:}$$

$$P_1 = U_g^2 \frac{(1 + R_L \cdot h_{22}) (h_{11} + R_L \cdot \Delta h)}{2 [h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)]^2} \quad (16)$$

Die im Ausgangskreis an den Lastwiderstand  $R_L$  abgegebene Leistung  $P_2$  ergibt sich aus:

$$P_2 = \frac{U_2 \cdot \mathfrak{S}_2}{2}, \text{ für } \mathfrak{S}_2 \text{ Gl. (7) und für } U_2 \text{ Gl. (8) eingesetzt:}$$

$$P_2 = -U_g^2 \frac{R_L \cdot h_{21}^2}{2 [h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)]^2} \quad (17)$$

Aus den Beziehungen (15), (16) und (17) ergeben sich die Leistungsverstärkungen der Stufe. Die auf die Eingangsleistung  $P_1$  bezogene Leistungsverstärkung  $G_{P_1}$  ist

$$G_{P_1} = \left| \frac{P_2}{P_1} \right| = \frac{R_L \cdot h_{21}^2}{(1 + R_L \cdot h_{22}) (h_{11} + R_L \cdot \Delta h)} \quad (18)$$

und die Leistungsverstärkung  $G_{P_g}$  bezogen auf die vom Steuergenerator aufgebrauchte Leistung  $P_g$

$$G_{P_g} = \left| \frac{P_2}{P_g} \right| = \frac{R_L \cdot h_{21}^2}{(1 + R_L \cdot h_{22}) [h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)]} \quad (19)$$

Gleichfalls erhält man die Leistungsverstärkung aus der Stromverstärkung und der entsprechenden Spannungsverstärkung. Somit ist:

$$G_P = |G_u| \cdot |G_i|$$

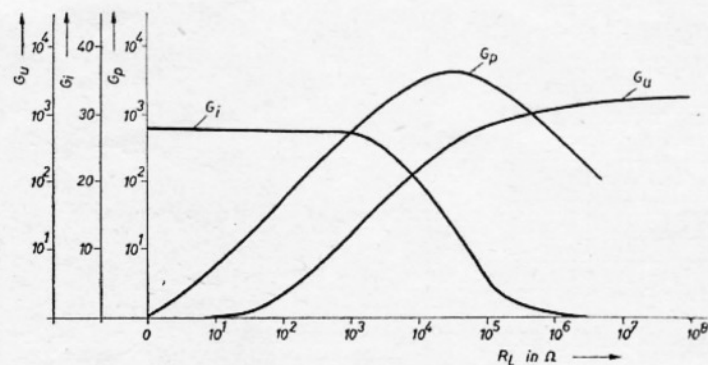


Bild 65: Leistungsverstärkung sowie Spannungs- und Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Lastwiderstand  $R_L$

Nach Gl. (18) ist die Leistungsverstärkung vom Lastwiderstand  $R_L$  abhängig. Für die beiden Extremwerte  $R_L = 0$  und  $R_L = \infty$  wird  $G_P = 0$ . Hiernach kann man vermuten, daß die Leistungsverstärkung mit größer werdendem  $R_L$  ansteigt, einen Maximalwert durchläuft und dann wieder absinkt. Im Bild 65 ist die Leistungsverstärkung eines handelsüblichen Transistors in Abhängigkeit vom Lastwiderstand  $R_L$  grafisch dargestellt. Die Leistungsverstärkung nimmt danach bei einem ganz bestimmten Wert von  $R_L$  ein Maximum an. Dieser Maximalwert wird erreicht, wenn man nach den bekannten Anpassungsbedingungen den Lastwiderstand  $R_L$  gleich dem Ausgangswiderstand der Transistorstufe macht. Die gleichen Überlegungen gelten auch für den Eingangskreis. Eine Anpassung am Eingang liegt immer dann vor, wenn der Generatorwiderstand  $R_g$  gleich dem Eingangswiderstand  $r_1$  des Transistors ist.

Somit ist:

$$R_g = r_1 = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L} \quad (11a)$$

Damit wird die dem Transistor zugeführte Leistung:

$$P_1 = \frac{\mathfrak{S}_1^2 \cdot R_g}{2} \text{ und mit } \mathfrak{S}_1 = \frac{U_g}{2 \cdot R_g}$$

$$P_1 = \frac{U_g^2}{8 \cdot R_g} \quad (21)$$

Mit Gleichung (17) erhält man somit:

$$G_{P_1} = \left| \frac{P_2}{P_1} \right| = \frac{4 \cdot R_L \cdot R_g \cdot h_{21}^2}{[h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} \cdot R_g)]^2}$$

Entsprechend der Anpassungsbedingung  $r_1 = R_g$ , wird für  $R_g$  Gl. (11a) eingesetzt. Man erhält die Leistungsverstärkung bei angepaßtem Eingang:

$$G_{P_1} = \frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22} \cdot R_L) (h_{11} + \Delta h \cdot R_L)} \quad (22)$$

Wird neben dieser eingangsseitigen Anpassung der Ausgangskreis ebenfalls angepaßt, so erhält man für den Verstärker eine optimale Leistungsverstärkung. Da einerseits der Eingangswiderstand  $r_1$  vom Lastwiderstand  $R_L$  und andererseits der Ausgangswiderstand  $r_2$  vom Generatorwiderstand  $R_g$  abhängig ist, ergibt sich für den Fall der ein- und ausgangsseitigen Anpassung für  $R_g$  und  $R_L$  ein optimaler Wert. Zu beiden Optimalwerten gelangt man, wenn entsprechend

der Anpassungsbedingung

$$R_g = r_1 = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L} \quad (11a)$$

$$R_L = r_2 = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g} \quad (12a)$$

$R_L$  durch Gl. (12a) und in Gl. (11a)  $R_g$  durch Gl. (11a) ersetzt wird.

Damit erhält man:

$$R_g = \frac{h_{11} + \Delta h \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g}}{1 + h_{22} \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g}}$$

Nach  $R_g$  aufgelöst, ist der optimale Generatorwiderstand:

$$R_{g \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot \Delta h}{h_{22}}} \quad (23)$$

Andererseits erhält man, wenn in Gl. (12a) für  $R_g$  Gl. (11a) eingeführt wird,

$$R_L = \frac{h_{11} + \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L}}{\Delta h + h_{22} \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L}}$$

den optimalen Lastwiderstand

$$R_{L \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot \Delta h}} \quad (24)$$

Aus dem Produkt der Gln. (23) und (24) ergibt sich der Ausdruck:

$$R_{g \text{ opt}} \cdot R_{L \text{ opt}} = \frac{h_{11}}{h_{22}} \quad (25)$$

Ferner erhält man die optimale Verstärkung, wenn in Gl. (22) für  $R_L$  Gl. (24) eingesetzt wird:

$$G_{P \text{ opt}} = \left( \frac{h_{21}}{\sqrt{h_{11} \cdot h_{22} + \Delta h}} \right)^2 \quad (26)$$

Bei der praktischen Anwendung des Transistors im Verstärkerbetrieb ist man stets bestrebt, den Fall der optimalen Anpassung möglichst genau zu erreichen.

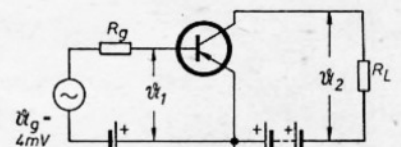


Bild 66: Transistorverstärkerstufe für das Berechnungsbeispiel

Dies ist jedoch wegen des niederohmigen Eingangswiderstandes des Transistors nicht ohne weiteres möglich und bereitet gewisse Schwierigkeiten. Besonders ungünstig liegen die Verhältnisse, wenn der hochohmige Ausgangswiderstand einer Transistorstufe an den (niederohmigen) Transistoreingang einer folgenden Stufe angepaßt werden soll. Die sich daraus ergebenden Fragen werden im Kapitel „Mehrstufige Verstärker“ näher behandelt.

Die vorliegenden mathematischen Ableitungen, die die Betriebsgrößen eines Transistorverstärkers zum Ausdruck bringen, gelten zunächst für eine Verstärkerschaltung allgemeiner Art [siehe Bild 59, radio und fernsehen 18 (1960)].

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

## Zusammenfassung der wichtigsten Berechnungsgleichungen

Eingangsgrößen	Ausgangsgrößen
$u_1 = u_g \frac{h_{11} + R_L \Delta h}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} R_g)}$	$u_2 = -u_g \frac{R_L h_{21}}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} R_g)}$
$i_1 = u_g \frac{1 + R_L h_{22}}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} R_g)}$	$i_2 = u_g \frac{h_{21}}{h_{11} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22} R_g)}$
$r_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + R_L \Delta h}{1 + R_L h_{22}}$	$r_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g}$

Stromverstärkung	Spannungsverstärkung	Leistungsverstärkung
$G_I = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + R_L h_{22}}$	$G_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_L h_{21}}{h_{11} + R_L \Delta h}$	$G_{P1} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{h_{21}^2 R_L}{(1 + R_L h_{22})(h_{11} + R_L \Delta h)}$

Betriebsgrößen bei optimaler Anpassung		
Generatorwiderstand	Lastwiderstand	Leistungsverstärkung
$R_{gopt} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot \Delta h}{h_{22}}}$	$R_{Lopt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot \Delta h}}$	$G_{Popt} = \left( \frac{h_{21}}{\sqrt{h_{11} \cdot h_{22} + \Delta h}} \right)^2$

**Tabelle zur Berechnung der h-Parameter für die Emitterschaltung aus den h-Parametern der Basisschaltung**

$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b} + \Delta h_b - h_{12b}} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{11c} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b} + \Delta h_b - h_{12b}} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$
$h_{12e} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 + h_{21b} + \Delta h_b - h_{12b}} \approx \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{12c} = \frac{1 + h_{21b}}{1 + h_{21b} + \Delta h_b - h_{12b}} \approx 1$
$h_{21e} = \frac{-h_{21b} - \Delta h_b}{1 + h_{21b} + \Delta h_b - h_{12b}} \approx \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{21c} = \frac{h_{12b} - 1}{1 + h_{21b} + \Delta h_b - h_{12b}} \approx \frac{-1}{1 + h_{21b}}$
$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b} + \Delta h_b - h_{12b}} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{22c} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b} + \Delta h_b - h_{12b}} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$
$\Delta h_e = h_{11c} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e} \approx \frac{\Delta h_b}{1 + h_{21b}}$	$\Delta h_c = h_{11c} \cdot h_{22c} - h_{12c} \cdot h_{21c} \approx \frac{1}{1 + h_{21b}}$

## Berechnungsbeispiel:

Für eine Transistorverstärkerstufe in Emitterschaltung sind folgende h-Parameterwerte gegeben:

$$\begin{aligned} h_{11e} &= 1300 \Omega, \\ h_{21e} &= 28, \\ h_{12e} &= 9,8 \cdot 10^{-4}, \\ h_{22e} &= 38 \cdot 10^{-6} \text{ S}. \end{aligned}$$

Zu berechnen sind für den Fall der optimalen Verstärkung, wenn als Generatorspannung  $u_g = 4 \text{ mV}$  angenommen wird, folgende Größen:

$$\begin{aligned} R_{Lopt}, R_{gopt}, G_{Popt}, \mathfrak{S}_1, \mathfrak{S}_2, u_1, u_2, P_1, P_2, G_u, G_I, \\ \Delta h = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{21e} \cdot h_{12e} \\ = 1,3 \cdot 10^3 \cdot 38 \cdot 10^{-6} - 28 \cdot 9,8 \cdot 10^{-4} \\ = 22 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

## Lastwiderstand $R_{Lopt}$ :

$$R_{Lopt} = \sqrt{\frac{h_{11e}}{h_{22e} \cdot \Delta h}} = \sqrt{\frac{1,3 \cdot 10^3}{38 \cdot 10^{-6} \cdot 22 \cdot 10^{-3}}} = 39,3 \cdot 10^3 \approx 40 \text{ k}\Omega.$$

## Generatorwiderstand $R_{gopt}$ :

$$R_{gopt} = \sqrt{\frac{h_{11e} \cdot \Delta h}{h_{22e}}} = \sqrt{\frac{1,3 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-3}}{38 \cdot 10^{-6}}} = 0,88 \cdot 10^3 = 880 \Omega.$$

## Verstärkung $G_{Popt}$ :

$$G_{Popt} = \left( \frac{h_{21e}}{\sqrt{h_{11e} \cdot h_{22e} + \Delta h}} \right)^2 = \left( \frac{28}{\sqrt{1,3 \cdot 10^3 \cdot 38 \cdot 10^{-6} + 22 \cdot 10^{-3}}} \right)^2 = 5700.$$

## Eingangs- bzw. Basiswechselstrom:

$$\begin{aligned} \mathfrak{S}_1 &= u_g \frac{1 + R_L h_{22e}}{h_{11e} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22e} R_g)} \\ \mathfrak{S}_1 &= \frac{4 \cdot 10^{-3} (1 + 40 \cdot 10^3 \cdot 38 \cdot 10^{-6})}{1,3 \cdot 10^3 + 0,88 \cdot 10^3 + 40 \cdot 10^3 (22 \cdot 10^{-3} + 38 \cdot 10^{-6} \cdot 0,88 \cdot 10^3)} \\ &= 2,28 \cdot 10^{-6} = 2,28 \mu\text{A}. \end{aligned}$$

## Eingangs- bzw. Basiswechselspannung:

$$\begin{aligned} u_1 &= u_g \frac{h_{11e} + R_L \Delta h}{h_{11e} + R_g + R_L (\Delta h + h_{22e} R_g)} \\ &= \frac{4 \cdot 10^{-3} (1,3 \cdot 10^3 + 40 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-3})}{4,356 \cdot 10^3} \\ &= 2 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ mV}. \end{aligned}$$

Bei angepaßtem Eingangskreis ( $R_g = r_1$ ) muß die Spannung an jedem Widerstand gleich sein,

$$u_1 = u_{Rg} = \frac{u_g}{2} = 2 \text{ mV}.$$

Daraus ergibt sich der Eingangsstrom:

$$\mathfrak{I}_1 = \frac{u_1}{R_g} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{0,88 \cdot 10^3} = 2,28 \cdot 10^{-6} \text{ A.}$$

Ausgangs- bzw. Kollektorwechselstrom:

$$\begin{aligned} \mathfrak{I}_c = \mathfrak{I}_2 = u_{gk} \frac{h_{21e}}{h_{11e} + R_g + R_L(\Delta h + h_{22e} \cdot R_g)} \\ = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 28}{4,356 \cdot 10^3} = 25,7 \cdot 10^{-6} = 25,7 \mu\text{A.} \end{aligned}$$

Ausgangs- bzw. Kollektorwechselspannung:

$$\begin{aligned} u_2 = -u_{gk} \frac{R_L \cdot h_{21e}}{h_{11e} + R_g + R_L(\Delta h + h_{22e} \cdot R_g)} \\ = -\frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 28}{4,356 \cdot 10^3} = -1,05 \text{ V.} \end{aligned}$$

Eingangsleistung:

$$\begin{aligned} P_1 = \frac{\mathfrak{I}_1 \cdot u_1}{2} = \frac{2,28 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{2} \\ = 2,28 \cdot 10^{-9} = 2,28 \cdot 10^{-6} \text{ mW.} \end{aligned}$$

Ausgangsleistung:

$$\begin{aligned} P_2 = \frac{\mathfrak{I}_2 \cdot u_2}{2} = \frac{25,7 \cdot 10^{-6} \cdot 1,05}{2} \\ = 13,5 \cdot 10^{-6} = 13,5 \cdot 10^{-3} \text{ mW.} \end{aligned}$$

Spannungsverstärkung:

$$G_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{1,05}{2 \cdot 10^{-3}} = -525.$$

Stromverstärkung:

$$G_I = \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1} = \frac{25,7 \cdot 10^{-6}}{2,28 \cdot 10^{-6}} = 11,2.$$

Gegenkopplung

Die Gegenkopplung wird sowohl bei NF als auch bei HF-Verstärkern angewendet. Sie kommt grundsätzlich dadurch zustande, daß ein Teil der Ausgangswechselgröße (Strom oder Spannung) eines Verstärkers in den Eingangskreis zurückgeführt wird. Diese rückgekoppelte Wechselgröße ist in ihrer Phase so gerichtet,

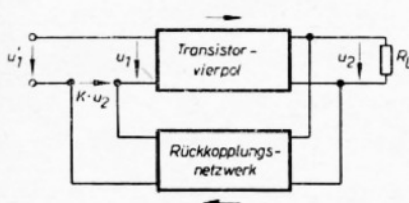


Bild 67: Darstellung einer Rückkopplungsschaltung

daß sie dem Eingangssignal entgegenwirkt. Eine Gegenkopplung bringt stets einen Verstärkungsverlust, sowie eine Veränderung des Ein- und Ausgangswiderstandes der Verstärkerschaltung mit sich.

Eine Mitkopplung besteht, wenn zwischen der rückgekoppelten Wechselgröße und dem Eingangssignal Gleichphasigkeit besteht. In einem solchen Fall wirkt die Rückkopplung unterstützend auf den Eingang, sodaß hierdurch die Verstärkung der gesamten Verstärkerschaltung ansteigt und unter gewissen Voraussetzungen Selbsterregung eintritt.

Bei der praktischen Anwendung unterscheidet man zwischen Rückkopplungsschaltungen, bei denen die rückgekoppelte Wechselgröße entweder der Ausgangsspannung  $u_2$ , oder dem Ausgangsstrom  $i_2$  proportional ist. Nach Bild 67 beispielsweise wird ein Teil der Ausgangsspannung  $u_2$  über ein Rückkopplungsnetzwerk in den Eingangskreis zurückgeführt. Diese rückgekoppelte Teilspannung  $K \cdot u_2$  wirkt unterstützend oder entgegengesetzt auf die Eingangsspannung, je nach dem, ob eine Mitkopplung oder Gegenkopplung vorliegt.

Die hierbei vorliegenden Phasenbeziehungen kommen durch das Vorzeichen von  $K \cdot u_2$  zum Ausdruck, sodaß  $+K \cdot u_2$  einer Mitkopplung entspricht. Danach ergibt sich für die Eingangsspannung  $u_1'$  der gesamten Schaltung:

$$u_1' = u_1 - K \cdot u_2. \quad (27)$$

Setzt man für die Verstärkung ohne Rückkopplungszweig  $G_u = \frac{u_2}{u_1}$  und für die Verstärkung der gesamten Schaltung

$$G_u' = \frac{u_2}{u_1'}, \text{ so ergibt sich:}$$

$$G_u' = \frac{u_2}{u_1 - K \cdot u_2} = \frac{G_u}{1 - K \cdot G_u}. \quad (28)$$

Den Ausdruck  $(1 - K \cdot G_u)$  bezeichnet man im allgemeinen mit Rückkopplungsgrad und  $K$  mit Rückkopplungsfaktor. Nach Gleichung (28) ist die Verstärkung der gesamten Schaltung vom Rückkopplungsgrad  $K$  abhängig.

Bei  $K = 0$  wird  $G_u' = G_u$ .

Ferner ist:

$$1 - K \cdot G_u > 1 \quad (G_u' < G_u) \rightarrow \text{Gegenkopplung}$$

$$1 - K \cdot G_u < 1 \quad (G_u' > G_u) \rightarrow \text{Mitkopplung}$$

Durch Differentiation der Gleichung (28) erhält man den Ausdruck:

$$\frac{d G_u'}{G_u'} = \left( \frac{1}{1 - K \cdot G_u} \right) \cdot \frac{d G_u}{G_u}. \quad (29)$$

Nimmt man den Fall der Gegenkopplung ( $1 - K \cdot G_u > 1$ ) an, so besagt diese Beziehung, daß eine relative Änderung der Verstärkung  $G_u$  sich auf die relative Änderung der Gesamtverstärkung  $G_u'$  um so weniger auswirkt, je größer der Rückkopplungsgrad ist. Bei hinreichend starker Gegenkopplung wird sich demnach eine Verstärkungsänderung, hervorgerufen durch Exemplarstreuung, Temperatureinfluß, Alterung und Speisenspannungsschwankung, nur geringfügig auf die Gesamtverstärkung auswirken. Eine stark gegengekoppelte Verstärkerstufe bringt zwar einen Verstärkungsverlust, jedoch aber auch eine Stabilisation der Verstärkereigenschaften mit sich. Macht man die Gegenkopplung extrem stark  $-K u_2 \gg 1$ , so ergibt sich nach Gleichung (28):

$$G_u' = \frac{1}{-K}.$$

In einem solchen Fall ist  $G_u'$  praktisch

konstant und nur noch durch  $K$  beeinflussbar.

Es ist bekannt, daß schon innerhalb eines Transistors eine interne Rückwirkung der Ausgangsspannung auf den Transistorzugang stattfindet. Nach der h-Parameterdarstellung wird diese Spannungsrückwirkung durch den Parameter  $h_{12}$  zum Ausdruck gebracht. Einen Transistor kann man sich demnach ähnlich wie die Darstellung nach Bild 67 aufgebaut denken. Über das Rückkopplungsnetzwerk wird ein Teil  $h_{12} \cdot u_2$  der Ausgangsspannung  $u_2$  in den Eingangskreis zurückgekoppelt. Es ist nun interessant festzustellen, welche Art der Rückkopplung vorliegt und von welchen Faktoren diese abhängig ist.

Aus den Gleichungen (8) und (9) [radio und fernsehen 18 (1960)] findet man zunächst  $u_2$  in Abhängigkeit von  $i_1$

$$u_2 = -i_1 \frac{R_L h_{21}}{1 + R_L h_{22}}.$$

Für den Fall  $h_{12} = 0$  findet man ferner:

$$i_1 (h_{12} = 0) = \frac{u_1}{h_{11}},$$

somit wird:

$$u_2 (h_{12} = 0) = -u_1 \frac{R_L h_{21}}{(1 + R_L h_{22}) h_{11}}.$$

Multipliziert man diesen Ausdruck mit der Spannungsrückwirkung  $h_{12}$ , so findet man die in den Eingangskreis rückgekoppelte Spannung

$$h_{12} u_2 = -h_{12} u_1 \frac{R_L h_{21}}{(1 + R_L h_{22}) h_{11}}$$

und hieraus die Gesamt-Eingangsspannung  $u_1'$

$$u_1' = u_1 - u_1 \cdot h_{12} \frac{R_L h_{21}}{(1 + R_L h_{22}) h_{11}}$$

$$u_1' = u_1 \left( 1 - h_{12} \frac{R_L h_{21}}{h_{11} (1 + R_L h_{22})} \right). \quad (30)$$

Aus Gleichung (30) läßt sich ableiten [siehe hierzu auch Gleichung (27) und (28)], daß eine Emitterschaltung, bei der alle h-Parameter positive Werte annehmen, wie eine mitgekoppelte Stufe arbeitet.

Bei der Basis- und Kollektorschaltung hingegen ist  $h_{21}$  negativ, sodaß diese eine innere Gegenkopplung aufweisen.

Wie bereits erwähnt, findet durch die interne Rückkopplung beim Transistor eine Beeinflussung des Ein- und Ausgangswiderstandes statt. Dies läßt sich leicht nachweisen, indem man in den diesbezüglichen Gleichungen  $h_{12} = 0$  setzt:

$$r_1 = \frac{h_{11} + R_L \Delta h}{1 + R_L h_{22}} \rightarrow r_1 (h_{12} = 0) = h_{11},$$

$$r_2 = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g} \rightarrow r_2 (h_{12} = 0) = \frac{1}{h_{22}}.$$

Macht man also die interne Rückwirkung  $h_{12} = 0$ , nehmen die Widerstände  $r_1$  und  $r_2$  unabhängig von den äußeren Abschlußwiderständen konstante Werte an.

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PÜLVERS

## Gegenkopplungsschaltungen

Im vorhergehenden Heft wurde bereits festgestellt, daß bei einer Gegenkopplung die rückgekoppelte Wechselgröße proportional der Ausgangsspannung bzw. dem Ausgangsstrom sein kann. Diese Wechselgröße kann über ein Rückkopplungsnetzwerk entweder als eine Spannung oder als ein Strom zur Verfügung stehen. Ist diese eine Spannung, so wird sie in Reihe zur Eingangsspannung geschaltet. Wenn die rückgekoppelte Wechselgröße hingegen ein Strom ist, so wird dieser parallel in den Eingangskreis eingespeist. Aus diesen Überlegungen ergeben sich die in den Bildern 68 ... 71 dargestellten vier möglichen Gegenkopplungs-Grundsaltungen. Alle Grundsaltungen sind in Vierpoldarstellung gezeigt, wobei über ein Gegenkopplungsnetzwerk die Ausgangs-

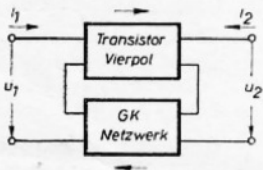


Bild 68: Vierpoldarstellung einer Reihe-Reihe-Gegenkopplung

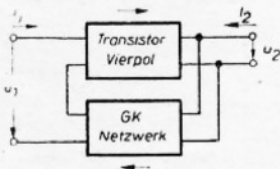


Bild 69: Vierpoldarstellung einer Reihe-Parallel-Gegenkopplung

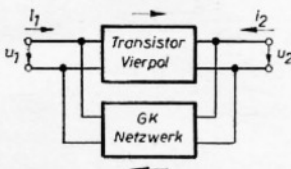


Bild 70: Vierpoldarstellung einer Parallel-Parallel-Gegenkopplung

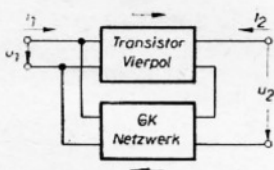


Bild 71: Vierpoldarstellung einer Parallel-Reihe-Gegenkopplung

wechselgröße in den Eingangskreis zurückgeführt wird.

Ist die rückgeführte Wechselgröße eine Spannung, die dem Ausgangsstrom proportional ist, so liegt nach Bild 68 eine Reihe-Reihe-Gegenkopplung vor.

Bei der Reihe-Parallel-Gegenkopplung nach Bild 69 ist die zurückgeführte Spannung proportional der Ausgangsspannung.

Ist die rückgeführte Wechselgröße ein Strom, der der Ausgangsspannung proportional ist, so liegt nach Bild 70 eine Parallel-Parallel-Gegenkopplung vor.

Bei der Parallel-Reihe-Gegenkopplung nach Bild 71, ist der rückgeführte Strom proportional dem Ausgangsstrom.

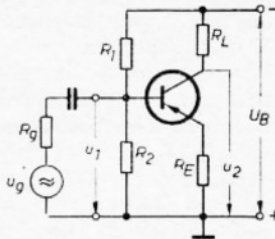


Bild 72: Verstärkerschaltung mit Reihe-Reihe-Gegenkopplung

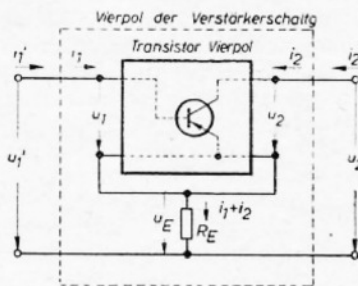


Bild 73: Vierpoldarstellung der Verstärkerschaltung zu Bild 72

Je nach Art der Gegenkopplung ergeben sich für die Schaltung ganz bestimmte Merkmale in bezug auf den Ein- und Ausgangswiderstand, sowie auf die Verstärkungsverhältnisse. Bei der rechnerischen Ermittlung der Betriebsgrößen einer derartigen Schaltung geht man am zweckmäßigsten so vor, indem man die Gesamtschaltung als einen Vierpol betrachtet und für diesen die ( $h'$ ) Parameter ermittelt, die dann in die bereits ermittelten Gleichungen eingesetzt werden können.

Für zwei in der Praxis sehr oft zur Anwendung kommende Gegenkopplungsschaltungen werden im folgenden die  $h'$ -

Parameter und somit die Betriebsgrößen ermittelt.

## Verstärker mit Reihe-Reihe-Gegenkopplung

Eine derartige Gegenkopplung kann durch die im Bild 72 gezeigte Schaltung realisiert werden. Die Gegenkopplung wird bewirkt durch den im Emitterkreis liegenden Widerstand  $R_E$ . An diesem tritt ein Spannungsabfall auf, der proportional dem Emitterstrom ( $i_e = -i_c - i_b$ ) und damit auch proportional dem Kollektorstrom (Ausgangsstrom) ist. Dieser Spannungsabfall  $i_e \cdot R_E$  liegt in Reihe zur Eingangsspannung, jedoch mit entgegengesetzter Phasenlage, d. h. die Spannung  $u_1$  ist um den Spannungsabfall an  $R_E$  kleiner als  $u_1'$ . Bild 73 zeigt die Verstärkerschaltung in Vierpoldarstellung. Geht man von einem Verstärker ohne Gegenkopplung aus, so lassen sich dessen Eigenschaften durch die folgenden bekannten Beziehungen darstellen.

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2, \quad (31)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2. \quad (32)$$

Für die Gesamtschaltung ergibt sich nach Bild 73 für den Ein- und Ausgangskreis:

$$i_1' = i_1, \quad i_2' = i_2,$$

$$u_1' = u_1 + (i_1 + i_2) \cdot R_E$$

$$\text{bzw. } u_1 = u_1' - (i_1 + i_2) \cdot R_E, \quad (33)$$

$$u_2' = u_2 + (i_1 + i_2) \cdot R_E$$

$$\text{bzw. } u_2 = u_2' - (i_1 + i_2) \cdot R_E. \quad (34)$$

Durch Einsetzen dieser Beziehungen in die Gleichungen (31) und (32) gelangt man zu den gesuchten  $h'$ -Parametern der Gesamtschaltung.

Somit lassen sich die Eigenschaften der gegengekoppelten Verstärkerstufe durch

$$u_1' = h_{11}' \cdot i_1' + h_{12}' \cdot u_2', \quad (35)$$

$$i_2' = h_{21}' \cdot i_1' + h_{22}' \cdot u_2', \quad (36)$$

beschreiben.

In dieser Verstärkerstufe werden die Größen am Ein- und Ausgang der Gesamtschaltung für die folgenden Ableitungen mit  $u_1', i_1', u_2', i_2'$  bezeichnet.

## Ermittlung der Betriebsgrößen

Gleichung (34) in Gleichung (32) eingesetzt, ergibt:

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} [u_2' - (i_1 + i_2) \cdot R_E],$$

$$i_2 (1 + h_{22} \cdot R_E) = i_1 (h_{21} - h_{22} \cdot R_E) + h_{22} \cdot u_2',$$

$$i_2 = i_1 \frac{h_{21} - h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} + u_2' \frac{h_{22}}{1 + h_{22} \cdot R_E}. \quad (36a)$$

Setzt man für

$$h_{21}' = \frac{h_{21} - h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} \quad (37)$$

und

$$h_{22}' = \frac{h_{22}}{1 + h_{22} \cdot R_E}, \quad (38)$$

so kann man für  $i_2$  setzen ( $i_1' = i_1, i_2' = i_2$ )

$$i_2' = h_{21}' \cdot i_1' + h_{22}' \cdot u_2'. \quad (36)$$

Ferner werden die Gleichungen (33) und (34) in die Gleichung (31) eingesetzt,

$$u_1' - (i_1 + i_2) \cdot R_E = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} [u_2' - (i_1 + i_2) \cdot R_E],$$

$$u_1' = i_1 (R_E + h_{11} - h_{12} \cdot R_E) + i_2 (R_E - h_{12} \cdot R_E) + h_{12} \cdot u_2',$$

für  $i_2$  wird Gl. (36a) eingesetzt,

$$u_1' = i_1 (R_E + h_{11} - h_{12} \cdot R_E) + \left( i_1 \frac{h_{21} - h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} + u_2' \frac{h_{22}}{1 + h_{22} \cdot R_E} \right) (R_E - h_{12} \cdot R_E) + h_{12} \cdot u_2',$$

somit ergibt sich:

$$u_1' = i_1 \left[ h_{11}' + R_E \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{1 + h_{22} \cdot R_E} \right] + u_2' \left( \frac{h_{12} + h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} \right).$$

Setzt man für

$$h_{11}' = h_{11} + \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{1 + h_{22} \cdot R_E} R_E, \quad (39)$$

$$h_{12}' = \frac{h_{12} + h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E}, \quad (40)$$

so ergibt sich für  $u_1'$ :

$$u_1' = h_{11}' \cdot i_1' + h_{12}' \cdot u_2'. \quad (35)$$

Die Gleichungen (37 ... 40) stellen die Beziehungen für die gesuchten h'-Parameter der Gesamtschaltung dar. Bedenkt man, daß  $h_{21} \gg 1, h_{12} \ll 1, R_E \cdot h_{22} \ll 1$ , so lassen sich diese Beziehungen noch wesentlich vereinfachen. In nachfolgender Tabelle sind die Gleichungen für die h'-Parameter und die nach obiger Annahme ermittelten Näherungen zusammengestellt.

$h_{11}' = h_{11} + \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{1 + h_{22} \cdot R_E} R_E$ $\approx h_{11} + h_{21} \cdot R_E$	$h_{21}' = \frac{h_{21} - h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} \approx h_{21}$
$h_{12}' = \frac{h_{12} + h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} \approx h_{12} + h_{22} \cdot R_E$	$h_{22}' = \frac{h_{22}}{1 + h_{22} \cdot R_E} \approx h_{22}$

Eine einfache Rechnung beweist, daß sich die Determinante nicht verändert, so daß

$$\Delta h' = h_{11}' \cdot h_{22}' - h_{12}' \cdot h_{21}' = \Delta h$$

ist.

Für die Ermittlung der Betriebsgrößen der gegengekoppelten Schaltung werden die ermittelten h'-Parameter in die entsprechenden Gleichungen eingesetzt.

Eingangswiderstand; in Gleichung (11) werden  $h_{11}', h_{22}'$  und  $\Delta h'$  eingesetzt:

$$r_{i1}' = \frac{h_{11}' + R_L \cdot \Delta h'}{1 + R_L \cdot h_{22}'}$$

$$\approx \frac{h_{11} + h_{21} \cdot R_E + R_L \cdot \Delta h}{1 + R_L \cdot h_{22}}. \quad (41)$$

Ausgangswiderstand; in Gleichung (12) werden  $h_{11}', h_{22}'$  und  $\Delta h'$  eingesetzt,

$$r_{o2}' = \frac{h_{11}' + R_g}{\Delta h' + h_{22}' \cdot R_g} \approx \frac{h_{11} + h_{21} \cdot R_E + R_g}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g}. \quad (42)$$

Stromverstärkung; in Gleichung (13) werden  $h_{21}'$  und  $h_{22}'$  eingesetzt,

$$G_{I1}' = \frac{h_{21}'}{1 + R_L \cdot h_{22}'} \approx \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L}. \quad (43)$$

Spannungsverstärkung; in Gleichung (14) werden  $h_{21}', h_{11}'$  und  $\Delta h'$  eingesetzt,

$$G_{u1}' = - \frac{h_{21}' \cdot R_L}{h_{11}' + R_L \cdot \Delta h'}$$

$$\approx - \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + h_{21} \cdot R_E + \Delta h \cdot R_L}. \quad (44)$$

Nach den Gleichungen (41 ... 44) wird der Ein- und Ausgangswiderstand sowie die Spannungsverstärkung stark von der Größe des Gegenkopplungswiderstandes  $R_E$  beeinflusst. Demgegenüber ist die Stromverstärkung praktisch unabhängig von der Gegenkopplung.

Weitere interessierende Betriebsgrößen erhält man durch Einsetzen der h'-Parameter in die bekannten Gleichungen.

#### Verstärker mit Parallel-Parallel-Gegenkopplung

Diese Art Gegenkopplung kann man erzielen, indem man nach Bild 74 über den Widerstand  $R_3$  einen Strom in den Eingangskreis zurückführt, der der Ausgangsspannung proportional ist. Die Stärke der Gegenkopplung wird bestimmt durch die Größe des Widerstandes  $R_3$ . Bild 75 zeigt die Vierpoldarstellung dieser Verstärkerschaltung.

Auch hier werden Ein- und Ausgangsgrößen der Gesamtschaltung mit  $u_1', i_1', u_2', i_2'$  bezeichnet.

Die Eigenschaften dieser Schaltung lassen sich ebenfalls durch die bekannten Beziehungen

$$u_1' = h_{11}' \cdot i_1' + h_{12}' \cdot u_2',$$

$$i_2' = h_{21}' \cdot i_1' + h_{22}' \cdot u_2'$$

darstellen.

Die gesuchten h'-Parameter werden auch hier wieder durch die Gleichungen (31) und (32), die die Vorgänge der Schaltung ohne Gegenkopplung beschreiben, in Verbindung mit den Gleichungen (45 ... 47) ermittelt.

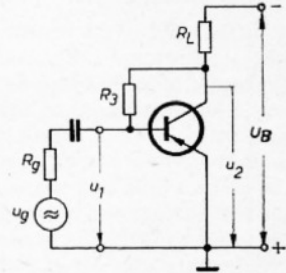


Bild 74: Verstärkerschaltung mit Parallel-Parallel-Gegenkopplung

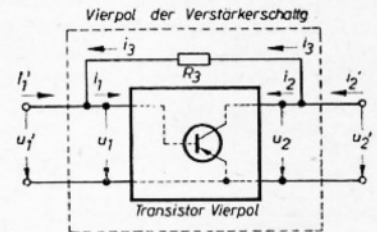


Bild 75: Vierpoldarstellung der Verstärkerschaltung zu Bild 74

#### Ermittlung der Betriebsgrößen

In die Gleichung (31) werden die Gleichungen (45) und (47) eingesetzt

$$u_1' = h_{11}' \cdot \frac{i_1' \cdot R_3 + u_2' - u_1'}{R_3} + h_{12}' \cdot u_2',$$

$$u_1' (R_3 + h_{11}') = i_1' \cdot h_{11}' \cdot R_3 + u_2' (h_{11}' + h_{12}' \cdot R_3),$$

somit ergibt sich:

$$u_1' = i_1' \frac{h_{11}' \cdot R_3}{h_{11}' + R_3} + u_2' \frac{h_{11}' + h_{12}' \cdot R_3}{h_{11}' + R_3}. \quad (35a)$$

Setzt man für

$$h_{11}'' = \frac{h_{11}' \cdot R_3}{h_{11}' + R_3} \quad (48)$$

und

$$h_{12}'' = \frac{h_{11}' + h_{12}' \cdot R_3}{h_{11}' + R_3}, \quad (49)$$

so erhält man:

$$u_1' = i_1' \cdot h_{11}'' + u_2' \cdot h_{12}''. \quad (35)$$

Ferner werden die Gleichungen (45) und (46) in die Gleichung (32) eingesetzt, das ergibt:

$$i_2' - i_3 = h_{21}' (i_1' + i_3) + h_{22}' \cdot u_2',$$

$$i_2' = h_{21}' \cdot i_1' + i_3 (1 + h_{21}') + h_{22}' \cdot u_2'.$$

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

Die nachfolgenden Ableitungen beziehen sich auf die Ermittlung der Betriebsgrößen eines Verstärkers mit Parallel-Parallel-Gegenkopplung. Das Schaltbild dieses Verstärkers und dessen Vierpoldarstellung sowie einige Berechnungen wurden bereits in radio und fernsehen 24 (1960) S. 771 und 772 veröffentlicht.

Für  $i_3$  wird Gleichung (47) eingeführt.

$$i_2' = h_{21} \cdot i_1' + h_{22} \cdot u_2' + \frac{u_2' - u_1'}{R_3}$$

$$+ h_{21} \frac{u_2' - u_1'}{R_3},$$

$$i_2' \cdot R_3 = R_3 \cdot h_{21} \cdot i_1' + R_3 \cdot h_{22} \cdot u_2' + u_2' (1 + h_{21}) - u_1 (1 + h_{21}),$$

für  $u_1$  wird Gleichung (35a) eingesetzt und nach  $i_2'$  aufgelöst,

$$i_2' = i_1' \frac{h_{21} \cdot R_3 - h_{11}}{h_{11} + R_3} + u_2' \left[ h_{22} + \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{h_{11} + R_3} \right].$$

Setzt man für

$$h'_{21} = \frac{h_{21} \cdot R_3 - h_{11}}{h_{11} + R_3} \quad (50)$$

und

$$h'_{22} = h_{22} + \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{h_{11} + R_3}, \quad (51)$$

so erhält man:

$$i_2' = i_1' \cdot h'_{21} + u_2' \cdot h'_{22}. \quad (36)$$

Die Gleichungen (48 ... 51) stellen die Beziehungen der gesuchten h'-Parameter dar. Diese lassen sich vereinfachen, da praktisch

$$h_{12} \ll 1, \quad h_{21} \gg 1, \quad R_3 \gg h_{11}.$$

In nachfolgender Tabelle sind die Gleichungen der h'-Parameter und die nach obiger Annahme ermittelten Näherungen zusammengestellt.

$h'_{11} = \frac{h_{11} \cdot R_3}{h_{11} + R_3} \approx h_{11}$	$h'_{21} = \frac{h_{21} \cdot R_3 - h_{11}}{h_{11} + R_3} \approx h_{21}$
$h'_{12} = \frac{h_{11} + h_{12} \cdot R_3}{h_{11} + R_3} \approx h_{12} + \frac{h_{11}}{R_3}$	$h'_{22} = h_{22} + \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{h_{11} + R_3} \approx h_{22} + \frac{h_{21}}{R_3}$

Auch hier ist wieder  $\Delta h' = \Delta h$ , wie sich durch eine einfache Rechnung beweisen läßt.

Für die Ermittlung der Betriebsgrößen der Schaltung nach Bild 74 werden die

ermittelten h'-Parameter in die entsprechenden bekannten Gleichungen eingesetzt.

Eingangswiderstand: in Gleichung (41) werden  $h'_{11}$ ,  $h'_{22}$  und  $\Delta h'$  eingesetzt,

$$r_1' = \frac{h'_{11} + R_L \cdot \Delta h'}{1 + R_L \cdot h'_{22}} \approx \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + R_L \left( h_{22} + \frac{h_{21}}{R_3} \right)} \quad (52)$$

Ausgangswiderstand: in Gleichung (12) werden  $h'_{11}$ ,  $h'_{22}$  und  $\Delta h'$  eingesetzt,

$$r_2' = \frac{h'_{11} + R_g}{\Delta h' + h'_{22} \cdot R_g} \approx \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + R_g \left( h_{22} + \frac{h_{21}}{R_3} \right)} \quad (53)$$

Stromverstärkung: in Gleichung (13) werden  $h'_{21}$  und  $h'_{22}$  eingesetzt,

$$G_i' = \frac{h'_{21}}{1 + R_L \cdot h'_{22}} \approx \frac{h_{21}}{1 + R_L \left( h_{22} + \frac{h_{21}}{R_3} \right)} \quad (54)$$

Spannungsverstärkung: in Gleichung (14) werden  $h'_{21}$  und  $\Delta h'$  eingesetzt,

$$G_u' = - \frac{h'_{21} \cdot R_L}{h'_{11} + R_L \cdot \Delta h'} \approx - \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + R_L \cdot \Delta h} \quad (55)$$

## Berechnungsbeispiel zur Reihe-Reihe-Gegenkopplung

Gegeben ist nach Bild 76 eine Verstärkerstufe mit Gegenkopplung. Zu berechnen sind alle Betriebsgrößen, sowie die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_L$  und  $R_E$ .

Im statischen Kennlinienfeld nach Bild 77 findet man für den Arbeitspunkt  $P_1$  die Werte  $U_{CE} = -4,5$  V;  $I_C = -1$  mA und für  $P_2$  die Werte  $U_{BE} = -0,12$  V;  $I_B = -30$   $\mu$ A. Ferner sind die folgenden h-Parameter gegeben:

$$h_{11e} = 1300 \Omega, \quad h_{12e} = 9,8 \cdot 10^{-4},$$

$$h_{21e} = 28, \quad h_{22e} = 38 \cdot 10^{-6} \text{ S},$$

$$\Delta h_e = 22 \cdot 10^{-3}.$$

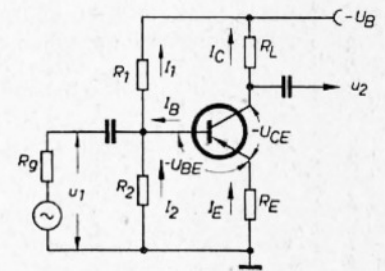


Bild 76: Verstärkerstufe mit Gegenkopplungswiderstand  $R_E$

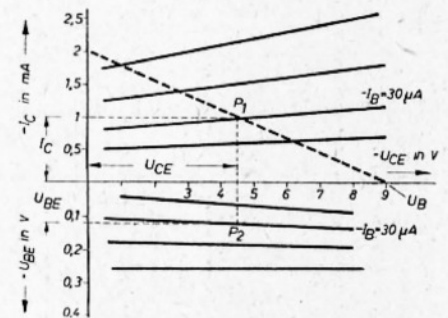


Bild 77: Kennlinienfeld zum Berechnungsbeispiel

Berechnung der Widerstände zwecks Einstellung des gewählten Arbeitspunktes  $P_1$

Aus  $U_R = I_C \cdot R_L + U_{CE} + I_E \cdot R_E$  ergibt sich, wenn man  $I_E = I_C$  setzt,

$$R_L + R_E = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C} = \frac{-9 + 4,5}{-1 \cdot 10^{-3}} = 4,5 \text{ k}\Omega,$$

da  $\frac{R_L}{R_E} = 8$ , wird  $R_L = 4$  k $\Omega$  und

$R_E = 0,5$  k $\Omega$ .

$R_2$  ergibt sich aus:

$$R_2 = \frac{U_{BE} + I_E \cdot R_E}{I_2} \approx \frac{U_{BE} + I_C \cdot R_E}{2 \cdot I_B}$$

$$= \frac{-0,12 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^3}{-2 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}$$

$$\approx 10 \text{ k}\Omega$$

und

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE} - I_E \cdot R_E}{I_2 + I_B} \approx \frac{U_B - U_{BE} - I_C \cdot R_E}{3 \cdot I_B} = \frac{-9 + 0,12 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^3}{-3 \cdot 30 \cdot 10^{-6}} = 93 \text{ k}\Omega.$$

Berechnung der Betriebsgrößen

Eingangswiderstand nach Gleichung (41):

$$r_1 = \frac{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E + \Delta h_e \cdot R_L}{1 + R_L \cdot h_{22e}} = \frac{1,3 \cdot 10^3 + 28 \cdot 0,5 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3}{1 + 4 \cdot 10^3 \cdot 38 \cdot 10^{-6}} = 13,3 \text{ k}\Omega.$$

$r_1$  ist der Eingangswiderstand der Verstärkerstufe unter Vernachlässigung der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ . Mit beiden Widerständen ( $R_1 \parallel R_2$ ) wird die eingangsseitige Signalquelle zusätzlich belastet. In einer späteren Betrachtung werden die Zusammenhänge näher erläutert.

Ausgangswiderstand nach Gleichung (42):

$$r_2 = \frac{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E + R_g}{\Delta h_e + h_{22e} \cdot R_g} = \frac{1,3 \cdot 10^3 + 28 \cdot 0,5 \cdot 10^3 + 0,6 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^{-3} + 38 \cdot 10^{-6} \cdot 0,6 \cdot 10^3} = 355 \text{ k}\Omega.$$

Stromverstärkung nach Gleichung (43):

$$G_1 = \frac{h_{21e}}{1 + R_L \cdot h_{22e}} = \frac{28}{1 + 4 \cdot 10^3 \cdot 38 \cdot 10^{-6}} = 24,3 \text{ fach.}$$

Spannungsverstärkung nach Gleichung (44):

$$G_u = - \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E + \Delta h_e \cdot R_L} = - \frac{28 \cdot 4 \cdot 10^3}{1,3 \cdot 10^3 + 28 \cdot 0,5 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3} = -7,32 \text{ fach.}$$

Leistungsverstärkung:

$$G_{P1} = G_u \cdot G_1 = 7,32 \cdot 24,3 = 178 \text{ fach.}$$

Um die Wirkung des Gegenkopplungswiderstandes  $R_E$  zu unterstreichen, sollen nun die Betriebsgrößen für  $R_E = 0$ , also ohne Gegenkopplung, berechnet werden. Hierbei werden der gleiche Arbeitspunkt und die gleichen dynamischen Verhältnisse vorausgesetzt. Eingangswiderstand:

$$r_1 = \frac{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e}{1 + R_L \cdot h_{22e}} = \frac{1,3 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-3}}{1 + 4 \cdot 10^3 \cdot 38 \cdot 10^{-6}} = 1,2 \text{ k}\Omega.$$

Ausgangswiderstand:

$$r_2 = \frac{h_{11e} + R_g}{\Delta h_e + R_g \cdot h_{22e}} = \frac{1,3 \cdot 10^3 + 0,6 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^{-3} + 0,6 \cdot 10^3 \cdot 38 \cdot 10^{-6}} = 42,4 \text{ k}\Omega.$$

Stromverstärkung:

Diese ist, wie schon erläutert, nahezu unabhängig von  $R_E$ , so daß für  $G_1$  ebenfalls 24,3 gesetzt werden kann.

Spannungsverstärkung:

$$G_u = - \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e} = - \frac{28 \cdot 4 \cdot 10^3}{1,3 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-3}} = -80,6 \text{ fach.}$$

Leistungsverstärkung:

$$G_{P1} = G_u \cdot G_1 = 80,6 \cdot 24,3 = 1960 \text{ fach.}$$

Nach diesem Vergleich ergibt sich, daß der Ein- und Ausgangswiderstand durch  $R_E$  wesentlich erhöht und die Spannungsverstärkung (Leistungsverstärkung) vermindert wird. In einem der nächsten Hefte wird auf die Berechnung des Emitterwiderstandes  $R_E$  an praktischen Beispielen näher eingegangen.

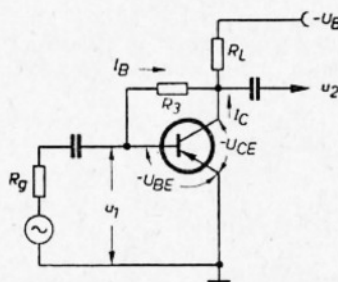


Bild 78: Verstärkerstufe mit Gegenkopplungswiderstand  $R_E$

### Berechnungsbeispiel zur Parallel-Parallel-Gegenkopplung

Für die im Bild 78 gezeigte gegengekoppelte Verstärkerstufe, sind die Widerstände  $R_3$ ,  $R_L$  und die Betriebsgrößen zu ermitteln. Hierbei wird das Kennlinienfeld nach Bild 77 und der hierin gewählte Arbeitspunkt zugrunde gelegt.

Berechnung von  $R_3$  und  $R_L$  zwecks Einstellung des Arbeitspunktes

$$R_L = \frac{U_B - U_{CE}}{I_B + I_C} = \frac{-9 + 4,5}{-0,03 \cdot 10^{-3} - 1 \cdot 10^{-3}} = 4,4 \text{ k}\Omega,$$

$$R_3 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} = \frac{-4,5 + 0,12}{0,03 \cdot 10^{-3}} = 145 \text{ k}\Omega.$$

Berechnung der Betriebsgrößen

Eingangswiderstand nach Gleichung (52):

$$r_1 = \frac{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e}{1 + R_L \left( h_{22e} + \frac{h_{21e}}{R_3} \right)} = \frac{1,3 \cdot 10^3 + 4,4 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-3}}{1 + 4,4 \cdot 10^3 \left( 38 \cdot 10^{-6} + \frac{28}{145 \cdot 10^3} \right)} = 690 \Omega.$$

Ausgangswiderstand nach Gleichung (53):

$$r_2 = \frac{h_{11e} + R_g}{\Delta h_e + R_g \left( h_{22e} + \frac{h_{21e}}{R_3} \right)} = \frac{1300 + 600}{22 \cdot 10^{-3} + 0,6 \cdot 10^3 \left( 0,038 \cdot 10^{-3} + \frac{28}{145 \cdot 10^3} \right)} = 12 \text{ k}\Omega.$$

Stromverstärkung nach Gleichung (54):

$$G_1 = \frac{h_{21e}}{1 + R_L \left( h_{22e} + \frac{h_{21e}}{R_3} \right)} = \frac{28}{1 + 4,4 \cdot 10^3 \left( 0,038 \cdot 10^{-3} + \frac{28}{145 \cdot 10^3} \right)} = 13,8 \text{ fach.}$$

Spannungsverstärkung nach Gleichung (55):

$$G_u = - \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e} = - \frac{28 \cdot 4,4 \cdot 10^3}{1300 + 4,4 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-3}} = -88 \text{ fach.}$$

Leistungsverstärkung:

$$G_{P1} = G_u \cdot G_1 = 88 \cdot 13,8 = 1210 \text{ fach.}$$

Anhand der beiden Berechnungsbeispiele lassen sich die charakteristischen Eigenschaften der gegengekoppelten Schaltung ableiten. Für die erste der beiden Schaltungen ergibt sich ein Ansteigen des Ein- und Ausgangswiderstandes mit stärker werdender Gegenkopplung, d. h. mit größer werdendem  $R_E$ . Umgekehrt verhält sich die Schaltung mit Parallel-Parallel-Gegenkopplung. Hierbei wird die Gegenkopplung um so stärker, je kleiner man  $R_3$  macht. In diesem Fall sinkt der Ein- und Ausgangswiderstand der Schaltung mit größer werdender Gegenkopplung. Bei beiden Schaltungen bietet sich also die Möglichkeit, den Ein- und Ausgangswiderstand in gewünschter Weise, z. B. für Anpassungszwecke, zu beeinflussen. Ebenso wichtig jedoch ist die stabilisierende Wirkung der Verstärkereigenschaften derartiger Schaltungen. Zu beachten ist außerdem, daß der „Gegenkopplungswiderstand“ bei der Arbeitspunkteinstellung maßgebend beteiligt ist und die Stabilität des Arbeitspunktes bestimmt. Obwohl es scheint, daß alle diese Fragen fest miteinander verknüpft sind, gibt es genügend Möglichkeiten zu einer wunschgerechten Lösung. Z. B. erreicht man eine gute Arbeitspunkteinstellung durch einen großen  $R_E$ . Dieser jedoch bringt eine evtl. unerwünschte hohe Gegenkopplung mit sich. In diesem Fall kann die Gegenkopplung verkleinert werden, indem man einen Teil von  $R_E$  mit einer großen Kapazität, die für die Wechsellvorgänge einen Kurzschluß darstellt, überbrückt.

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

## MEHRSTUFIGE VERSTÄRKER

Im allgemeinen reicht die Verstärkung einer Transistorstufe für einen bestimmten Verwendungszweck nicht aus, so daß man zu mehrstufigen Verstärkeranordnungen übergehen muß. In einem solchen Fall werden nach Bild 79 mehrere Verstärkerstufen hintereinandergeschaltet.

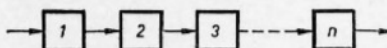


Bild 79: Schematische Darstellung eines n-stufigen Verstärkers

Die verstärkte Ausgangswechselgröße einer Stufe muß dem Transistoreingang der nachfolgenden Stufe zugeführt werden. Die einzelnen Stufen werden elektrisch miteinander verkoppelt. Wie in der Röhrentechnik, wendet man auch hier am häufigsten die RC- oder die Transformatorkopplung an, bei der der Transistorausgang einer Stufe mit Hilfe eines Kondensators oder Transformators mit dem Eingang der Folgestufe verkoppelt wird. Welche Kopplungsart man am zweckmäßigsten anwendet, ist nicht immer leicht zu entscheiden.

Die optimale Verstärkung einer Stufe ist immer nur dann möglich, wenn die äußeren elektrischen „Elemente“ an den Ein- und Ausgang der Stufe angepaßt sind. Der meist sehr hochohmige Transistorausgang einer Stufe muß an den niederohmigen Transistoreingang der nächsten Stufe angepaßt werden. Mit Hilfe eines Transformators kann man durch Widerstandstransformation eine ideale Anpassung erzielen.

Bei der RC-Kopplung hingegen, bei der der hochohmige Transistorausgang über den Koppelkondensator direkt mit dem niederohmigen Transistoreingang der Folgestufe verbunden ist, liegt eine Fehlanpassung vor, die mit einem großen Verstärkungsverlust verbunden ist.

Nach diesen ersten Überlegungen sollte man annehmen, daß der Transformatorkopplung unbedingt der Vorzug zu geben ist.

Es gibt jedoch einige Argumente, die gegen die Transformatorkopplung sprechen.

Auf Grund der speziellen Vorzüge des Transistors gegenüber der Elektronenröhre wird dieser vorzugsweise in leichten handlichen Geräten wie z. B. Taschenempfängern, Hörhilfen, transportablen Funkgeräten, Verstärkern für Plattenspieler usw., angewendet. In all diesen Fällen kommt es auf eine kleine und leichte Bauweise an. Denkt man an den geforderten Frequenzgang derartiger NF-Verstärker, so fallen Transformatoren meist sehr groß und schwer aus und sind außerdem relativ teuer.

In vielen Fällen verzichtet man deshalb auf die ideale Anpassungsmöglichkeit mittels eines Transformators und wendet die viel einfachere und billigere RC-Kopplung an. Der Verstärkungsverlust infolge Fehlanpassung gegenüber Verstärkern mit Transformatorkopplung, wird durch zusätzliche Verstärkerstufen aufgehoben. Ein dreistufiger Verstärker mit Transformator-

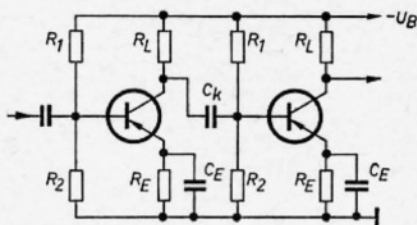


Bild 80: Verkopplung zweier Verstärkerstufen mittels  $C_K$

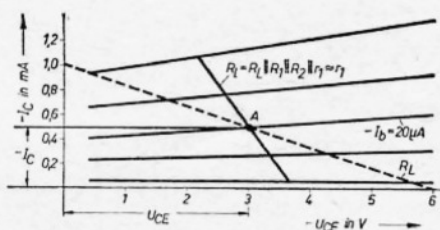


Bild 81: Ausgangskennlinienfeld

Kopplung beispielsweise würde bei RC-Kopplung etwa vier Verstärkerstufen erfordern, wenn man in beiden Fällen gleiche Verstärkung voraussetzt.

### RC-Kopplung

Im Bild 80 ist die RC-Kopplung zweier

Stufen gezeigt. Die Arbeitspunkteinstellung einer jeden Stufe erfolgt über den eingangsseitigen Spannungsteiler  $R_1, R_2$ . Die an  $R_L$  abfallende Wechselspannung steuert über den Koppelkondensator  $C_K$  den Transistoreingang

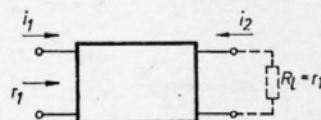


Bild 82: Verstärkerstufe nach Bild 79

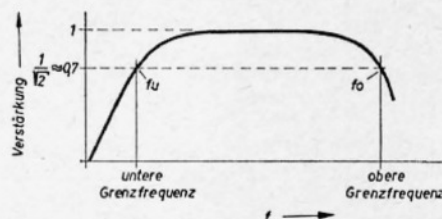


Bild 83: Verstärkungsverlauf in Abhängigkeit der Frequenz

der zweiten Stufe. Die wirksame Belastung  $R_1$  der ersten Stufe wird demnach gebildet aus der Parallelschaltung der Widerstände  $R_L, R_1, R_2$  und dem Eingangswiderstand  $r_1$  der zweiten Stufe. Im Ausgangskennlinienfeld nach Bild 81 ist die Widerstandsgerade der wirksamen Belastung eingezeichnet. Der Eingangswiderstand  $r_1$  ist eine Funktion vom wirksamen Lastwiderstand und dieser ist wieder abhängig vom Eingangswiderstand der nächsten Stufe. Bei einer mehrstufigen Verstärkeranordnung nach Bild 79 ist es deshalb nicht ganz einfach, den Eingangswiderstand an einer beliebigen Stelle der Kette zu ermitteln. Es ist jedoch einleuchtend, daß auf Grund der Gleichheit aller Stufen — eine Ausnahme bildet die letzte Stufe — die Eingangswiderstände gleich sind. Setzt man für den wirksamen Lastwiderstand  $R_1 = r_1$  so läßt sich zeigen, daß der Eingangswiderstand etwa den folgenden Beziehungen entspricht:

$$\text{Emitterschaltung } r_1 = h_{11e},$$

$$\text{Basisschaltung } r_1 = h_{11b}.$$

Nach Bild 82 ergibt sich somit die Leistungsverstärkung pro Stufe

$$G_p = \frac{i_2^2 \cdot R_1}{i_1^2 \cdot r_1} = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)^2,$$

$$G_p = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)^2 = G_1^2 = \frac{h_{21}^2}{(1 + R_1 \cdot h_{22})^2} \quad (56)$$

Da  $1 \gg R_1 \cdot h_{22}$  ergibt sich die Vereinfachung:

$$G_p \approx h_{21}^2, \quad (56a)$$

somit wird für die

$$\text{Emitterschaltung } G_p \approx h_{21e}^2,$$

$$\text{Basisschaltung } G_p \approx h_{21b}^2.$$

Hieraus erkennt man, daß für eine derartige Verstärkeranordnung lediglich Verstärkerstufen in Emitterschaltung in Frage kommen. Die Basisschaltung wie auch die Kollektorschaltung — bei ihr liegen die Verstärkungsverhältnisse ähnlich — bleiben speziellen Anwendungen vorbehalten. Diese Schaltungen werden vorzugsweise für Anpassungszwecke angewendet.

Für die folgenden Betrachtungen gehen wir vom zweistufigen Verstärker in Emitterschaltung nach Bild 80 aus. Von einem derartigen Verstärker erwartet man, daß die Verstärkung innerhalb eines großen Frequenzbereiches nahezu konstant bleibt. Bei der oberen und der unteren Grenzfrequenz nimmt nach Bild 83 die Verstärkung sehr schnell ab.

Die obere Grenzfrequenz  $f_o$  eines Verstärkers wird vorzugsweise bestimmt durch die Grenzfrequenz des Transistors bei der, wie bereits früher erläutert, die Diffusionskapazität in Erscheinung tritt. Die untere Grenzfrequenz  $f_u$  hingegen ist gegeben durch die äußeren Schaltungselemente eines Verstärkers. Nach Bild 80 sind die beiden Kapazitäten  $C_K, C_E$  frequenzabhängige Glieder, deren Widerstände  $\left(\frac{1}{\omega C}\right)$  mit kleiner

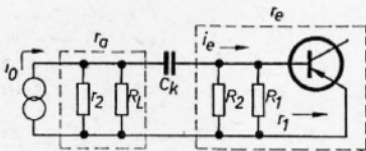


Bild 84: Ersatzschaltung zu Bild 80

werdender Frequenz ansteigen. Während  $C_K$  die zwei Stufen miteinander verkoppelt, hat  $C_E$  die gegenkoppelnde Wirkung von  $R_E$  aufzuheben.  $R_E$  ist für die Arbeitspunktstabilisation vorgesehen. Soll der Verstärker mit einer schwachen Gegenkopplung arbeiten, so teilt man  $R_E$  in zwei Widerstände auf, wobei einer der beiden mit  $C_E$  überbrückt wird.

### Ermittlung von $C_K$

Nimmt man zunächst  $C_K$  so groß an, daß eine Gegenkopplung in der zweiten Stufe nicht auftritt, so kann die Schaltung nach Bild 80 durch die Ersatzschaltung im Bild 84 dargestellt werden. Hierbei ist es zweckmäßig vom Strom  $i_o$  der ersten Stufe auszugehen, der durch die Parallelschaltung der Widerstände

$r_2$  (Ausgangswiderstand der ersten Stufe),

$R_L$  (Gleichstromlastwiderstand der ersten Stufe),

$R_1 \parallel R_2$  (Spannungsteiler zur Einstellung des Arbeitspunktes der zweiten Stufe) und

$r_1$  (Eingangswiderstand der zweiten Stufe)

fließt.

Bei der Dimensionierung der Schaltung sollte man bestrebt sein, die Querwiderstände  $r_2, R_L, R_1, R_2$  möglichst hochohmig auszulegen, so daß ein großer Teil des verfügbaren Kollektorstromes in den Eingang des nächsten Transistors fließt.

Der Eingangsstrom des zweiten Transistors wird außerdem durch den kapazitiven Widerstand von  $C_K$  beeinflusst. Während dieser Widerstand in normalen Frequenzbereich vernachlässigbar klein ist, steigt er mit kleiner werdender Frequenz immer stärker an, sodaß hierdurch die Einströmung in den zweiten Kreis verringert wird.

Diejenige Frequenz, bei der der Eingangsstrom der zweiten Stufe auf den Wert  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  abgesunken ist, soll mit unterer Grenzfrequenz bezeichnet werden. Bezeichnet man den Eingangsstrom mit  $i_e$ , solange der Einfluß von  $C_K$  vernachlässigbar ist, so ergibt sich:

$$\frac{i_o}{i_e} = \frac{r_a + r_e}{r_a} \quad (57)$$

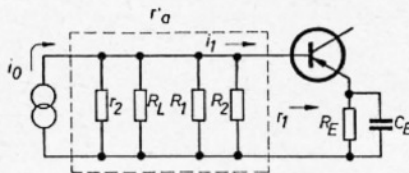


Bild 85: Ersatzschaltung zur Ermittlung von  $C_K$

wenn man für  $r_a = r_2 \parallel R_L$  und

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_1$$

setzt.

Bei niederen Frequenzen ist der Einfluß von  $C_K$  mit einem Stromabfall verbunden. Wird der im Eingangskreis fließende Strom mit  $i_e'$  bezeichnet, so ist:

$$\frac{i_o}{i_e'} = \frac{(r_a + r_e) + \frac{1}{j\omega C_K}}{r_a} \quad (58)$$

Aus den Gleichungen 57 und 58 wird das Verhältnis der beiden Ströme gebildet.

$$\frac{i_e}{i_e'} = \frac{(r_a + r_e) + \frac{1}{j\omega C_K}}{(r_a + r_e)} \quad (59)$$

Definitionsgemäß ist dann die untere Grenzfrequenz  $f_u$  erreicht, wenn

$$\left| \frac{i_e}{i_e'} \right| = \sqrt{2} \quad \text{ist,}$$

damit wird:

$$\left| \frac{i_e}{i_e'} \right| = \sqrt{2} = \frac{\sqrt{(r_a + r_e)^2 + \left(\frac{1}{\omega C_K}\right)^2}}{r_a + r_e},$$

nach  $C_K$  aufgelöst

$$C_K = \frac{1}{\omega_u (r_a + r_e)} = \frac{1}{2\pi \cdot f_u (r_a + r_e)} \quad (60)$$

### Ermittlung von $C_E$

Nach Bild 80 bewirkt die im Emitterkreis liegende  $R_E$ - $C_E$ -Kombination eine frequenzabhängige Gegenkopplung.  $C_E$  wird so ausgelegt, daß bei mittleren Frequenzen der kapazitive Widerstand

$\frac{1}{\omega C_E}$  klein und die Gegenkopplung vernachlässigbar ist. Mit kleiner werdender

Frequenz wird  $\frac{1}{\omega C_E}$  größer und damit

auch die Gegenkopplung. Die Verstärkung sinkt. Die untere Grenzfrequenz ist dann erreicht, wenn die Verstärkung

auf den Wert  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  abgesunken ist. Im

Ersatzschaltbild lassen sich diese Vorgänge durch Bild 85 darstellen. Hierbei

wird der tatsächlich vorhandene Einfluß von  $C_K$  vernachlässigt und in einer

späteren Rechnung berücksichtigt. Mit Hilfe dieses Ersatzschaltbildes läßt sich

$C_E$  in ähnlicher Weise ermitteln, wie  $C_K$ .

Es ergibt sich folgende Beziehung:

$$C_E \approx \frac{1}{2\pi f_u R_E} \frac{r_a' + h_{11e} + R_E(1 + h_{21e})}{r_a' + h_{11e}} \quad (61)$$

wenn für  $r_a' = r_2 \parallel R_L \parallel R_1 \parallel R_2$  gesetzt wird.

In der Regel ist  $(r_a' + h_{11e}) \ll R_E$  ( $1 + h_{21e}$ ) und  $h_{21e} \gg 1$ , dann wird

$$C_E \approx \frac{1}{2\pi f_u} \frac{h_{21e}}{r_a' + h_{11e}}.$$

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

Die Gleichungen (60) und (61) [in radio und fernsehen 4 (1960)] geben die Größen des Koppelkondensators  $C_K$  und die des Emittorkondensators  $C_E$  an. Bei der Ableitung beider Beziehungen wurde vom  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  fachen Abfall der Verstärkung ausgegangen, so daß sich unter Beachtung beider Glieder ein Gesamtverstärkungsabfall von  $\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2}$  für die untere Grenzfrequenz ergibt. Der Einfluß eines Gliedes darf deshalb nur einen Abfall von  $\sqrt{\frac{1}{2}} = \sqrt{0,707} = 0,84$  hervorrufen. Die nach den Gleichungen (60) und (61) ermittelten Kondensatoren müssen demnach um den Faktor 1,2 vergrößert werden.

## Übertragerkopplung

Bei der Übertragerkopplung werden die einzelnen Verstärkerstufen ausgangsseitig an die nächste Stufe oder an einen Verbraucher (z.B. Kopfhörer), eingangsseitig an die vorhergehende Stufe oder an einen Tonfrequenzgenerator (z.B. Mikrofon) angekoppelt. Im Bild 86 ist ein zweistufiger Verstärker mit Übertragerkopplung gezeigt. Danach unterscheidet man zwischen Eingangs-, Zwischen- und Ausgangsübertrager. Entsprechend des im Bild 83

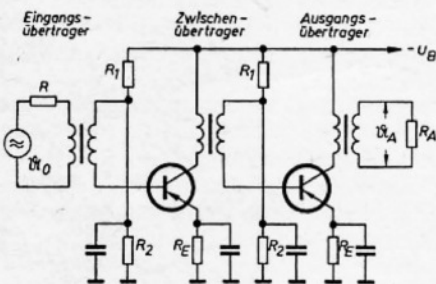


Bild 86: Zweistufiger Verstärker mit Übertragerkopplung

geforderten Verstärkungsverlaufs eines Verstärkers, werden an die Übertrager bestimmte Forderungen gestellt. Zur Klärung dieser Fragen soll zunächst die Wirkungsweise eines Übertragers und die wichtigsten mathematischen Beziehungen dargelegt werden.

Nach Bild 87 hat der Übertrager auf der Primärseite die Windungszahl  $w_1$ , die Selbstinduktivität  $L_1$  sowie den ohmschen Widerstand  $r_1$  und auf der Sekundärseite entsprechend  $w_2$ ,  $L_2$ ,  $r_2$ . Am Eingang des Übertragers ist der Steuergenerator mit seinem Innenwiderstand  $R_g$  und am Ausgang der Lastwiderstand  $R_A$  angeschlossen. Der Übertrager sei

so aufgebaut, daß die beiden Wicklungen  $w_1$  und  $w_2$  durch ein Eisenpaket, bestehend aus lamelliertem Eisenblech (wegen der Eisenverluste) magnetisch miteinander verkoppelt sind. Die am Eingang des Übertragers anliegende Spannung  $u_1$  ruft einen Wechselstrom  $i_1$  hervor, der seinerseits einen magnetischen Wechselstrom  $\Phi$  im Eisenkern erzeugt.

Nach dem Induktionsgesetz verursacht dieser Wechselstrom in allen mit ihm verketteten Spulen eine Induktionsspannung. Danach würde bei der Annahme eines Übersetzungsverhältnisses  $w_1/w_2 = 1$  und bei Vernachlässigung der inneren Spannungsabfälle  $u_2 = u_1$  sein. Ist  $w_1$  ungleich  $w_2$ , so verhalten sich die Spannungen angenähert proportional dem Übersetzungsverhältnis

$$\frac{u_1}{u_2} \approx \frac{w_1}{w_2} \quad (61)$$

Die Primärleistung und Sekundärleistung müssen angenähert gleich sein, so daß

$$u_1 \cdot i_1 \approx u_2 \cdot i_2$$

$$u_1 \cdot i_1 \approx \frac{w_2}{w_1} \cdot i_2 \cdot u_1$$

und damit ergibt sich das Verhältnis der beiden Ströme:

$$\frac{i_1}{i_2} \approx \frac{w_2}{w_1} \quad (62)$$

Da in einem jeden Übertrager die beiden Wicklungen nicht genau mit dem gleichen magnetischen Fluß verkettet sind, treten Streukraftlinien auf, die bei der eigentlichen „Transformation“ unbeteiligt sind. Danach kann man sich die primäre und sekundäre Induktivität  $L_1$ ,  $L_2$  aus einer Streuinduktivität  $S_1$  bzw.  $S_2$  und einer Gegeninduktivität  $M$  zusammengesetzt denken. Dabei gilt:

$$L_1 = S_1 + M,$$

$$L_2 = S_2 + M.$$

Je geringer nun die Streuung und damit auch die Streuinduktivität  $S$  eines Übertragers ist, um so fester ist die Kopplung der beiden Spulen. Der Koppelfaktor ist definiert zu:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (63)$$

Bei Übertrager mit Eisenkern ist  $k$  etwa 0,98, so daß man in vielen Fällen die Streuung vernachlässigen und  $k = 1$  setzen kann. Nach dieser vereinfachten Erläuterung kann man sich nach Bild 88 eine Ersatzschaltung vorstellen, die für die hier angewendeten Übertrager die Übertragungseigenschaften hinreichend genau beschreibt. Da in dieser das Übersetzungsverhältnis nicht in Erscheinung

tritt, müssen alle Sekundärgrößen entsprechend auf den Eingangskreis umgerechnet werden. Mit größer werdender Belastung am Ausgang steigt der Eingangsstrom  $i_1$  an. Man kann sich demnach am Eingangskreis einen Belastungswiderstand vorstellen, der proportional  $R_A$  ist.

Somit ist:

$$R'_A \approx \frac{u_1}{i_1} \approx \frac{u_2 \frac{w_1}{w_2}}{i_2 \frac{w_1}{w_2}} = R_A \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2$$

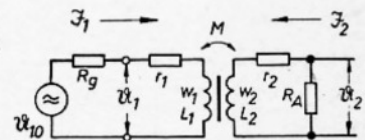


Bild 87: Vereinfachte Ersatzschaltung eines Übertragers

Der Ausgangswiderstand erscheint mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses im Eingangskreis. Die auf den Primärkreis bezogenen Größen ergeben sich wie folgt:

$$r'_s = r_s \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2 \quad R'_A = R_A \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2$$

$$S'_s = S_s \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2 \quad M' = M \left( \frac{w_1}{w_2} \right)$$

$$u'_s = u_s \left( \frac{w_1}{w_2} \right) \quad i'_s = i_s \left( \frac{w_2}{w_1} \right)$$

Bild 88 gestattet nun eine einfache und leichtverständliche Charakterisierung der Übertragungseigenschaften in Abhängigkeit der Frequenz. Zu diesem Zweck sei angenommen:

$$R_A \gg r_2, \quad R_g \gg r_1.$$

Im mittleren Frequenzbereich können die induktiven Widerstände  $\omega S_1$  und  $\omega S_2$  der Streuinduktivitäten vernachlässigt werden, so daß

$$u_1 = u'_s = u_2 \frac{w_1}{w_2}$$

gesetzt werden kann.

Mit kleiner werdender Frequenz sinkt der induktive Widerstand der Gegeninduktivität und somit auch die Ausgangsspannung  $u_2'$ . Steigt hingegen die Frequenz über den mittleren Bereich an, so bewirken die Spannungsabfälle an den Streuinduktivitäten eine Spannungsteilung, so daß auch hier die Ausgangsspannung  $u_2'$  abfällt. Will man demnach ein breites Frequenzband übertragen, so sollte der Übertrager eine möglichst große Primärinduktivität bei geringer Streuung und kleinem Wicklungswiderstand aufweisen.

## Rechnerische Behandlung

(siehe hierzu Bild 87)

Gesucht wird  $\frac{u_2}{u_{10}}$  in Abhängigkeit der Frequenz. Hierbei werden zur Vereinfachung die ohmschen Widerstände im Ein- und Ausgangskreis zusammengefaßt.

$$R_1 = R_g + r_1, \\ R_2 = R_A + r_2.$$

Für den Eingangskreis gilt:

$$u_{10} = \vartheta_1 (R_1 + j\omega L_1) + \vartheta_2 j\omega M, \quad (64)$$

hierbei stellt  $\vartheta_2 \cdot j\omega M$  die Rückwirkung bei Belastung dar.

Für den Sekundärkreis gilt:

$$-\vartheta_1 \cdot j\omega M = \vartheta_2 (R_2 + j\omega L_2). \quad (65)$$

Beide Beziehungen nach  $\vartheta_1$  aufgelöst und gleichgesetzt, ergeben:

$$\vartheta_2 = -u_{10} \frac{j\omega M}{(R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2) + \omega^2 M^2}.$$

Für die Sekundärspannung folgt:

$$u_2 = \vartheta_2 \cdot R_2 \\ = -u_{10} \frac{j\omega M \cdot R_A}{(R_1 R_2 - \omega^2 L_1 L_2 + \omega^2 M^2) + j\omega (L_1 R_2 + L_2 R_1)}$$

Für  $M = k \sqrt{L_1 \cdot L_2}$  und  $M^2 = k^2 L_1 L_2$  gesetzt, ergibt:

$$u_2 = -u_{10} \frac{j\omega R_A \cdot k \sqrt{L_1 \cdot L_2}}{[R_1 R_2 - \omega^2 L_1 L_2 (1 - k^2)] + j\omega (L_1 R_2 + L_2 R_1)}$$

Kürzt man diese Beziehung durch  $j\omega L_2$ , so ergibt sich:

$$u_2 = -u_{10} \frac{R_A \cdot k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}}{\left( R_1 + R_2 \frac{L_1}{L_2} \right) + j \left[ \omega L_1 (1 - k^2) - \frac{R_1 R_2 \cdot L_1}{\omega L_1 L_2} \right]}$$

Setzt man noch für  $k = 1$  im Zähler und

$$\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{w_1}{w_2} = \ddot{u} \quad \text{so folgt:}$$

$$u_2 = -u_{10} \frac{R_A \cdot \ddot{u}}{\left( R_1 + R_2 \ddot{u}^2 \right) + j \left[ \omega L_1 (1 - k^2) - \frac{R_1 R_2 \ddot{u}^2}{\omega L_1} \right]} \quad (66)$$

Wie gezeigt wurde, ergibt sich beim Übertrager eine „Widerstandstransformation“, so daß hierdurch bei einem Verstärker optimale Verstärkung durch Anpassung erzielt werden kann. In der Regel wird deshalb das Übersetzungsverhältnis  $\frac{w_1}{w_2}$  so ausgelegt, daß

$$\left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2 = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_g + r_1}{R_A + r_2} \quad \text{bzw.} \\ \ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_g + r_1}{R_A + r_2}} \quad \text{ist.} \quad (67)$$

Setzt man  $R_2 = \frac{R_1}{\ddot{u}^2}$  in Gleichung (66) ein, so ergibt sich:

$$\frac{u_2}{u_{10}} = - \frac{R_A \cdot \ddot{u}}{2 R_1 + j \left[ \omega L_1 (1 - k^2) - \frac{R_1^2}{\omega L_1} \right]} \quad (68)$$

Das Spannungsverhältnis nach Gleichung (68)

wird durch das im Nenner stehende Glied beeinflusst.  $\frac{u_2}{u_{10}}$  wird maximal, wenn man

$$\omega L_1 (1 - k^2) = \frac{R_1^2}{\omega L_1} \quad \text{setzt.}$$

Diese Bedingung wird erfüllt bei einer Frequenz  $f_m$ , die im mittleren Frequenzbereich liegt.

$$f_m = \frac{R_1}{2 \pi L_1 (1 - k^2)}, \quad (69)$$

damit wird:

$$\frac{u_{2m}}{u_{10}} = -\ddot{u} \frac{R_A}{2 R_1}. \quad (70)$$

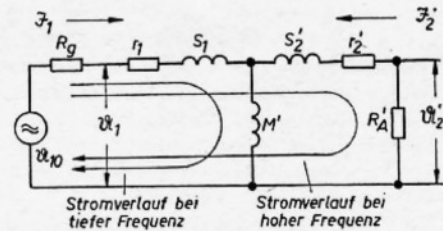


Bild 88: Erweiterte Ersatzschaltung eines Übertragers

Die obere und untere Grenzfrequenz  $f_o$  und  $f_u$  erhält man, indem man den Abfall der Ausgangsspannung  $u_2$  auf die Ausgangsspannung  $u_{2m}$  des mittleren Frequenzbereiches bezieht.

Definitionsgemäß ist:

$$\left| \frac{u_{2u}}{u_{2m}} \right| = \left| \frac{u_{2o}}{u_{2m}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (71)$$

Hierin ist:  $u_{2u} = u_2$  bei der unteren Grenzfrequenz  $f_u$ ,

$u_{2o} = u_2$  bei der oberen Grenzfrequenz  $f_o$ .

Aus den Gleichungen (68) und (70) bildet man:

$$\frac{u_2}{u_{2m}} = \frac{2 R_1}{2 R_1 + j \left[ \omega L_1 (1 - k^2) - \frac{R_1^2}{\omega L_1} \right]}$$

Bei der unteren Grenzfrequenz  $f_u$  ist der Ausdruck  $\omega L_1 (1 - k^2)$  vernachlässigbar. Somit ist:

$$\left| \frac{u_{2u}}{u_{2m}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{2 R_1}{\sqrt{(2 R_1)^2 + \left( \frac{R_1^2}{\omega_u \cdot L_1} \right)^2}}$$

nach  $\omega_u$  bzw.  $f_u$  aufgelöst:

$$f_u = \frac{R_1}{4 \pi L_1}. \quad (72)$$

Bei der oberen Grenzfrequenz  $f_o$  kann der Ausdruck  $\frac{R_1^2}{\omega L_1}$  vernachlässigt werden. Es ist:

$$\left| \frac{u_{2o}}{u_{2m}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{2 R_1}{\sqrt{(2 R_1)^2 - [\omega_o L_1 (1 - k^2)]^2}}$$

nach  $\omega_o$  bzw.  $f_o$  aufgelöst:

$$f_o = \frac{R_1}{\pi L_1 (1 - k^2)} \quad (73)$$

Will man eine möglichst kleine untere Grenzfrequenz erreichen, so muß man nach Gleichung (72)  $L_1$  entsprechend groß machen. Die obere Grenzfrequenz wird nach Gleichung (73) vorzugsweise bestimmt durch den Koppelfaktor. In diesem Fall kommt es also auf eine kleine Streuung des Übertragers an.

**Eingangübertrager:** Eingangsseitig wird dieser durch einen Tonfrequenzgenerator mit  $R_g$  als Innenwiderstand gespeist. Die ausgangsseitige Belastung ist gegeben durch den Verstärkereingang der ersten Stufe. Die Sekundärwicklung des Übertragers, die vom Basisgleichstrom durchflossen wird, liegt zwischen Basisanschluß und Spannungsteiler  $r_1, r_2, r_3$  wird durch einen entsprechend großen Kondensator kapazitiv überbrückt, so daß dieser in Verbindung mit dem im Emitterkreis liegenden Kondensator  $C_E$  nahezu die gesamte Sekundärspannung dem Transistoreingang zuführt. Danach ist die Belastung des Übertragers durch den Eingangswiderstand des Transistors gegeben.

In der Praxis kann man  $R_A \approx h_{11}$  setzen. Damit ergibt sich das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  nach Gl. (67):

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_g + r_1}{h_{11} + r_2}}$$

Ist  $R_g \gg r_1, h_{11} \gg r_2$ , dann wird:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_g}{h_{11}}}$$

Für die untere Grenzfrequenz  $f_u$  ergibt sich nach Gl. (72) die erforderliche Primärinduktivität:

$$L_1 = \frac{R_g}{4 \cdot \pi \cdot f_u}$$

**Zwischenübertrager:** Die Sekundärwicklung (siehe Bild 86) speist genau wie beim Eingangübertrager den Eingangskreis des zweiten Transistors. Die Primärwicklung liegt im Kollektorkreis des ersten Transistors und wird vom Kollektorstrom durchflossen. Durch die meist niederohmige Wicklung wird fast die gesamte Batteriespannung an den Transistor herangeführt, wenn man vom Spannungsabfall am Emitterwiderstand  $R_E$  absieht. Der Eingangswiderstand des zweiten Transistors, der die Übertragerbelastung darstellt, wird mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses in den Primärkreis „transformiert“ und wirkt hier als dynamischer Lastwiderstand im Kollektorkreis des ersten Transistors. Somit ergibt sich die Möglichkeit, den meist sehr kleinen Transistoreingangswiderstand in den hochohmigen Kollektorkreis zu transformieren, so daß Anpassung besteht und optimale Verstärkung möglich ist. Diese Verhältnisse kann man sich durch die im Bild 87 gezeigte Ersatzschaltung dargestellt denken. Praktisch kann man mit hinreichender Genauigkeit für

$$R_g \approx \frac{1}{h_{22}} \quad \text{und} \quad R_A \approx h_{11}$$

setzen.

Hiernach wird das Übersetzungsverhältnis des Übertragers

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_g}{R_A}} = \sqrt{\frac{1}{h_{11} \cdot h_{22}}}$$

und die erforderliche Primärinduktivität

$$L_1 \approx \frac{1}{4 \pi f_u h_{22}}$$

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

**Ausgangsübertrager:** Hier liegen die Verhältnisse ähnlich wie beim Zwischenübertrager. Im Sekundärkreis liegt der Arbeitswiderstand  $R_A$  (z. B. Kopfhörer). Somit ergibt sich das Übersetzungsverhältnis des Übertragers:

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} \sqrt{\frac{1}{h_{22} \cdot R_A}}$$

und die erforderliche Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{1}{4 \pi \cdot f_u \cdot h_{22}}$$

### Berechnungsbeispiel für die RC-Kopplung

Zu berechnen ist der im Bild 89 gezeigte zweistufige Verstärker, dessen Ausgangswechselspannung  $\ddot{u}_2 = 1$  V betragen soll. Die letzte Stufe sei durch den Emitterwiderstand  $R_E$  gegengekoppelt. Für beide Stufen ist der Arbeitspunkt bei

$U_{CE} = -2,5$  V,  $I_C = -0,5$  mA festgelegt.

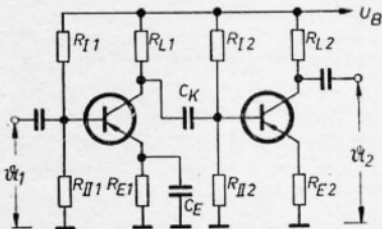


Bild 89: Zweistufiger Verstärker mit RC-Kopplung

Zu berechnen sind die Widerstands- und Kapazitätswerte, sowie die erforderliche Eingangsspannung  $\ddot{u}_1$ . Gegeben ist ferner:  $U_B = -6$  V,  $f_u = 50$  Hz,  $h_{11e} = 2,2$  k $\Omega$ ,  $h_{12e} = 9 \cdot 10^{-4}$ ,  $h_{21e} = 30$ ,  $h_{22e} = 23 \cdot 10^{-6}$  S und  $\Delta h_e = 24 \cdot 10^{-3}$ .

**Berechnung der Widerstände  $R_I$ ,  $R_{II}$ ,  $R_L$  und  $R_E$**

Beide Stufen sollen mit dem gleichen Arbeitspunkt betrieben werden, so daß sich die Berechnung dieser Widerstände auf beide Stufen bezieht. Aus

$$U_B = I_C \cdot R_L + U_{CE} + I_E \cdot R_E,$$

wenn für  $I_E = I_C$  gesetzt wird, folgt:

$$R_L + R_E = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C} = \frac{-6 - (-2,5)}{-0,5} 10^3 = 7000 \Omega.$$

Da  $R_L$  möglichst groß sein soll, wird  $R_L = 6,5$  k $\Omega$  und  $R_E = 0,5$  k $\Omega$  gewählt.

Auf die Berechnung von  $R_I$  soll verzichtet werden. Es ist zu empfehlen, diesen Widerstand für den gewünschten Arbeitspunkt experimentell zu ermitteln.  $R_I$  liegt bei etwa 100 k $\Omega$ , wenn man  $R_{II}$  mit 10 k $\Omega$  annimmt.

### Berechnung der Wechselgrößen

Da die Ausgangsspannung  $\ddot{u}_2$  gegeben ist, wird mit der Berechnung der letzten Stufe begonnen. Hierbei wird angenommen, daß der wirksame Lastwiderstand  $R_I$  gleich  $R_L = 6,5$  k $\Omega$  ist.

Da diese Stufe gegengekoppelt ist, werden zunächst die  $h'$ -Parameter berechnet. Nach radio und fernsehen 24 (1960) S. 772 wird:

$$\begin{aligned} h'_{11e} &\approx h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E \\ &= 2,2 \cdot 10^3 + 30 \cdot 0,5 \cdot 10^3 \\ &= 17000 \Omega, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h'_{12e} &\approx h_{12e} + h_{22e} \cdot R_E \\ &= 0,9 \cdot 10^{-3} + 23 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 10^3 \\ &= 12,4 \cdot 10^{-3}, \end{aligned}$$

$$h'_{21e} \approx h_{21e} = 30,$$

$$h'_{22e} \approx h_{22e} = 23 \cdot 10^{-6} \text{ S}.$$

**Eingangswiderstand der zweiten Stufe nach Gleichung (11):**

$$\begin{aligned} r_{12} &= \frac{h'_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e}{1 + R_L \cdot h'_{22e}} \\ &= \frac{17 \cdot 10^3 + 6,5 \cdot 10^3 \cdot 24 \cdot 10^{-3}}{1 + 6,5 \cdot 10^3 \cdot 23 \cdot 10^{-6}} \\ &\approx 15 \cdot 10^3 \Omega. \end{aligned}$$

**Stromverstärkung der zweiten Stufe nach Gleichung (13):**

$$\begin{aligned} G_{12} &= \frac{h'_{21e}}{1 + R_L \cdot h'_{22e}} \\ &= \frac{30}{1 + 6,5 \cdot 10^3 \cdot 23 \cdot 10^{-6}} \approx 26 \text{ fach.} \end{aligned}$$

**Spannungsverstärkung der zweiten Stufe nach Gleichung (14):**

$$\begin{aligned} G_{u2} &= - \frac{h'_{21e} \cdot R_L}{h'_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e} \\ &\approx - \frac{30 \cdot 6,5 \cdot 10^3}{17 \cdot 10^3 + 6,5 \cdot 10^3 \cdot 24 \cdot 10^{-3}} \\ &\approx -11,4 \text{ fach.} \end{aligned}$$

**Erforderliche Eingangsspannung:**

$$\ddot{u}_{BE2} = \frac{\ddot{u}_2}{G_{u2}} = \frac{1}{11,4} = 0,088 \text{ V}.$$

Der wirksame Lastwiderstand der ersten Stufe ergibt sich aus:

$$R_{I1} = R_{L1} || R_{II2} || r_{12}$$

wobei  $R_I$  vernachlässigt werden kann.

$$\begin{aligned} R_{I1} &= \frac{1}{\frac{1}{6,5 \cdot 10^3} + \frac{1}{10 \cdot 10^3} + \frac{1}{15 \cdot 10^3}} \\ &= 3,1 \cdot 10^3 \Omega. \end{aligned}$$

**Eingangswiderstand der ersten Stufe nach Gleichung (11):**

$$\begin{aligned} r_{11} &= \frac{h_{11e} + R_{I1} \cdot \Delta h_e}{1 + R_{I1} \cdot h_{22e}} \\ &= \frac{2,2 \cdot 10^3 + 3,1 \cdot 10^3 \cdot 24 \cdot 10^{-3}}{1 + 3,1 \cdot 10^3 \cdot 23 \cdot 10^{-6}} \\ &\approx 2,1 \cdot 10^3 \Omega. \end{aligned}$$

**Stromverstärkung der ersten Stufe nach Gleichung (13):**

$$\begin{aligned} G_{11} &= \frac{h_{21e}}{1 + R_{I1} \cdot h_{22e}} \\ &= \frac{30}{1 + 3,1 \cdot 10^3 \cdot 23 \cdot 10^{-6}} = 28 \text{ fach.} \end{aligned}$$

**Spannungsverstärkung der ersten Stufe nach Gleichung (14):**

$$\begin{aligned} G_{u1} &= - \frac{h_{21e} \cdot R_{I1}}{h_{11e} + R_{I1} \cdot \Delta h_e} \\ &= - \frac{30 \cdot 3,1 \cdot 10^3}{2,2 \cdot 10^3 + 3,1 \cdot 10^3 \cdot 24 \cdot 10^{-3}} \\ &= -41 \text{ fach.} \end{aligned}$$

**Erforderliche Eingangsspannung:**

$$\ddot{u}_1 = \frac{\ddot{u}_{BE2}}{G_{u1}} = \frac{0,088}{41} = 2,1 \cdot 10^{-3} \text{ V}.$$

**Gesamte Spannungsverstärkung:**

$$\begin{aligned} G_{\text{ges}} &= G_{u1} \cdot G_{u2} \\ &= (-41) \cdot (-11,4) \approx 470 \text{ fach.} \end{aligned}$$

**Berechnung von  $C_K$  und  $C_E$**

Beide Größen sind für die untere Grenzfrequenz maßgebend. Gefordert ist  $f_u = 50$  Hz.

**Koppelkondensator  $C_K$  nach Gleichung (60):**

$$\begin{aligned} r_a &= R_L = 6,5 \text{ k}\Omega \text{ da } R_L \ll r_2 \\ r_e &= R_{II2} || r_{12} \text{ (} R_{II2} \text{ ist vernachlässigbar)} \\ r_e &= \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^3}{25 \cdot 10^3} = 6 \cdot 10^3 \Omega \end{aligned}$$

$$C_K \approx \frac{1}{2 \pi \cdot 50 (6 + 6,5) \cdot 10^3} = 0,25 \mu\text{F}$$

gewählt wurde 2  $\mu\text{F}$ .

Emitterkondensator  $C_E$  nach Gleichung (61):  
 $r_a'$  ist abhängig vom Innenwiderstand des Steuergenerators. Der ungünstigste Fall für  $C_E$  tritt auf, wenn  $r_a' = 0$  gesetzt wird.

$$C_E \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_u \cdot r_a' + h_{11e}} \cdot h_{21e}$$

$$\approx \frac{30}{314 \cdot 2,2 \cdot 10^3} \approx 43 \mu F,$$

gewählt wurde  $50 \mu F$ .

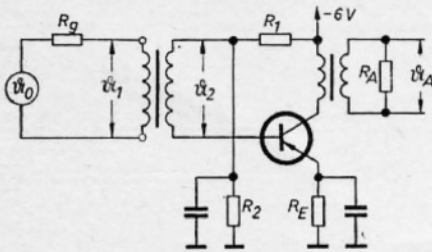


Bild 90: Einstufiger Verstärker mit Übertragerkopplung

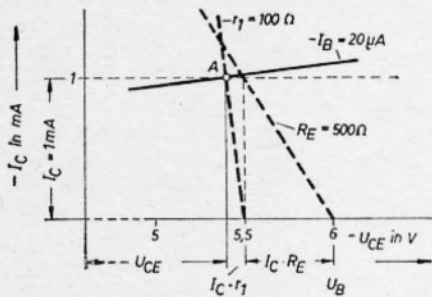


Bild 91: Einstellung des Arbeitspunktes bei Übertragerkopplung

### Berechnungsbeispiel für die Übertragerkopplung

Gegeben ist die im Bild 90 gezeigte Verstärkerschaltung. Zu berechnen sind die Übertragergrößen und die an den Arbeitswiderstand  $R_A = 1 \text{ k}\Omega$  abgegebene Wechselleistung, wenn als Batteriespannung  $U_B = -6 \text{ V}$  und als Kollektorgleichstrom  $I_C = -1 \text{ mA}$  angenommen wird. Ferner sei der Wicklungswiderstand der Primärwicklung  $r_1 = 100 \Omega$ , der Widerstand  $R_E = 500 \Omega$  und die untere Grenzfrequenz  $f_u = 50 \text{ Hz}$ . Die Generatorspannung am Eingang ist  $u_0 = 5 \text{ mV}$  und  $R_g = 200 \Omega$ .

Ferner ist:

$$h_{11e} = 800 \Omega, \quad h_{12e} = 4,5 \cdot 10^{-4},$$

$$h_{21e} = 47 \quad \text{und} \quad h_{22e} = 80 \cdot 10^{-6} \text{ S}.$$

### Einstellung des Arbeitspunktes

Die zwischen Kollektor und Emitter wirksame Gleichspannung  $U_{CE}$  ergibt sich aus:

$$U_{CE} = U_B - I_E \cdot R_E - I_C \cdot r_1, \quad I_E \approx I_C$$

$$U_{CE} \approx U_B - I_C \cdot R_E - I_C r_1.$$

$$U_{CE} = -6 - (-1 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,5 \cdot 10^3 - (-1 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,1 \cdot 10^3 = 5,4 \text{ V}.$$

Bild 91 zeigt stark vereinfacht die Verhältnisse im Ausgangskennlinienfeld. Ausgehend von  $U_B$  kann man durch

Eintragen der Widerstandsgerade für  $R_E$  den Spannungsabfall am Emitterwiderstand und durch die Widerstandsgerade für  $r_1$  den Gleichspannungsabfall am Übertrager grafisch ermitteln.  $U_{CE}$  und  $I_C$  legen den eingezeichneten Arbeitspunkt A fest. Gleichzeitig ergibt sich der für die Arbeitspunkteinstellung nötige Basisgleichstrom  $-I_B = 20 \mu A$ . Dieser wird durch den Spannungsteiler  $R_1, R_2$  eingestellt.

### Berechnung der Wechselgrößen

Gefordert ist optimale Verstärkung durch Widerstandsanzpassung am Ein- und Ausgang.

$$\Delta h_e = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e}$$

$$= 0,8 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 10^{-6}$$

$$- 4,5 \cdot 10^{-4} \cdot 47 = 43 \cdot 10^{-3}.$$

Optimaler Generatorwiderstand nach Gleichung (23):

$$R_{g \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11e} \cdot \Delta h_e}{h_{22e}}}$$

$$= \sqrt{\frac{0,8 \cdot 10^3 \cdot 43 \cdot 10^{-3}}{80 \cdot 10^{-6}}} = 655 \Omega.$$

Optimaler Lastwiderstand nach Gleichung (24):

$$R_{L \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11e}}{h_{22e} \cdot \Delta h_e}}$$

$$= \sqrt{\frac{0,8 \cdot 10^3}{80 \cdot 10^{-6} \cdot 43 \cdot 10^{-3}}} = 15,2 \text{ k}\Omega.$$

Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}_1$  des Eingangsübertragers nach Gleichung (67):

$$\bar{u}_1 = \sqrt{\frac{R_g}{R_A}} = \sqrt{\frac{R_g}{R_{g \text{ opt}}}} = \sqrt{\frac{200}{655}} = \frac{1}{1,81}.$$

Erforderliche Primärinduktivität  $L_1$  nach Gleichung (72):

$$L_1 = \frac{R_g}{4\pi \cdot f_u} = \frac{200}{4\pi \cdot 50} = 0,32 \text{ H}.$$

Wechselstrom im Primärkreis:

$$\mathfrak{I}_1 = \frac{u_0}{2 \cdot R_g} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,2 \cdot 10^3} = 12,5 \mu A.$$

An den Übertrager abgegebene Wechselleistung:

$$\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{I}_1^2 \cdot R_g = 12,5^2 \cdot 10^{-12} \cdot 0,2 \cdot 10^3$$

$$= 31,2 \cdot 10^{-9} \text{ W}.$$

Wechselstrom im Sekundärkreis:

$$\mathfrak{I}_2 = \mathfrak{I}_B = \mathfrak{I}_1 \cdot \bar{u}_1 = 12,5 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{1,81}$$

$$= 6,9 \mu A.$$

Sekundärspannung:

$$u_2 = u_{BE} = \frac{u_0}{2} \cdot \frac{1}{\bar{u}_1} = \frac{5}{2} \cdot 1,81$$

$$= 4,52 \text{ mV}.$$

Spannungsverstärkung des Transistors nach Gleichung (14):

$$G_u = -\frac{h_{21e} \cdot R_{L \text{ opt}}}{h_{11e} + R_{L \text{ opt}} \cdot \Delta h_e}$$

$$= -\frac{47 \cdot 15,2 \cdot 10^3}{0,8 \cdot 10^3 + 15,2 \cdot 10^3 \cdot 43 \cdot 10^{-3}}$$

$$= -490 \text{ fach}.$$

Kollektorwechselspannung:

$$u_c = u_{BE} \cdot G_u = 4,52 \cdot 10^{-3} (-490)$$

$$= -2,22 \text{ V},$$

$$u_{c \text{ max}} = u_c \cdot \sqrt{2} = -2,22 \cdot \sqrt{2}$$

$$= -3,14 \text{ V}.$$

Stromverstärkung des Transistors nach Gleichung (13):

$$G_1 = \frac{h_{21e}}{1 + R_{L \text{ opt}} \cdot h_{22e}}$$

$$= \frac{47}{1 + 15,2 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 10^{-6}} = 21 \text{ fach}.$$

Kollektorwechselstrom:

$$\mathfrak{I}_C = \mathfrak{I}_B \cdot G_1 = 6,9 \cdot 10^{-6} \cdot 21$$

$$= 145 \mu A,$$

$$\mathfrak{I}_{C \text{ max}} = \mathfrak{I}_C \cdot \sqrt{2} = 145 \cdot \sqrt{2} = 205 \mu A.$$

Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}_2$  des Ausgangsübertragers:

$$\bar{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{L \text{ opt}}}{R_A}} = \sqrt{\frac{15,2 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3}} = \frac{3,9}{1}.$$

Erforderliche Primärinduktivität  $L_1$  nach Gleichung (72):

$$L_1 = \frac{R_{L \text{ opt}}}{4\pi \cdot f_u} = \frac{15,2 \cdot 10^3}{4\pi \cdot 50} = 24 \text{ H}.$$

Wechselspannung am Arbeitswiderstand:

$$u_A = \frac{u_c}{\bar{u}_2} = \frac{2,22}{3,9} = 0,565 \text{ V}.$$

Wechselstrom im Arbeitskreis:

$$\mathfrak{I}_A = \mathfrak{I}_C \cdot \bar{u}_2 = 145 \cdot 10^{-6} \cdot 3,9 = 565 \mu A.$$

Ausgangswechselleistung:

$$\mathfrak{R}_A = u_A \cdot \mathfrak{I}_A = 0,565 \cdot 0,565 \cdot 10^{-3}$$

$$= 0,318 \text{ mW}.$$

Gesamtleistungsverstärkung:

$$G_P \text{ opt} = \frac{\mathfrak{R}_A}{\mathfrak{R}_1} = \frac{318 \cdot 10^{-6}}{31,2 \cdot 10^{-9}}$$

$$= 10000 \text{ fach}.$$

Auf Grund der nicht berücksichtigten Übertragerverluste liegen die Verstär-

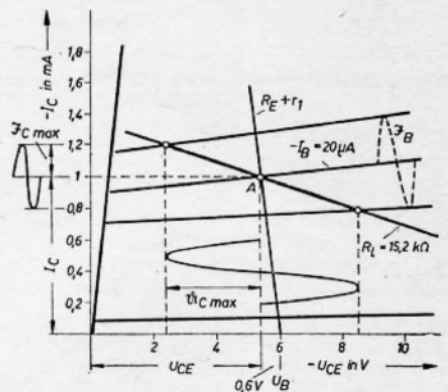


Bild 92: Ausgangskennlinienfeld

kungswerte etwas niedriger als die berechneten. Im Ausgangskennlinienfeld nach Bild 92 ist durch den Arbeitspunkt A der wirksame Wechselstromwiderstand  $R_1$  eingezeichnet. Durch die Steigung dieser Widerstandsgeraden ergibt sich die Beziehung zwischen Kollektorwechselstrom und Kollektorwechselspannung. Wird fortgesetzt

Ing. MANERED PULVERS

## Leistungsverstärker

Bei Leistungsverstärkern kommt es darauf an, das vorverstärkte Signal in ein Signal hoher Leistung umzuwandeln. Diese Art Verstärker werden in der Regel am Ausgang eines mehrstufigen Verstärkers als Endverstärker geschaltet und wirken unmittelbar auf den Verbraucher (z. B. Lautsprecher in dem die elektrische Energie in akustische Energie umgewandelt wird). Transistoren in Leistungsverstärkerstufen arbeiten an der Grenze der zulässigen Verlustleistung und werden im allgemeinen mit großen Signalen angesteuert. Im Gegensatz zum Kleinsignalbetrieb kann man wegen des nichtlinearen Verlaufs der Transistorkennlinie nicht mehr mit den Vierpolparametern arbeiten, da diese nur für einen kleinen Aussteuerbereich anwendbar sind. In diesem Fall geht man bei der Dimensionierung der Schaltung von den statischen Kennlinien des Transistors aus. Der nichtlineare Verlauf dieser Kennlinien hat bei der Aussteuerung des Transistors mit großen Signalen zur Folge, daß das Ausgangssignal in seiner Kurvenform nicht der des Eingangssignals entspricht. Ausgangsstrom und Ausgangsspannung sind stark verzerrt. Die Größe der Verzerrung wird durch den Klirrfaktor angegeben.

Bei Leistungsverstärkern stehen demnach zwei Bedingungen im Vordergrund:

1. größtmögliche Ausgangswechsellleistung und
2. kleinstmöglicher Klirrfaktor.

Außerdem sind von Bedeutung der Leistungsverbrauch, Wirkungsgrad, Leistungsverstärkung, thermische Stabilität und der Frequenzgang. In diesem Zusammenhang interessiert noch die Belastbarkeit von Leistungstransistoren, die stark von der Umgebungstemperatur  $T_a$  und von den Abkühlungsverhältnissen abhängig ist. Die in einem Transistor fließenden Ströme haben auf Grund der inneren Widerstände Leistungsverluste zur Folge, die eine Erwärmung des Kristalls mit sich führen. Diese Verluste setzen sich zusammen aus der Kollektor- und der Basisverlustleistung

$$P = P_C + P_B. \quad (74)$$

Da  $P_B$  klein gegenüber  $P_C$  ist, kann die Basisverlustleistung  $P_B$  meist vernachlässigt werden. Über das Transistorgehäuse findet eine Abstrahlung der Wärme an die Umgebung statt. Die Kristalltemperatur  $T_J$  steigt nun so lange, bis ein Wärmegleichgewicht zwischen zugeführter und abgegebener Wärmeenergie besteht. Ein einwandfreier Betrieb ist jedoch

nur dann möglich, solange die maximal zulässige Kristalltemperatur  $T_{J \max}$  nicht überschritten wird. Aus der Konstruktion des Transistors und den äußeren Verhältnissen ergibt sich ein Widerstand, der sich dem Wärmestrom entgegensetzt. Die maximal zulässige Kollektorverlustleistung ist nun um so größer, je kleiner dieser Wärmewiderstand  $k$  bzw. je größer das Temperaturgefälle ( $T_J - T_a$ ) ist. Für die maximal zulässige Kristall-

Im folgenden sollen die gebräuchlichsten Schaltungen für den A- und B-Betrieb behandelt werden.

## A-Verstärker

Diese Betriebsart ist dadurch gekennzeichnet, daß die Lage des Arbeitspunktes eine symmetrische Aussteuerung gewährleistet. Der Transistor arbeitet während einer ganzen Periode

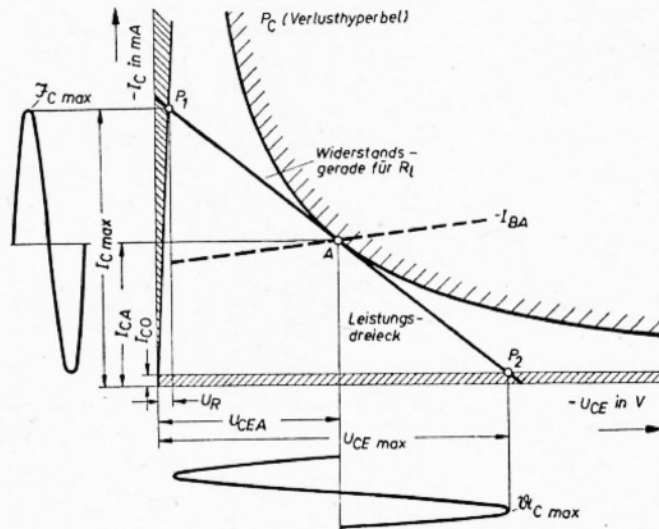
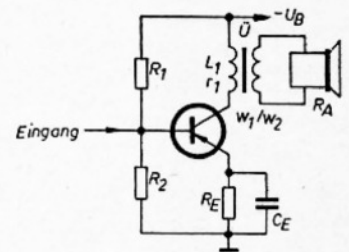


Bild 93: Ausgangskennlinienfeld zur Erklärung des A-Betriebes

Bild 94: Transistor-Leistungsverstärker, A-Betrieb



der Eingangswechsellspannung. Nach Bild 93 liegt der Arbeitspunkt A in Hinsicht einer möglichst großen Ausgangswechsellleistung  $P_C$  auf der Verlusthyperbel, die in den verschiedenen Punkten die maximal zulässige Kollektorverlustleistung  $P_C$  angibt. Ein derartiger Verstärker kann nach Bild 94 durch einen einzigen Transistor realisiert werden. Die dargestellte Verstärkerstufe speist beispielsweise einen Lautsprecher, dessen Widerstand  $R_A$  mittels eines Ausgangsübertragers in den Kollektorkreis transformiert wird und als

temperatur ergibt sich die Kollektorverlustleistung zu:

$$P_C = \frac{T_J - T_a}{k}$$

Darin bedeuten:

$T_J$  die maximal zulässige Kristalltemperatur in  $^{\circ}\text{C}$ ,

$T_a$  die Umgebungstemperatur in  $^{\circ}\text{C}$  und  $k$  den Wärmewiderstand in  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

Um eine möglichst gute Wärmeabstrahlung zur Umgebung zu erreichen werden Transistoren größerer Leistung mit einer zusätzlichen Kühlfläche versehen, auf die der Transistor montiert wird. In diesem Fall setzt sich der Wärmewiderstand  $k$  aus einem inneren und einem äußeren Wärmewiderstand zusammen, also

$$k = k_1 + k_2. \quad (76)$$

Vom Hersteller wird meist der Wärmewiderstand bzw. die für die angegebene maximale Verlustleistung nötige Kühlfläche angegeben.

wirksamer Lastwiderstand  $R_1$  erscheint. Zur Stabilisierung des thermischen Verhaltens ist im Emittierkreis ein Widerstand  $R_E$  eingezeichnet. Der parallel geschaltete Kondensator  $C_E$  verhindert eine Gegenkopplung durch  $R_E$  und  $R_1/R_2$  sorgen für die Einstellung des gewählten Arbeitspunktes. Ausgehend vom Arbeitspunkt A (Bild 93), der gekennzeichnet ist durch den Ruhestrom  $I_{CA}$  und die Kollektor-Emitter-Ruhe-spannung  $U_{CEA}$ , erfolgt die Aussteuerung entlang der Widerstandsgerade für  $R_1$ . Diese Aussteuerung wird begrenzt durch die beiden Punkte  $P_1$  und  $P_2$ , wobei  $P_1$  gegeben ist durch die für den Betrieb notwendige Mindestspannung (Restspannung  $U_R$ ) und  $P_2$  durch den Kollektorreststrom  $I_{CO}$ . Eine eingangsseitige Aussteuerung über beide Punkte hinaus würde keine wesentliche Veränderung des Kollektorstromes herbeiführen. Die Spitzen des Eingangssignals werden weggeschnitten. Die gestrichelt gekennzeichneten Gebiete können demnach für die Aussteuerung nicht herangezogen werden. Bei der Wahl des wirksamen Lastwiderstandes muß ferner sichergestellt sein, daß die zulässigen Transistorgrenzdaten für Strom und Spannung nicht überschritten werden.

Bei der Dimensionierung einer derartigen Schaltung geht man in der Regel von einer gegebenen Batteriespannung  $U_B$  aus. Da die ohmschen Widerstände  $r_1$  und  $R_E$  meist relativ klein sind, kann man angenähert  $U_B \approx U_{CEA}$  setzen.

Somit ergeben sich folgende Beziehungen:

Amplitude der Kollektorspannung  $u_{Cmax}$

$$u_{Cmax} = \frac{U_{CEmax} - U_R}{2} = U_{CEA} - U_R \quad (77)$$

Amplitude des Kollektorstroms  $i_{Cmax}$

$$i_{Cmax} = \frac{I_{Cmax} - I_{CO}}{2} = I_{CA} - I_{CO} \quad (78)$$

wenn volle Aussteuerung vorausgesetzt wird, sodaß für den Modulationsgrad

$$m = \frac{i_{Cmax}}{\frac{1}{2}(I_{Cmax} - I_{CO})} = 1 \quad (79)$$

gesetzt werden kann.

Lastwiderstand  $R_1$

$$R_1 = \frac{u_{Cmax}}{i_{Cmax}} = \frac{U_{CEA} - U_R}{I_{CA} - I_{CO}} \quad (80)$$

Abgegebene Wechselleistung (Inhalt des Leistungsdreiecks)

$$\begin{aligned} P_C &= \frac{u_{Cmax} \cdot i_{Cmax}}{2} \\ &= \frac{(U_{CEA} - U_R)(I_{CA} - I_{CO})}{2} \end{aligned} \quad (81)$$

Kollektorverlustleistung  $P_C$

$$P_C = I_{CA} \cdot U_{CEA} \quad (82)$$

Der Wirkungsgrad  $\eta$  der Stufe ergibt sich aus der abgegebenen Wechselleistung und der zugeführten Gleichstromleistung. Da letztere gleich der Kollektorverlustleistung gesetzt werden kann, ergibt sich:

$$\eta = \frac{P_C}{P_C} = \frac{1}{2} \frac{(U_{CEA} - U_R)(I_{CA} - I_{CO})}{U_{CEA} \cdot I_{CA}} \quad (83)$$

Da meist  $I_{CA} \gg I_{CO}$  und  $U_B \approx U_{CEA}$ , ergibt sich:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_B - U_R}{U_B} \quad (84)$$

Bei einem großen Verhältnis von Batterie- zu Restspannung ergibt sich ein Wirkungsgrad von etwa 45%.

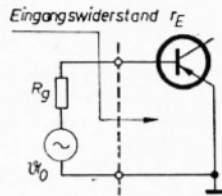


Bild 95: Darstellung zur Erklärung der Strom- und Spannungssteuerung

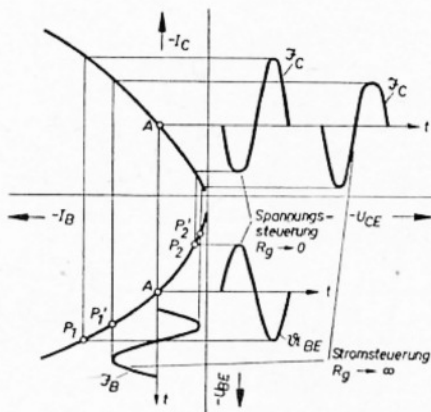


Bild 96: Darstellung der Verzerrung bei Strom- und Spannungssteuerung

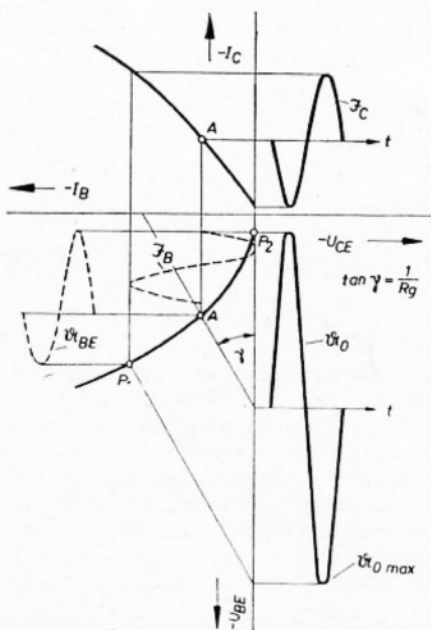


Bild 97: Darstellung zur Ermittlung des Generatorwiderstandes bei verzerrungsfreier Übertragung

Neben diesen Leistungsverhältnissen interessiert die eingangs gestellte Forderung einer möglichst geringen Verzerrung des Ausgangssignals. Verantwortlich hierfür ist hauptsächlich der nichtlineare Verlauf der Eingangskennlinie. Der Eingangswiderstand ist bei der Aussteuerung mit großen Signalen im Gegensatz zum Kleinsignalbetrieb nicht mehr konstant. Im Bild 95 ist der Eingangskreis eines Transistors stark vereinfacht dargestellt. Die Steuerquelle wirkt auf den Eingangskreis, der aus Generatorwiderstand  $R_g$  und dem nichtlinearen Eingangswiderstand des Transistors besteht, ein. Nimmt man  $u_0$  als sinusförmig an; so liegt diese für den Fall  $R_g = 0$  direkt am Transistoreingang. Wegen der sinusförmig verlaufenden Eingangsspannung, siehe hierzu Bild 96, liegt eine „Spannungssteuerung“ vor. Auf der Eingangskennlinie wird zwischen den Punkten  $P_1$  und  $P_2$  angesteuert. Entsprechend der Lage des Arbeitspunktes A und dem Grad der Aussteuerung ist der Eingangsstrom mehr oder weniger stark verzerrt. Aus der dynamischen Kennlinie im zweiten Quadranten, die den Zusammenhang zwischen  $-I_C$  und  $-I_B$  angibt, folgt der zeitliche Verlauf des Kollektorstroms.

Nimmt man hingegen an, daß  $R_g$  sehr viel größer ist als der Eingangswiderstand des Transistors, so wird der im Eingangskreis fließende Strom durch den linearen Widerstand  $R_g$  bestimmt. Wegen des sinusförmig verlaufenden Basisstroms liegt eine „Stromsteuerung“ vor. Nach Bild 96 läßt sich für diesen Fall ebenfalls der zeitliche Verlauf des Kollektorstroms konstruieren. Bei der Spannungs- sowie auch bei der Stromsteuerung ist der Kollektorstrom stark verzerrt. Es ist festzustellen, daß die Verzerrung in beiden Fällen entgegengesetzte Tendenz aufweist, was auf die Kennlinienkrümmung im zweiten Quadranten zurückzuführen ist. Demnach muß es einen endlichen Widerstand  $R_g$  geben, der zwischen den beiden Extremwerten  $R_g = 0$  und  $R_g = \infty$  liegt, bei dem eine Kompensation der Verzerrung durch die Kennlinie im zweiten Quadranten eintritt. Im Bild 97 ist ein grafisches Verfahren für die Ermittlung von  $R_g$  angegeben, bei dem eine nahezu verzerrungsfreie Übertragung in den Ausgangskreis stattfindet. Geht man vom gewählten Arbeitspunkt A und vom sinusförmig verlaufenden Kollektorstrom  $i_C$  aus, so ergibt sich der zeitliche Verlauf des Basisstroms  $i_B$ . Die Eingangskennlinie wird zwischen den beiden Punkten  $P_1$  und  $P_2$  angesteuert, woraus sich der zeitliche Verlauf der Basis-Emitterspannung  $u_{BE}$  ergibt. Der im Eingangskreis fließende Wechselstrom verursacht an  $R_g$  einen Spannungsabfall, der zusammen mit  $u_{BE}$  die erforderliche Generatorspannung  $u_0$  ergibt. Die Steigung der Widerstandsgeraden, die durch den Arbeitspunkt A geht, gibt die Größe des erforderlichen Generatorwiderstandes

$$R_g = \frac{1}{\tan \gamma}$$

an, bei welchem die beiden Amplitudenwerte von  $u_0$  gleich groß sind. Auf diese Art findet man einen günstigen Wert für  $R_g$ , bei welchem die Verzerrung ein Minimum annimmt.

Wird fortgesetzt

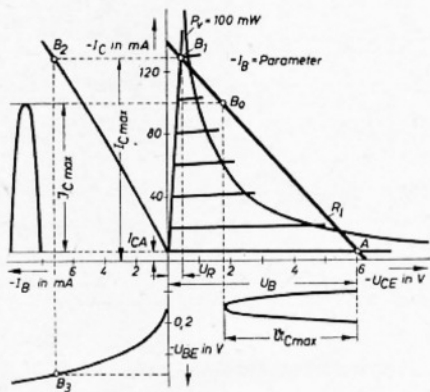
Ing. MANFRED PULVERS

Obwohl sich der in radio und fernsehen 10 (1961) S. 315 ... 316 beschriebene Leistungs-A-Verstärker durch seine Einfachheit und Unkompliziertheit auszeichnet, wird er doch verhältnismäßig wenig angewendet. Der Grund hierfür liegt darin, daß bei großer Aussteuerung die Verzerrungen unangenehm in Erscheinung treten, der Wirkungsgrad gering ist und das diese Schaltung einen hohen Ruhestromverbrauch aufweist, was besonders bei batteriegespeisten Transistorgeräten von großer Bedeutung ist. Bemerkenswert ist außerdem, daß die Ausgangsleistung eines A-Verstärkers durch die mit einer begrenzt hohen Leistung zur Verfügung stehenden Transistoren bestimmt wird.

Günstiger werden die Verhältnisse vor allem in bezug auf die Verzerrungen, wenn man eine Schaltung anwendet, bei der zwei in ihren Kennlinien übereinstimmende Transistoren im Gegentakt-A-Betrieb arbeiten. Allerdings verbraucht auch dieser Gegentakt-A-Verstärker einen hohen Ruhestrom.

### Gegentakt-B-Verstärker

Der B-Betrieb ist dadurch gekennzeichnet, daß der Arbeitspunkt A auf der Widerstandsgeraden im Ausgangskennlinienfeld bei einem sehr kleinen Kollektorstrom  $I_C$  liegt (siehe Bild 98), wodurch sich ein kleiner Ruhestromverbrauch ergibt. Dies bedeutet jedoch, daß

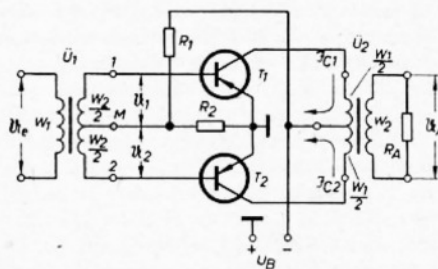


**Bild 98: Kennlinienfeld, Angabe des Arbeitspunktes für B-Betrieb**

der Transistor jeweils nur während einer halben Periode arbeitet, weshalb eine Gegentakt-schaltung, bestehend aus zwei gleichen Transistoren erforderlich ist, in der das ganze Eingangssignal (beide Halbwellen) verarbeitet werden kann.

Bild 99 zeigt die prinzipielle Schaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers. Die beiden Transistoren sind so geschaltet, daß ihre Emittoren an der Plusspannung und die Kollektoren über

je eine Wicklungshälfte eines gemeinsamen Ausgangsübertragers  $\dot{U}_2$  an der Minusspannung der Stromquelle liegen. Der Ausgang von  $\dot{U}_2$  ist mit dem Arbeitswiderstand  $R_A$  (z. B. Lautsprecher) abgeschlossen. Der am Eingang der Schaltung angeordnete Eingangsübertrager  $\dot{U}_1$ , dessen Sekundärwicklung aus zwei gleichen Wicklungshälften besteht, hat die Aufgabe, das Eingangssignal  $u_e$  den beiden Transistoreingängen zuzuführen. Dem Mittelabgriff M der Sekundärwicklung wird mit Hilfe des Spannungsteilers  $R_1, R_2$  die zur Einstellung des gewünschten Arbeitspunktes erforderliche Basis-Emitter-Gleichspannung  $U_{BE1} = U_{BE2}$  zugeführt. In jedem Basiskreis wird dieser Gleichspannung das über  $\dot{U}_1$  trans-



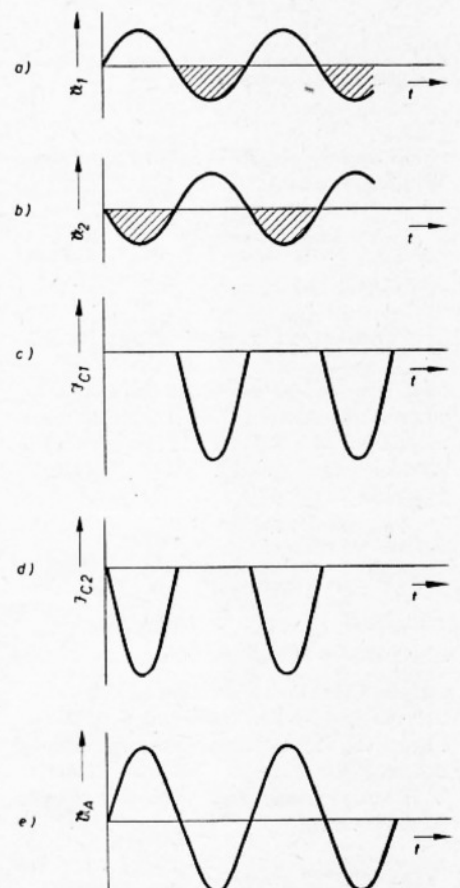
**Bild 99: Schaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers**

formierte Eingangssignal überlagert. Nach Bild 98 liegt der Arbeitspunkt A im Ausgangskennlinienfeld nahe der Spannungsachse. Im Ruhezustand fließt der kleine Kollektorstrom  $I_{CA}$ . Sieht man vom Spannungsabfall des Wicklungswiderstandes der im Kollektorkreis eines Transistors liegenden Wicklung  $\frac{W_1}{2}$  ab, so liegt an den beiden Kollektoren praktisch die gesamte Spannung  $U_B$ .

$$U_{CEA} = U_{CE1} = U_{CE2} \approx U_B.$$

Die Aussteuerung auf der Widerstandsgeraden im Ausgangskennlinienfeld kann maximal bis zum Punkt  $B_1$  vorgenommen werden. Überträgt man den Arbeitspunkt A in das Eingangskennlinienfeld, so liegt dieser dort praktisch im Ursprung der Kennlinie. Dem Punkt  $B_1$  entspricht hier  $B_0$ . Daraus ist zu ersehen, daß die Aussteuerung eines Transistors dieser Gegentakt-schaltung mit einer negativen Halb-welle der Eingangsspannung vorgenommen wird. Wie Bild 98 zeigt, ist ein solcher Fall mit der Aussteuerung bis zum Punkt  $B_0$  gezeigt. Demnach arbeitet die gesamte Schaltung nur dann wunschgemäß, wenn dafür gesorgt wird, daß die beiden Eingänge der Transistoren aus-gesteuert werden. Die beiden Spannungen  $u_1$  und  $u_2$ , die sich auf den Punkt M beziehen,

müssen demzufolge in ihrer Phasenlage  $180^\circ$  gegeneinander verschoben sein. Diese Phasen-verschiebung besorgt der Eingangsübertrager  $\dot{U}_1$ . Veranschaulicht werden die Strom- und Spannungsverhältnisse der Schaltung durch Bild 100. Die Darstellungen a und b zeigen die in Gegenphase liegenden Sekundärspannungen  $u_1$  und  $u_2$  der beiden Wicklungshälften des Eingangsübertragers. Entsprechend den Darstellungen c und d steuern die negativen Halb-wellen von  $u_1$  und  $u_2$  die Kollektorströme der beiden Transistoren. Die an jeder Basis wirk-same positive Halb-welle verändert den Kollektorstrom so geringfügig, daß dieser Vorgang vernachlässigt werden kann. Im Aus-gangsübertrager werden durch entsprechende Schaltung der primären Wicklungshälften die beiden Kollektorströme  $i_{C1}$  und  $i_{C2}$  gewisser-maßen zusammengesetzt, sodaß am Arbeits-widerstand  $R_A$  das vollständige jedoch ver-stärkte Eingangssignal erscheint (Darstel-lung e). Bild 101 zeigt diese Zusammenhänge in einer anderen leicht verständlichen Dar-stellung.



**Bild 100: Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen am Ein- und Ausgang der Gegentaktstufe**

## Rechnerische Behandlung der Gegentakt-B-Stufe

Nach Bild 98 ist bei sinusförmiger Aussteuerung der Scheitelwert des Kollektorstromes:

$$I_{Cmax} = m (I_{Cmax} - I_{CA}) \quad (85)$$

und der Scheitelwert der Kollektorspannung

$$U_{Cmax} = m (U_B - U_R). \quad (86)$$

Hierbei gibt  $m$  den Grad der Aussteuerung an. Wird diese bis zum Arbeitspunkt  $B_1$  vorgenommen, so ist  $m = 1$  und in allen anderen Fällen  $0 \leq m < 1$ . Ferner ist der wirksame Lastwiderstand  $R_1$ , der als reell angenommen wird:

$$R_1 = \frac{U_{Cmax}}{I_{Cmax}}. \quad (87)$$

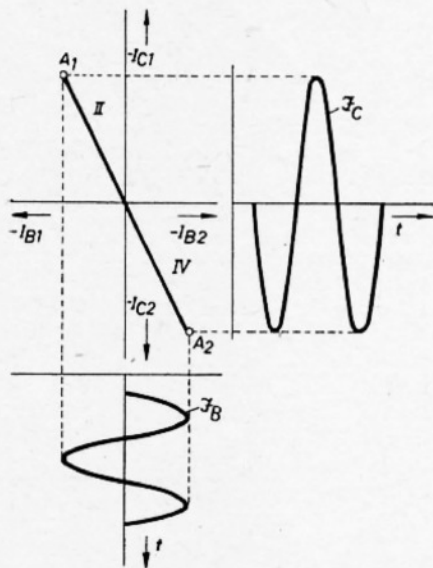


Bild 101: Vereinfachte Darstellung zur Erklärung des Gegentakt-B-Betriebes

Damit wird die von der Schaltung abgegebene Wechselleistung:

$$P_{Cges} = \frac{U_{Cmax} \cdot I_{Cmax}}{2}$$

oder auch

$$P_{Cges} = \frac{U_{Cmax}^2}{2 R_1} = m^2 \frac{(U_B - U_R)^2}{2 R_1}$$

Sieht man von der durch den Ruhestrom  $I_{CA}$  verursachten (kleinen) Leistung ab, so ergibt sich die von der Batterie abgegebene Gleichstromleistung:

$$P_{Bges} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{Cmax} \cdot U_B = \frac{2}{\pi} m (I_{Cmax} - I_{CA}) \cdot U_B. \quad (89)$$

Hierin ist  $\frac{2}{\pi} \cdot I_{Cmax}$  der arithmetische Mittelwert des Kollektorstromes über eine Periode. Die von den beiden Transistoren in Wärme umgesetzte Verlustleistung ergibt sich aus der Differenz der von der Batterie gelieferten Gleichstromleistung und der abgegebenen Wechselleistung.

$$P_{Cges} = P_{Bges} - P_{Cges}. \quad (90)$$

Werden in diese Gleichung die Gleichungen (88) und (89) eingesetzt, so ergibt sich:

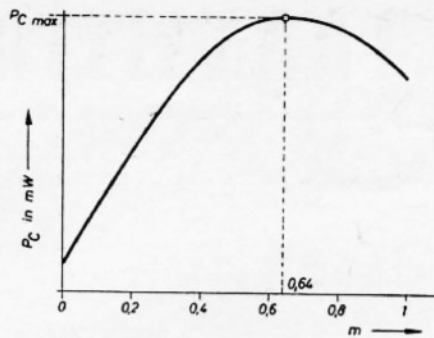


Bild 102: Kollektorverlustleistung in Abhängigkeit von der Aussteuerung  $m$

$$P_{Cges} = \frac{2}{\pi} m (I_{Cmax} - I_{CA}) U_B - m^2 \frac{(U_B - U_R)^2}{2 R_1}. \quad (91)$$

Damit ist die Kollektorverlustleistung für einen Transistor

$$P_C = \frac{P_{Cges}}{2} = \frac{m}{\pi} (I_{Cmax} - I_{CA}) U_B - m^2 \frac{(U_B - U_R)^2}{4 \cdot R_1}. \quad (92)$$

Nach dieser Beziehung ist die Kollektorverlustleistung abhängig vom Grad der Aussteuerung  $m$ . Es ist leicht einzusehen, daß im Ruhezustand, wenn keine Aussteuerung stattfindet ( $m = 0$ ), die Verlustleistung entsprechend dem Arbeitspunkt A sehr klein ist. Im Bereich  $0 \leq m \leq 1$  steigt mit wachsendem  $m$  die Verlustleistung bis zu einem Maximum, um dann wieder abzufallen. Diese Beziehung ist im Bild 102 dargestellt. Erklären kann man sich dieses Verhalten, in dem man den Arbeitspunkt A in Richtung B verschiebt. Hierbei steigt unabhängig davon, ob die Widerstandsgerade die Verlusthyperbel schneidet oder nicht, die Verlustleistung an und fällt dann in der Nähe des Punktes B wieder ab. Ähnlich liegen die Verhältnisse bei sinusförmiger Aussteuerung. Jedoch ist dabei zu beachten, daß nach jeder Aussteuerung die Pause einer halben Periode folgt, sodaß hierdurch eine gewisse Abkühlung des Halbleitermaterials stattfindet. Damit ist auch zu erklären, daß die durch die Lage der Widerstandsgeraden  $R_1$  (Bild 98) eintretende Überlastung zulässig ist.

Das Maximum der Kollektorverlustleistung findet man durch Differentiation der Gl. (92), indem man

$$\frac{dP_C}{dm} = 0$$

setzt.

Es ergibt sich somit:

$$m(P_{Cmax}) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_B}{U_B - U_R}. \quad (93)$$

Ist  $U_B \gg U_R$ , so ergibt sich  $m = 0,64$  (siehe Bild 102).

Da im praktischen Betrieb die Aussteuerung jeden beliebigen Wert im Bereich  $0 \leq m \leq 1$  annehmen kann, muß die Schaltung für den Aussteuerungsgrad  $m$  ausgelegt werden, bei dem die größte Kollektorverlustleistung auftritt. Diese findet man, indem Gl. (93) in Gl. (92) eingesetzt wird.

$$P_{Cmax} = \frac{2}{\pi^2} (I_{Cmax} - I_{CA}) \frac{U_B^2}{U_B - U_R} - \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{U_B^2}{(U_B - U_R)^2} \cdot \frac{(U_B - U_R)^2}{R_1} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_B^2}{R_1} - \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{U_B^2}{R_1}, \quad (94)$$

Da die maximale Verlustleistung vom Hersteller angegeben wird, ergibt sich aus dieser Beziehung bei gegebener Speisespannung  $U_B$  der Arbeitswiderstand  $R_1$  eines Kollektorstromes:

$$R_1 = \frac{U_B^2}{\pi^2 \cdot P_{Cmax}}. \quad (95)$$

Damit ergibt sich auch der maximale Kollektorstrom eines Transistors:

$$I_{Cmax} = \frac{U_B - U_R}{R_1}. \quad (96)$$

Dieser muß gleich oder kleiner sein, als der vom Hersteller angegebene maximal zulässige Kollektorstrom.

Der Wirkungsgrad  $\eta$  der Schaltung ergibt sich aus:

$$\eta = \frac{P_{Cges}}{P_{Bges}} = \frac{m^2 (U_B - U_R)^2}{2 R_1 \cdot \frac{2}{\pi} m \cdot U_B (I_{Cmax} - I_{CA})} = \frac{\pi}{4} m \cdot \frac{U_B - U_R}{U_B}, \quad (97)$$

für  $m = 1$  und für  $U_B \gg U_R$  wird  $\eta = 0,78$ .

Wird fortgesetzt

Aus

### Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 6 (1961)

■ Entwicklungstendenzen der modernen Ortungstechnik II: Korrelationsmeßverfahren der Luftfahrtnavigation

■ Wege der Mikro-Miniaturisierung in der Elektronik

■ Ein Gruppenlaufzeitmeßgerät für das Niederfrequenzgebiet

■ Neue Radargeräte zur Erhöhung der Sicherheit auf See

■ Duroplast-Liliput-Kondensatoren für die Transistortechnik

Ing. MANFRED PULVERS

## Gegentakt-Ausgangsübertrager

Entsprechend der Lage (Steigung) der Widerstandsgeraden im Ausgangskennlinienfeld ist im Kollektorkreis eines Transistors der Widerstand  $R_1$  wirksam. Ist der Ausgangsübertrager  $\dot{U}_2$  mit einem reellen Widerstand  $R_A$  abgeschlossen — siehe hierzu Bild 103 — so ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis von

$$\frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_A}} \quad \text{bzw.} \quad \ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4 \cdot R_1}{R_A}} \quad (98)$$

Demnach ist an den beiden Anschlußpunkten 1 und 2 des Übertragers der Widerstand  $4 \cdot R_1$

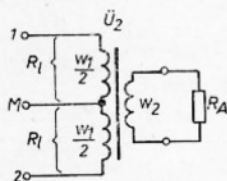


Bild 103: Gegentakt-Ausgangsübertrager

wirksam. Für die zu übertragende untere Grenzfrequenz ist auch hier wieder die Induktivität  $L_1$  maßgebend. Es gelten grundsätzlich die im Abschnitt „Übertragerkopplung“ in radio und fernsehen 6 (1961) S. 175 und 176 angestellten Überlegungen, jedoch mit dem Unterschied, daß hier wegen der eingangs gestellten Forderung nach möglichst hoher Ausgangsleistung keine Anpassung des Arbeitswiderstandes  $R_A$  an die Transistor-Leistungsstufe vorgenommen wird.

Ausgehend von Gl. (66) findet man:

$$L_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_u} \cdot \frac{R_g \cdot R_1}{R_g + R_1}$$

Der Generatorwiderstand  $R_g$ , gegeben durch den Innenwiderstand des Transistors, ist prak-

tisch sehr viel größer als  $R_1$  ( $R_g \gg R_1$ ). Somit kann man setzen:

$$L_1 = \frac{R_1}{2\pi \cdot f_u} \quad (99)$$

Diese Gleichung bezieht sich auf eine Wicklungshälfte, sie kann demnach auch für die Ermittlung der Primärinduktivität  $L_1$  bei Ein-

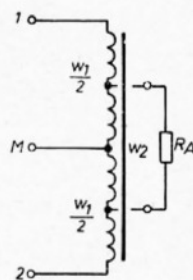


Bild 104: Spartransformator als Gegentakt-Ausgangsübertrager

taktverstärkern angewendet werden. Die Gesamtprimärinduktivität  $L_{1 \text{ ges}}$  der Wicklung  $w_1$  des Gegentaktübertragers ist  $4 \cdot R_1$  — siehe hierzu Gl. (98). Somit ist:

$$L_{1 \text{ ges}} = \frac{4 \cdot R_1}{2\pi \cdot f_u} \quad (100)$$

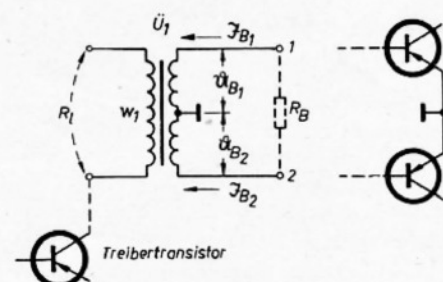


Bild 105: Schematische Darstellung der Verhältnisse im Eingangskreis

In praktischen Schaltungen findet man oft den Gegentakt-Ausgangsübertrager in Form eines Spartransformators. Dieser Übertrager, siehe Bild 104, besteht aus einer Wicklung, die entsprechend dem geforderten Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  angezapft ist. Durch den Wegfall der zweiten Wicklung werden die Streuung sowie auch die Verluste kleiner.

## Eingangübertrager

Der Eingangübertrager  $\dot{U}_1$  steuert mit den beiden Wicklungshälften der Sekundärseite die zwei Eingänge der Endstufe. Die Primärwicklung  $w_1$  liegt im Kollektorkreis der „Treiberstufe“ (Bild 105). Sie liefert die zur Aussteuerung der Endstufe nötige Steuerleistung. Das Übersetzungsverhältnis des Übertragers ergibt sich aus:

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_B}} \quad (101)$$

Hierbei stellt  $R_B$  die Sekundärbelastung gegeben durch die Eingangswiderstände der Transistoren dar und  $R_1$  den erforderlichen Arbeitswiderstand der Treiberstufe. Entsprechend der Wirkungsweise der Gegentakt-schaltung fließt während der Zeit einer Halbwelle der Strom  $\mathfrak{I}_B$  immer nur über eine Wicklungshälfte. Demnach kann man sich vorstellen, daß gleiche elektrische Verhältnisse vorliegen, wenn über die gesamte Sekundärwicklung ständig der halbe Basisstrom  $\frac{\mathfrak{I}_B}{2}$  fließt. Da nun an den Anschlußpunkten 1 und 2 die Spannung  $2 \cdot \mathfrak{U}_B$  wirksam ist, kann man  $R_B$  angenähert berechnen aus:

$$R_B = \frac{2 \mathfrak{U}_B}{\frac{\mathfrak{I}_B}{2}} = 4 \cdot \frac{\mathfrak{U}_B}{\mathfrak{I}_B} \quad (102)$$

Die für die Gegentaktstufe erforderliche Steuerleistung ist dann

$$\mathfrak{P}_{st} = \frac{\mathfrak{U}_B \cdot \mathfrak{I}_B}{2} \quad (103)$$

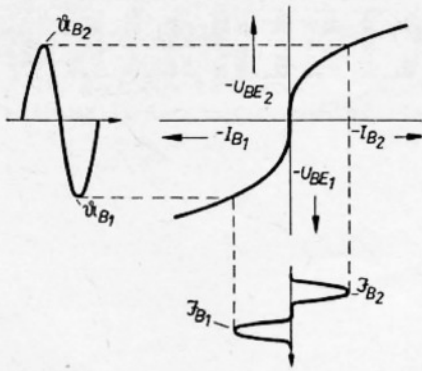


Bild 106: Darstellung zur Erklärung der Verzerrungen während der Stromübernahme

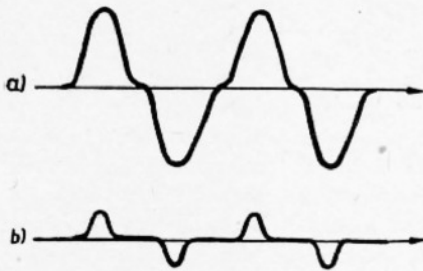


Bild 107: Schematische Darstellung der Stromübernahme-Verzerrungen, a) bei großer Eingangsspannung, b) bei kleiner Eingangsspannung

und die für die untere Grenzfrequenz  $f_u$  erforderliche Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{R_1}{2\pi \cdot f_u} \quad (104)$$

### Verzerrungen im Gegentakt-B-Betrieb

Die Verzerrungen des Ausgangssignals werden zum Teil auch hier durch den nichtlinearen Verlauf der Transistorkennlinien, vor allem der Eingangskennlinie bestimmt. Der Einfluß des Innenwiderstandes der Steuerquelle auf die Verzerrungen ist ähnlich wie beim A-Verstärker.

Bei einem Gegentakt-B-Verstärker, bei dem zwei Transistoren die Kurvenform des Ausgangssignals bestimmen, besteht die Notwendigkeit gleicher Transistorkennlinien. Aus diesem Grund werden vom Herstellerwerk ausgesuchte Transistorpaare geliefert, die diesen Forderungen entsprechen. Trotz dieser Maßnahme ergibt sich jedoch im Gegentakt-B-Betrieb noch eine besondere Art von Verzerrungen, die während der Zeit der Stromübernahme von dem einen zum anderen Transistor hervorgerufen werden. Im Bild 106 sind die Eingangskennlinien der beiden in Gegentakt geschalteten Transistoren gezeigt. Der Verlauf der Kennlinien läßt im Zusammenhang mit dem Eingangssignal erkennen, daß während der Zeit der Stromübernahme praktisch kein Stromfluß im Ausgangskreis stattfindet. Die Zeit des leitenden Zustandes ist

demnach kleiner als die einer Halbwelle des Eingangssignals. Die sich hieraus ergebenden Verzerrungen des Ausgangssignals sind offenbar um so größer, je kleiner die Eingangsspannung ist, siehe hierzu Bild 107. Die Stromübernahme-Verzerrungen lassen sich besonders bei kleinem Eingangspegel verringern, in dem man den Arbeitspunkt in das Gebiet des A-Betriebes verschiebt, wodurch die Stromübernahme ohne Zeitverzögerung vor sich geht. Die für diesen Arbeitspunkt nötige Basis-Emitter-Gleichspannung  $U_{BEA}$  ist durch den im Bild 99 [radio und fernsehen 12 (1961) S. 383] angegebenen Spannungsteiler  $R_1, R_2$  einstellbar. Für den praktischen Betrieb ist es zweckmäßig, den Widerstand  $R_1$  durch einen Festwiderstand und einen regelbaren Widerstand zu ersetzen. Hierdurch ergibt sich die Möglichkeit, die günstigste Arbeitspunktspannung  $U_{BEA}$  experimentell zu ermitteln bzw. einzustellen.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß die Verzerrungen durch den nichtlinearen Kurvenverlauf der Kennlinien und die Lage des Arbeitspunktes bestimmt werden. Beide Faktoren stehen im engen Zusammenhang. Steuert man den Verstärker mit einer kleinen Signalspannung, so ist einleuchtend, daß neben den Stromübernahme-Verzerrungen, die durch die Lage des Arbeitspunktes gegeben sind, auch die stark gekrümmte Eingangskennlinie die Verzerrungen in entscheidendem

zerrungen aus. Wie früher schon beschrieben, ist unter diesen Verhältnissen eine Spannungssteuerung angebracht. Da beide Forderungen einander widersprechen, läßt sich keine allgemein gültige Regel für eine günstige Dimensionierung in Hinsicht der Verzerrungen ableiten. Offenbar liegen günstigere Verhältnisse vor, wenn man in Richtung Spannungssteuerung arbeitet.

### Treiberstufen

Treiberstufen, von denen die Steuerleistung der Gegentakt-Endstufe abgefordert wird, arbeiten meist mit großen Signalen und werden demzufolge nach den Regeln der Leistungsverstärker bemessen. Gegentakt-Verstärker benötigen zwei um  $180^\circ$  phasenverschobene Steuerspannungen. Die Erzeugung dieser beiden Spannungen wird im allgemeinen mit zur Aufgabe der Treiberstufe gezählt. In den gebräuchlichsten Schaltungen entspricht man dieser Forderung — wie im Bild 99 [radio und fernsehen 12 (1961) S. 383] — durch einen Übertrager, der die Ankopplung der Endstufe an die Treiberstufe vornimmt. Bild 108 zeigt die Schaltung einer Treiberstufe mit Koppelübertrager. Abgesehen von der Besonderheit des Ausgangs entspricht diese Schaltung der eines A-Verstärkers.

Will man den Koppelübertrager vermeiden, so besteht die Möglichkeit, eine RC-Kopplung entsprechend Bild 109 vorzunehmen. In diesem Fall hat die Treiberstufe gleichzeitig die Aufgabe einer „Phasenumkehrstufe“ zu erfüllen. An den beiden Ausgängen  $A_1$  und  $A_2$  liegen die Eingänge der Gegentakt-Endstufe. Die Steuerspannung sowie auch die Leistung ist für beide Eingänge gleich. Demzufolge muß die Signalspannung am Kollektor und Emitter gleich groß sein. Dies erreicht man bei  $R_L = R_2$ , unter der Voraussetzung, daß die an diesen beiden Punkten wirkenden inneren Widerstände gleich groß sind.

Wählt man  $R_L$  und  $R_2$  sehr niederohmig, so sind auch die Quellwiderstände an diesen beiden Punkten niederohmig und die Transistorparameter ohne Einfluß. Bei hochohmigen Widerständen  $R_L$  und  $R_2$  hingegen müssen die ungleichen Quellwiderstände an den Punkten C und E durch einen zusätzlichen Widerstand  $R_4$  korrigiert werden. In diesem Fall kann man  $R_4 \approx R_L$  setzen, so daß man mit hochohmigen Quellen arbeitet. Der einseitige Spannungsteiler  $R_1, R_2$  sorgt für die Einstellung des Arbeitspunktes. Die Stufe selbst arbeitet auf Grund des im Emitterkreis liegenden Widerstandes  $R_3$  wie eine Verstärkerstufe mit Reihe-Reihe-Gegenkopplung mit kleiner Verstärkung. Entsprechend der Wirkungsweise dieser Schaltung sind die an den Punkten C und E abfallenden Wechselspannungen in ihrer Phase um  $180^\circ$  verschoben.

Wird fortgesetzt

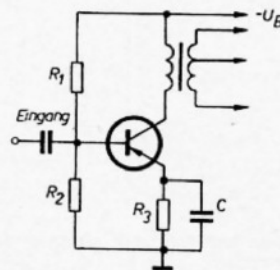


Bild 108: Treiberstufe

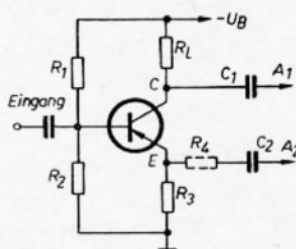


Bild 109: Phasenumkehrstufe

Maße beeinflusst. In diesem Falle ist eine Stromsteuerung der Transistoren zu empfehlen. Bei großen Eingangssignalen hingegen wirkt sich in erster Linie der nichtlineare Verlauf der Kennlinie  $I_C = f(I_B)$  auf die Ver-

Ing. MANFRED PULVERS

## Berechnungsbeispiel für einen Gegentakt-B-Verstärker

Die im Bild 110 gezeigte Schaltung, bestehend aus einem Gegentakt-B-Verstärker und einer Treiberstufe, ist zu berechnen. Für die Gegentaktstufe steht ein Transistorpaar 2 × OC 821 und für die Treiberstufe ein Transistor OC 811 zur Verfügung. Die Schaltung, die mit einer Speisespannung  $-U_B = 6\text{ V}$  betrieben wird, arbeitet über den Ausgangstransformator auf einen Lastwiderstand (Lautsprecher) von  $R_L = 4\ \Omega$ . Die untere Grenzfrequenz soll 50 Hz betragen.

### Berechnung der Gegentaktstufe

Als Grundlage für die Berechnung dienen die vom Herstellerwerk angegebenen Kenndaten für die verwendeten Transistoren OC 821.

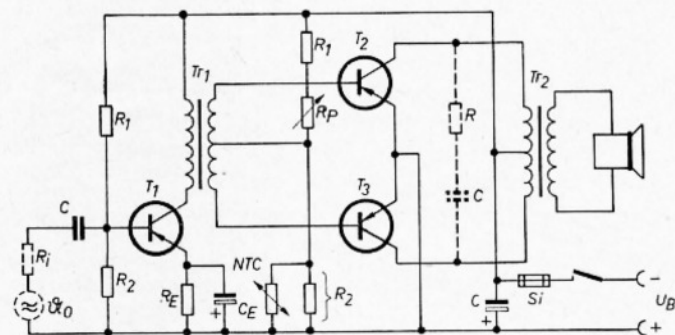


Bild 110: Gegentakt-B-Verstärker mit Treiberstufe

Kollektorstrom  $-I_{C\text{ max}} = 150\text{ mA}$   
 Kollektorspannung  $-U_{CE\text{ max}} = 20\text{ V}$   
 Kollektorverlustleistung  $P_{C\text{ max}} = 100\text{ mW}$   
 Sperrschichttemperatur  $T_{j\text{ max}} = +75\text{ }^\circ\text{C}$   
 Wärmewiderstand  $k_1 = 0,3\text{ }^\circ\text{C/mW}$

### Erforderliche Kühlfläche

Die Gegentaktstufe soll bei maximaler Kollektorverlustleistung bis zu einer Umgebungstemperatur  $T_a = +40\text{ }^\circ\text{C}$  arbeiten. Die für die Abkühlung erforderliche Kühlfläche ergibt sich aus den folgenden Beziehungen. Es ist

$$P_{C\text{ max}} = \frac{T_j - T_a}{k}$$

Damit wird

$$k = \frac{T_j - T_a}{P_{C\text{ max}}} = \frac{75 - 40}{100} = 0,35\text{ }^\circ\text{C/mW}$$

und

$$k_2 = k - k_1 = 0,35 - 0,3 = 0,05\text{ }^\circ\text{C/mW}$$

( $k_1$  ist der Wärmewiderstand des Transistors,  $k_2$  der Wärmewiderstand der Kühlfläche und  $k = k_1 + k_2$ ).

Es ergibt sich mit der Wärmeaustauschkonstante  $\alpha_w = 1,5\text{ } \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}}$  die erforderliche Kühlfläche

$$F = \frac{1}{\alpha_w \cdot k_2} = \frac{1}{1,5 \cdot 0,05} = 13,4\text{ cm}^2$$

Hiernach wird jeder der beiden Transistoren auf eine Alu-Platte von z. B.  $4 \times 3,5\text{ cm}$  montiert.

Im Bild 111 ist die vom Herstellerwerk angegebene Abhängigkeit der Verlustleistung von der Umgebungstemperatur bei verschiedenen Kühlflächen gezeigt.

### Ausgangsseite der Gegentaktstufe

Der Arbeitswiderstand  $R_1$  eines Kollektorkreises beträgt nach Gleichung (95)

$$R_1 = \frac{U_B^2}{\pi^2 \cdot P_{C\text{ max}}} = \frac{36}{3,14^2 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} \approx 36\ \Omega$$

$$\bar{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4 \cdot R_1}{R_L}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 36}{4}} = 6$$

und die Induktivität der Primärwicklung beträgt nach Gleichung (100)

$$L_{1\text{ ges}} = \frac{2 \cdot R_1}{\pi \cdot f_u} = \frac{2 \cdot 36}{3,14 \cdot 50} = 0,46\text{ H}$$

Auf die weitere Berechnung des Ausgangsübertragers (Kernquerschnitt, Windungszahl und Leiterquerschnitt) wird verzichtet. Geeignete Berechnungsunterlagen stehen in der Fachliteratur in genügendem Maße zur Verfügung. Es sei darauf hingewiesen, daß der im Handel erhältliche Übertrager M 30 für diesen Zweck geeignet ist.

### Eingangsseite der Gegentaktstufe

Mit Rücksicht auf die Stromübernahmeverzerrungen wird der Kollektorruhestrom  $I_{CA} = 2\text{ mA}$  gewählt. Damit liegen der Arbeitspunkt  $A_1$  sowie die Strom- und Spannungswerte für den Eingangskreis fest. Nach Bild 112 ergeben sich folgende Werte:

$$U_{BEA} = 130\text{ mV} \quad I_{BA} = 0,1\text{ mA}$$

$$U_{BEB} = 380\text{ mV} \quad I_{BB} = 9\text{ mA}$$

Die Einstellung des Arbeitspunktes besorgt der Eingangsspannteiler  $R_1, R_P, R_2$ . Wegen der starken Temperaturabhängigkeit des Kollektorstromes ist es notwendig, den Arbeitspunkt gegen Temperaturschwankungen zu stabilisieren. Dies ist möglich durch den Einsatz eines NTC-Widerstandes, dessen Widerstandswert mit steigender Umgebungstemperatur sinkt. Bei einer Temperaturerhöhung wird die Basis-Emitterspannung  $|U_{BEA}|$  kleiner und wirkt der Zunahme des Kollektorstromes entgegen.

und der maximale Kollektorstrom nach Gleichung (96), wenn für die Restspannung  $-U_R = 0,5\text{ V}$  gesetzt wird,

$$I_{C\text{ max}} = \frac{U_B - U_R}{R_1} = \frac{6 - 0,5}{36} \approx 0,15\text{ A}$$

Dieser Wert entspricht gerade noch den vom Herstellerwerk angegebenen zulässigen Maximalwert.

Im Kennlinienfeld (Bild 112) ist die Widerstandsgerade für  $R_1 = 36\ \Omega$  eingezeichnet. Damit liegt für Vollaussteuerung ( $m = 1$ ) der Punkt  $B_1$  fest.

Die Amplitude der Kollektor-Wechselspannung ist

$$U_{C\text{ max}} = U_B - U_R = 6 - 0,5 = 5,5\text{ V}$$

Somit ergibt sich die von der Gegentaktstufe abgegebene maximale Wechselleistung

$$P_{C\text{ ges}} = \frac{U_{C\text{ max}}^2}{2 \cdot R_1} = \frac{5,5^2}{2 \cdot 36} = 0,42\text{ W}$$

und nach Gleichung (97) der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_B - U_R}{U_B} = \frac{3,14}{4} \cdot \frac{6 - 0,5}{6} = 0,72$$

Das Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  des Ausgangsübertragers wird nach Gleichung (98)

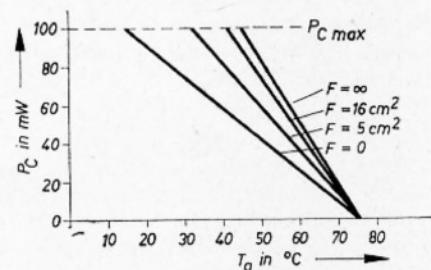


Bild 111: Abhängigkeit der Verlustleistung von der Temperatur bei verschiedenen Kühlflächen

Bei der Berechnung des temperaturabhängigen Spannungsteilers geht man im allgemeinen so vor, daß man den Teilerstrom  $I_T$  etwa gleich dem Basisstrom  $I_{BB}$  wählt. Der Widerstandswert des NTC-Widerstandes muß gleich oder kleiner als der Eingangswiderstand der Stufe sein.

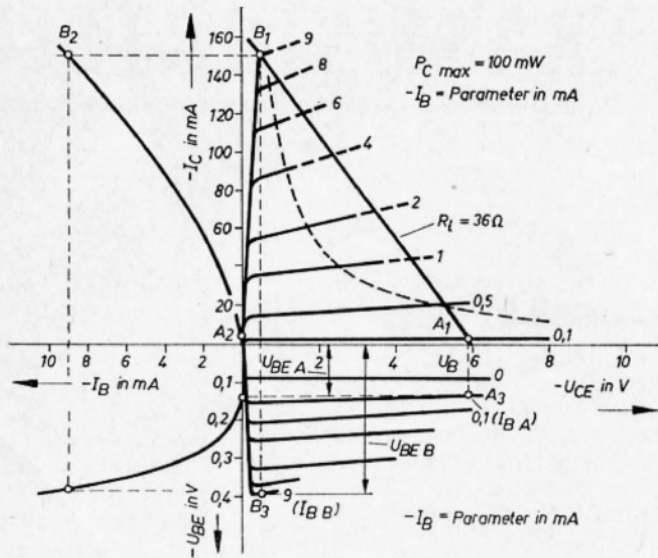


Bild 112: Kennlinienfeld für OC 821

Eingesetzt wird ein NTC-Widerstand mit

$$R_0 = 45 \Omega, \text{ (bei } 0^\circ\text{C)}$$

$$R_{20} = 25 \Omega, \text{ (bei } 20^\circ\text{C)}$$

Da eine exponentielle Temperaturabhängigkeit des NTC-Widerstandes vorliegt, wird diesem ein linearer Widerstand von  $45 \Omega$  parallel geschaltet. Damit ergibt sich für  $R_2$

$$R_{20} = \frac{45 \cdot 45}{45 + 45} = 22,5 \Omega, \text{ (bei } 0^\circ\text{C)}$$

$$R_{20} = \frac{45 \cdot 25}{45 + 25} = 16 \Omega, \text{ (bei } 20^\circ\text{C)}$$

Der Teilerstrom beträgt

$$I_T = \frac{U_{BEA}}{R_{20}} = \frac{130 \cdot 10^{-3}}{16} = 8,2 \text{ mA}$$

und der Vorwiderstand

$$R_1 + R_p = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_T} = \frac{6 - 0,13}{8,2 \cdot 10^{-3}} = 715 \Omega.$$

$R_p$  wird regelbar ausgeführt, so daß wegen der Stromübernahmeverzerrungen sowie der Exemplarsteuerung eine Korrektur des Arbeitspunktes möglich ist.

Gewählt wird z. B.

$$R_p = 500 \Omega \text{ (regelbar)}$$

$$R_1 = 600 \Omega$$

Eingangswechselgrößen:

$$U_{BE} = U_{BEB} - U_{BEA} = 250 \text{ mV}$$

$$I_B = I_{BB} - I_{BA} \approx 9 \text{ mA.}$$

Der Eingangswiderstand ist wegen der nicht-linearen Kennlinie vom Grad der Aussteuerung abhängig. Angenähert gilt

$$R_{BE} \approx \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{250 \cdot 10^{-3}}{9 \cdot 10^{-3}} \approx 28 \Omega.$$

Bild 113 zeigt vereinfacht die Verhältnisse im Eingangskreis eines Transistors. Hiernach ist der von der Übertragerwicklung aufzubringende Steuerwechselstrom  $\bar{I}_{St} = \bar{I}_{BE}$  und wegen der auftretenden Spannungsteilung die erforderliche Steuerwechselspannung

$$U_{St} = U_{BE} + \bar{I}_{St} R_2.$$

Hiernach muß  $U_{St}$  um so größer sein, je größer  $R_2$ , d. h. je kleiner die Umgebungstemperatur ist. Setzt man für  $R_2$  den Kaltwiderstand  $R_{20}$  ein, so ergibt sich

$$U_{St} = 0,25 + 9 \cdot 10^{-3} \cdot 22,5 \approx 0,45 \text{ V.}$$

Damit wird die erforderliche Steuerleistung

$$\bar{P}_{St} = \frac{U_{St} \cdot \bar{I}_{St}}{2} = \frac{0,45 \cdot 9 \cdot 10^{-3}}{2} \approx 2 \text{ mW.}$$

Leistungsverstärkung der Gegentakt-schaltung:

$$G_p = \frac{\bar{P}_{Cges}}{\bar{P}_{St}} = \frac{420 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} = 210.$$

### Ausgangskreis der Treiberstufe

Wegen der verhältnismäßig guten Proportionalität zwischen Kollektor- und Basisstrom beim OC 821 wird die Endstufe mit Strom-

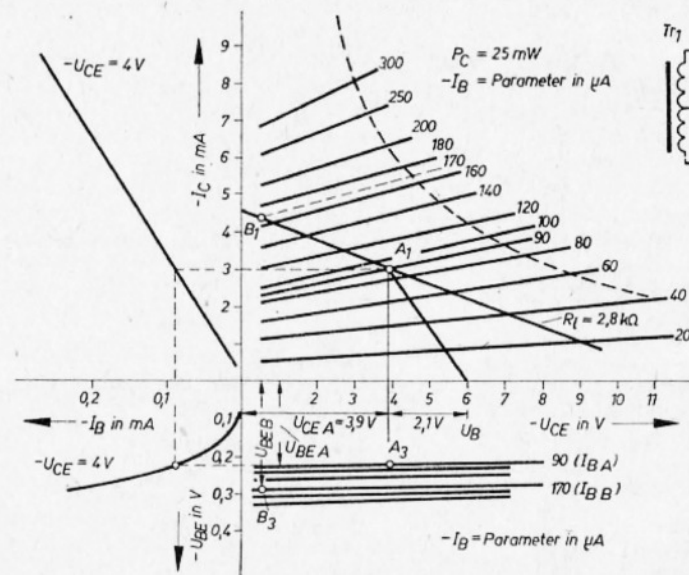


Bild 113: Schematische Darstellung eines Eingangskreises

steuerung betrieben. Der „Generatorwiderstand“ der Treiberstufe muß somit sehr viel größer als der Eingangswiderstand der Gegentaktstufe sein. Für die Treiberstufe ist ein Transistor OC 811 vorgesehen. Auf Grund der verhältnismäßig kleinen Steuerleistung der Gegentaktstufe ist die Festlegung des Arbeitspunktes der Treiberstufe nicht kritisch. Jedoch sollte man den Arbeitspunkt so legen, daß eine möglichst geringe Verzerrung entsteht. Gewählt wird ein Kollektorruhestrom von  $I_{CA} = 3 \text{ mA}$ . Zur thermischen Stabilisierung der Treiberstufe wird ein Widerstand  $R_E = 500 \Omega$  verwendet. Ferner wird der Wicklungswiderstand der Primärwicklung des Übertragers  $Tr_1$  mit  $r_p = 200 \Omega$  angenommen. Es ist

$$U_B = U_{CEA} + I_{CA} \cdot r_p + I_E \cdot R_E \approx U_{CEA} + I_{CA} (R_E + r_p)$$

$$U_{CEA} = U_B - I_{CA} (R_E + r_p) = 6 - 3 \cdot 10^{-3} \cdot 0,7 \cdot 10^3 = 3,9 \text{ V.}$$

Damit liegt der Arbeitspunkt  $A_1$  im Ausgangskennlinienfeld (Bild 114) fest.

Amplitude der Kollektorspannung:

$$u_C = U_{CEA} - U_R = 3,9 - 0,4 = 3,5 \text{ V.}$$

Übersetzungsverhältnis des Übertragers  $Tr_1$ :

$$\bar{u} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{u_C}{2 \cdot \bar{I}_{St}} = \frac{3,5}{2 \cdot 0,45} = 3,9; \text{ (gewählt } = 3,5)$$

Amplitude des Kollektorstromes:

$$\bar{I}_C = \frac{\bar{I}_{St}}{2} = \frac{9}{2 \cdot 3,5} = 1,28 \text{ mA.}$$

Wirksamer Lastwiderstand im Kollektorkreis der Treiberstufe:

$$R_1 = \frac{u_C}{\bar{I}_C} = \frac{3,5}{1,28} \cdot 10^3 = 2800 \Omega.$$

$R_1$  ist der in den Kollektorkreis transformierte Gesamt-Eingangswiderstand der Gegentaktstufe. Die eingangs geforderte Stromsteuerung wird erfüllt, da  $R_1$  wesentlich kleiner als der Ausgangswiderstand der Treiberstufe ist.

Primärinduktivität nach Gleichung (104):

$$L_1 = \frac{R_1}{2 \pi \cdot f_u} = \frac{2800}{6,28 \cdot 50} \approx 9 \text{ H.}$$

### Eingangskreis der Treiberstufe

Aus dem Kennlinienfeld Bild 114 wird entnommen

$$-U_{BEA} = 0,22 \text{ V} \quad -I_{BA} = 90 \mu\text{A}$$

$$-U_{BEB} = 0,29 \text{ V} \quad -I_{BB} = 170 \mu\text{A}$$

Amplitude der Basis-Emitterspannung:

$$U_{BE} = 0,29 - 0,22 = 0,07 \text{ V.}$$

Amplitude des Basisstromes:

$$\bar{I}_B = 170 - 90 = 80 \mu\text{A.}$$

Wechselstrom-Eingangswiderstand:

$$R_{BE} = \frac{U_{BE}}{\bar{I}_B} = \frac{70 \cdot 10^{-3}}{80 \cdot 10^{-6}} = 870 \Omega,$$

erforderliche Steuerwechselleistung:

$$\bar{P}_{St} = \frac{U_{BE} \cdot \bar{I}_B}{2} = \frac{70 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \cdot 10^{-6}}{2} = 5,6 \cdot 10^{-6} \text{ W.}$$

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

## Stabilisierung des Arbeitspunktes bei Temperaturschwankungen

### Allgemeines

Bei Transistoren bzw. bei allen Halbleiterbauelementen ist der Leitungsmechanismus und damit auch die den Halbleiter durchfließenden Ströme von der Temperatur des Kristalls abhängig. Physikalisch bedingt ist dies auf die starke Temperaturabhängigkeit der Restströme zurückzuführen. Die Kristalltemperatur ist von der im Kristall erzeugten Stromwärme und außerdem von der Umgebungstemperatur des Halbleiters abhängig. Die infolge einer Temperaturschwankung erzeugte Stromänderung hat eine Verschiebung des Ein- und Ausgangskennlinienfeldes zur Folge. Damit verbunden ist gleichzeitig eine

neuer Arbeitspunkt ein und die gesamte Schaltung bleibt stabil. Die Stabilität hängt vom Aufbau und von der Dimensionierung der Schaltung ab. Die Schaltung sollte so arbeiten, daß sie beiden Erscheinungen — Auswanderung des Arbeitspunktes und Änderung der Transistorparameter — gerecht wird. Es zeigt sich jedoch, daß die Forderung nach einem stabilisierten Arbeitspunkt zu Schaltungslösungen führt, die nach dem Prinzip einer statischen Gegenkopplung arbeiten und in der Regel gleichzeitig eine Stabilisierung der (dynamischen) Verstärkungseigenschaften herbeiführen. Aus diesem Grund genügt es in den meisten Fällen, Hauptaugenmerk auf die Stabilisierung des Arbeitspunktes zu richten.

### Physikalische Zusammenhänge

Bereits früher wurde schon einmal auf die Temperaturabhängigkeit der Transistorströme hingewiesen. Zum besseren Verständnis seien hier noch einmal einige grundlegende Zusammenhänge erläutert. Die Basis-Emitterstrecke eines Transistors, im Normalfall in Durchlaßrichtung geschaltet, ruft einen Emitterstrom hervor, der in den kleinen Basisstrom  $I_B = I_E (1 - \alpha)$  und in den Kollektorstrom  $I_C = I_E \cdot \alpha$  aufgespalten wird. Vorausgesetzt wird hierbei, daß die Kollektor-Basisspannung hinreichend stark negativ ist. Betreibt man die Eingangsstrecke (Basis — Emitter) in Sperrichtung, so fließt ebenso wie im Ausgang ein kleiner Sperrstrom. Der im Eingangskreis wirksame pn-Übergang verhält sich wie eine Diode. Denkt man sich den Kollektor nicht angeschlossen, so ist  $I_C = 0$  und der Basisstrom  $I_B$  gleich dem Emitterstrom  $I_E$ . Für diesen Fall ergibt sich der im Eingangskreis fließende Strom

$$I = I_0 \left( e^{\frac{-U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \quad (106)$$

Hierin ist

$U_T$  die Temperaturspannung  $\frac{KT}{q}$

$q$  die Elementarladung  $= 1,602 \cdot 10^{-19}$  in As

$k$  die Boltzmannsche Konstante  $= 1,38 \cdot 10^{-23}$  in  $\frac{Ws}{^\circ K}$  und

$T$  die absolute Temperatur in  $^\circ K$

Hieraus ergibt sich

$$U_T = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} (273 + 25)}{1,602 \cdot 10^{-19}} \approx 26 \text{ mV}$$

bei  $25^\circ C$

$U_T$  ist in dem in Frage kommenden Temperaturbereich nur wenig temperaturabhängig und kann als konstant angenommen werden.

Der Verlauf des Stromes  $I$  ist nach der angegebenen Beziehung (Gl. 106) für einen pn-Übergang im Bild 116 dargestellt. Die Kennlinie zeigt im Durchlaßbereich einen exponentiellen Verlauf

$$I = I_0 e^{\frac{-U_{BE}}{U_T}}, \quad \text{da } e^{\frac{-U_{BE}}{U_T}} \gg 1$$

Im Sperrbereich geht der Strom in einen

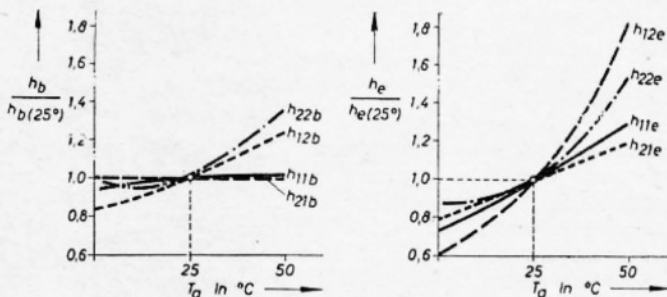


Bild 115: Abhängigkeit der  $h_b$ - und  $h_e$ -Parameter von der Temperatur

Steilheitsänderung der einzelnen Kennlinien, wodurch sich eine Änderung der Kennwerte (Transistorparameter) ergibt. Die Folge davon ist, daß sich die dynamischen Verhältnisse vor allem die Verstärkungsfaktoren der Schaltung ändern. Im Bild 115 sind die  $h$ -Parameter eines Transistors in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur für die Basis- und Emitterschaltung gezeigt. Die relative Änderung der  $h_b$ -Parameter (Basisschaltung) ist wie ersichtlich geringer als die der  $h_e$ -Parameter (Emitterschaltung). Die Werte beider Schaltungen steigen mit größer werdender Temperatur.

Infolge der Kennlinienverschiebung verlagert sich der Arbeitspunkt einer Schaltung derart, daß sich entweder ein neuer Gleichgewichtszustand zwischen den thermischen und elektrischen Verhältnissen einstellt, oder aber, daß sich die Kristalltemperatur weiter steigert, wodurch sich ein „Weglaufen“ des Arbeitspunktes ergibt. Im ersten Fall stellt sich ein

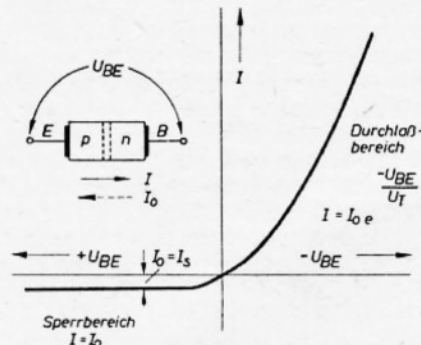


Bild 116: Kennlinie eines pn-Überganges

Aufgabe der nachfolgenden Überlegungen ist es, Berechnungsunterlagen bzw. grafische Verfahren zu erarbeiten, nach denen die Dimensionierung einer Schaltung unter Beachtung der Stabilitätsbedingungen vorgenommen werden kann.

spannungsunabhängigen Sättigungswert  $I_S$  über.

$$I = I_0, \text{ da } e^{-\frac{U_{BE}}{U_T}} \ll 1$$

Dieser Sättigungsstrom, allgemein als Reststrom bezeichnet, kommt dadurch zustande, daß in beiden Gebieten des pn-Überganges neben den Majoritätsträgern — auf Grund der thermischen Trägerpaarerzeugung — auch

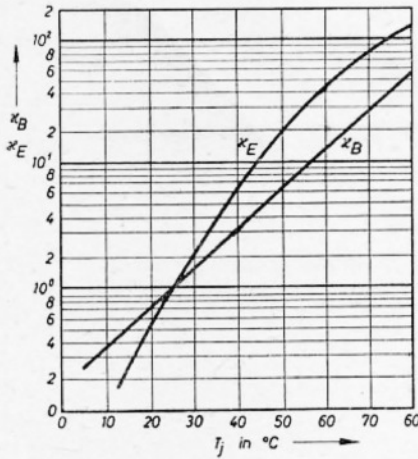


Bild 117: Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes

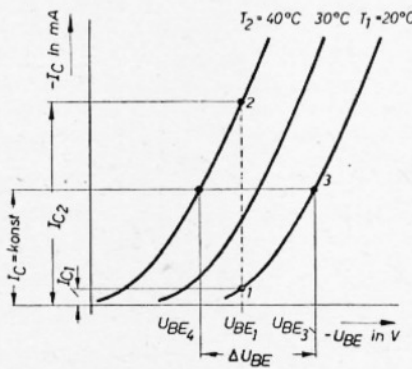


Bild 118: Kollektorstrom  $I_C$  in Abhängigkeit der Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  bei verschiedenen Umgebungstemperaturen

Minoritätsträger vorhanden sind. Hieraus resultiert, daß dieser Reststrom stark temperaturabhängig ist, so daß mit steigender Temperatur der Strom durch den pn-Übergang ebenfalls ansteigt. Für die Temperaturabhängigkeit des Reststromes ergibt sich folgende Beziehung

$$I_{0T} = I_0 \cdot e^{c \cdot \Delta T} \quad (107)$$

Hierin ist

$\Delta T$  die Temperaturdifferenz in  $^{\circ}C$  gegenüber der Bezugstemperatur und

$c$  die Konstante  $\left(0,07 \dots 0,1 \frac{1}{^{\circ}C}\right)$ .

Bei einer Temperaturerhöhung von  $\Delta T = 10^{\circ}C$  kann man etwa mit einer Verdoppelung des Stromes rechnen. Im Bild 117 ist die Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes eines Transistors OC 816 gezeigt. Zu-

grunde gelegt ist eine Bezugstemperatur von  $25^{\circ}C$ . Der bei einer beliebigen Temperatur fließende Reststrom ergibt sich dann aus

$$I_{CBO} = \alpha_B I_{CBO(25^{\circ}C)} \quad (108)$$

bzw.

$$I_{CEO} = \alpha_E I_{CEO(25^{\circ}C)} \quad (109)$$

wobei der Reststrom für  $25^{\circ}C$  dem Datenblatt des Herstellerwerkes zu entnehmen ist.

Überträgt man diese Überlegungen auf einen Transistor, so ist zu beachten, daß die pn-Übergänge über die gemeinsame Basis miteinander verkoppelt sind, wodurch sich recht unübersichtliche Verhältnisse einstellen. Bei einer Temperaturerhöhung ergibt sich zunächst nach der oben angeführten Erklärung ein Ansteigen des Emitter- sowie auch des Basis- und Kollektorstromes. Ebenfalls steigt auch der Kollektorsperrstrom, indem Elektronen vom Kollektor zur Basis und Löcher von der Basis zum Kollektor wandern. Ein Teil der im Basisraum vorhandenen Elektronen fließt über den Basiskreis ab. Der Rest rekombiniert mit Löchern, die vom Emitter in die Basis injiziert werden. Der Zuwachs aller Ströme führt zu einer erhöhten Wärmeentwicklung im Kristall, wodurch der Kreislauf geschlossen ist und die Ströme weiterhin ansteigen können. Unter diesen Umständen tritt eine Zerstörung des Transistors ein. Aufgabe für den Schaltungspraktiker ist es nun, unter Berücksichtigung des Transistorverhaltens entsprechende Maßnahmen zu ergreifen, die eine ausreichende thermische Stabilität der Schaltung gewährleisten. Zu diesem Zweck genügt es im allgemeinen, das Temperaturverhalten des Ein- und Ausgangskennlinienfeldes meßtechnisch zu erfassen, ohne dabei die verwickelten Vorgänge im Transistorinnern näher zu untersuchen. Am anschaulichsten werden die Verhältnisse, wenn man zunächst einmal den Kollektorstrom in Abhängigkeit der Basis-Emitterspannung bei verschiedenen Temperaturen grafisch aufträgt. Im Bild 118 ist ein solches Kennlinienfeld gezeigt. Der Kollektorstrom steigt mit zunehmender Temperatur exponentiell an. Aus dieser Darstellung lassen sich Bedingungen ableiten, die für die Auslegung einer Schaltung von großer Bedeutung sind. Nimmt man an, daß die Temperatur von  $T_1$  auf  $T_2$  ansteigt und daß sich die Basis-Emitterspannung nicht ändert ( $U_{BE1} = \text{konst.}$ ), so steigt der Kollektorstrom von  $I_{C1}$  (Punkt 1) auf  $I_{C2}$  (Punkt 2) an. Infolge der großen Stromzunahme um  $\Delta I_C$  ist die Schaltung instabil. Soll der Kollektorstrom bei der angenommenen Temperaturänderung unverändert bleiben und geht man vom Punkt 3 der Kennlinie aus, so ergibt sich aus der Kennlinienverschiebung Punkt 4. Für  $I_C = \text{konst.}$  bzw.  $\Delta I_C = 0$  muß demzufolge die Basis-Emitterspannung von  $U_{BE2}$  auf  $U_{BE4}$  verändert, d. h. um  $\Delta U_{BE}$  verkleinert werden. Hieraus läßt sich der Temperaturdurchgriff ableiten

$$D_T = \frac{\Delta U_{BE}}{T_2 - T_1} \approx 2 \dots 3 \frac{mV}{^{\circ}C} \quad (108)$$

$D_T$  gibt an, um wieviel sich  $U_{BE}$  bei einer Temperaturschwankung von  $1^{\circ}C$  ändern muß, um  $I_C$  konstant zu halten.

Die wichtigste Forderung an eine stabilisierte Schaltung lautet demnach: Änderung der Basis-Emitterspannung mit sich ändernder Temperatur. Der Fall  $I_C = \text{konst.}$  stellt eine

Extremforderung dar, die nicht unbedingt erfüllt werden muß. Inwieweit man dieser Forderung nachkommt, hängt vom gewünschten Stabilitätsgrad sowie von anderen Faktoren, wie z. B. Aussteuerbereich und Klirrfaktor, ab.

### Schaltungsbeispiele

Bild 119 zeigt zunächst eine nichtstabilisierte Schaltung. Die Speisequelle  $U_{B1}$  am Eingang hält  $U_{BE}$  konstant, so daß sich bei einer

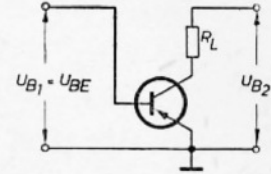


Bild 119: Transistorschaltung ohne Emittewiderstand

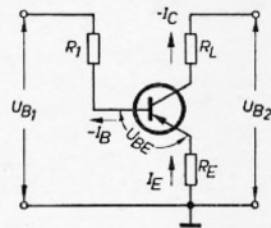


Bild 120: Transistorschaltung mit Emittewiderstand

Temperaturerhöhung der Kollektorstrom  $I_C$  entsprechend Bild 118 erheblich vergrößern kann. Ähnliche Verhältnisse liegen vor, wenn  $U_{BE}$  wie üblich über einen Spannungsteiler  $R_1, R_2$  eingestellt wird, dessen Querstrom

$$I_T = \frac{U_B}{R_1 + R_2} \gg I_B$$

ist.

Den gewünschten stabilisierenden Effekt erreicht man z. B. dadurch, indem man in den Emitterzweig einen Widerstand  $R_E$  schaltet. Mit der im Bild 120 gezeigten Schaltung ergibt sich bei einer Temperaturerhöhung durch den an  $R_E$  zusätzlich auftretenden Spannungsabfall eine Reduzierung der Eingangsspannung  $U_{BE}$ .

$U_{BE}$  ergibt sich aus

$$\begin{aligned} U_{BE} &= U_{B1} - I_E \cdot R_E - I_B \cdot R_1 \\ I_E &= I_C + I_B \\ &= (\alpha I_E + I_{CBO}) + I_B \\ I_E &= \frac{I_B + I_{CBO}}{2 - \alpha} \end{aligned}$$

Somit ist

$$\begin{aligned} U_{BE} &= U_{B1} - \frac{I_B + I_{CBO}}{1 - \alpha} \cdot R_E - I_B \cdot R_1 \\ U_{BE} &= U_{B1} - I_B \left( R_1 + \frac{R_E}{1 - \alpha} \right) - I_{CBO} \frac{R_E}{1 - \alpha} \end{aligned} \quad (109)$$

Die Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  ist nach Gl. (109) von  $R_1$  und  $R_E$  sowie von den Strömen  $I_B$  und  $I_{CBO}$  abhängig. Bei einer Temperatursteigerung vergrößern sich zunächst die Ströme um einen kleinen Betrag, was zu einer Verringerung von  $U_{BE}$  führt. Da  $I_B$  jedoch abhängig von  $U_{BE}$  ist, läßt sich zunächst nur der Einfluß von  $I_{CBO}$  erkennen.

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

Zu einer klaren Vorstellung gelangt man anhand des im Bild 121 gezeigten Kennlinienfeldes eines Transistors für zwei verschiedene Temperaturen  $T_1$  und  $T_2$ . Legt man zunächst an die Basis-Emitterstrecke die Spannung  $U_{BE1}$ , so stellt sich im Ausgangskennlinienfeld der Arbeitspunkt  $A_1''$  ein. Steigt die Temperatur von  $T_1$  auf  $T_2$ , so verschieben sich die Kennlinien in der angegebenen Richtung. Denkt man sich  $U_{BE1} = \text{konst.}$ , so steigt der Basis- und Kollektorstrom enorm an, falls nicht eine Begrenzung des Kollektorstromes über einen hochohmigen Widerstand  $R_L$  erfolgt. Der Arbeitspunkt kann sich bis zum Kennlinienknick (Restspannung) verschieben. Dieses Beispiel entspricht einer nichtstabilisierten Schaltung. Die stabilisierende Wirkung der im Bild 120 gezeigten Schaltung ergibt sich aus dem Vorhandensein des Emittierwiderstandes  $R_E$ , so daß eine Vergrößerung des Emittierstromes infolge Temperaturerhöhung den Spannungsabfall an  $R_E$  erhöht und durch die damit verbundene Änderung von  $U_{BE}$  einem Stromanstieg von  $I_C$  entgegenwirkt.

Nach Gleichung (109) ergibt sich

$$U_{BE} = U_{B1} - I_B \cdot R_1 - I_B \cdot \frac{R_E}{1 - \alpha} - I_{CBO} \cdot \frac{R_E}{1 - \alpha}$$

d. h. aus der Speisespannung  $U_{B1}$  vermindert um die Spannungsabfälle

$$I_B \cdot R_1; \quad I_B \cdot \frac{R_E}{1 - \alpha}; \quad I_{CBO} \cdot \frac{R_E}{1 - \alpha}$$

Hierbei stellt der Ausdruck  $\frac{R_E}{1 - \alpha}$  den in den Basiskreis transformierten Widerstand  $R_E$  dar. Danach läßt sich unter Zuhilfenahme des Kennlinienfeldes (Bild 121) ein grafisches Verfahren zur Ermittlung von  $U_{BE}$  sowie der Änderung von  $I_C$  anwenden. Trägt man vom Punkt D, der die Größe der Speisespannung  $U_{B1}$  angibt, die Widerstandsgerade für den im Basiskreis wirksamen Widerstand

$$R_1 + \frac{R_E}{1 - \alpha}$$

auf, wobei

$$\cotan \alpha = R_1 + \frac{R_E}{1 - \alpha}$$

so erhält man durch den Schnittpunkt  $A_0$  mit der Eingangskennlinie die Basis-Emitterspannung

$$U_{BE0} = U_{B1} - I_{B0} \left( R_1 + \frac{R_E}{1 - \alpha} \right)$$

Berücksichtigt man noch den durch den Reststrom verursachten Spannungsabfall

$$I_{CBO} \cdot \frac{R_E}{1 - \alpha}$$

indem die Widerstandsgerade um diese Spannung parallel verschoben wird (Punkt E), so ergibt sich durch den Schnittpunkt  $A_1$  die tatsächlich zwischen Basis und Emittier wirksame

kennlinienfeld von  $A_1$  nach B auf Grund der Kennlinienverschiebung und von B nach  $A_2$  infolge des zusätzlichen Spannungsabfalles an  $R_E$  durch den Anstieg des Reststromes. Im Ausgangskennlinienfeld stellt sich der neue Arbeitspunkt  $A_2''$  ein, dessen Lage nur geringfügig von der des ursprünglichen Arbeitspunktes  $A_1''$  abweicht. Demgegenüber würde im Falle  $R_E = 0$  der Kollektorstrom entsprechend dem Arbeitspunkt  $C''$  ansteigen, wenn man vom Punkt  $A_0$  ausgeht.

Die Güte der Stabilisierung, die man beispielsweise durch die relative Änderung des Kollektorstromes zum Ausdruck bringen kann, ist abhängig vom Widerstandsnetzwerk im Eingangskreis. Macht man  $R_E$  größer, so verschiebt sich auf Grund des größeren Spannungsabfalles an  $R_E$  die durch  $A_2$  gehende Widerstandsgerade, so daß die Stabilität verbessert wird. Demgegenüber bringt eine Vergrößerung von  $R_1$  ungünstigere Stabilitätsbedingungen.

Die Größe von  $R_1$  wird hauptsächlich durch die zur Verfügung stehende Speisespannung  $U_B$  bestimmt. In vielen praktischen Schaltungen verwendet man deshalb zur Einstellung des Arbeitspunktes einen Spannungsteiler  $R_1, R_2$  am Eingang. Eine derartige Schaltung, wie sie im Bild 122 dargestellt ist, läßt sich nicht unmittelbar auf das gezeigte grafische Verfahren nach Bild 121 übertragen.

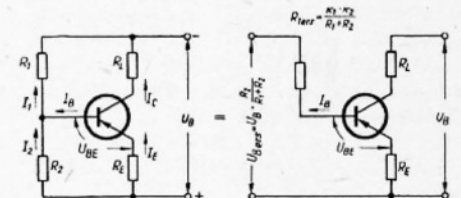


Bild 122: Einstellung der Basis-Emitterspannung mit Spannungsteiler

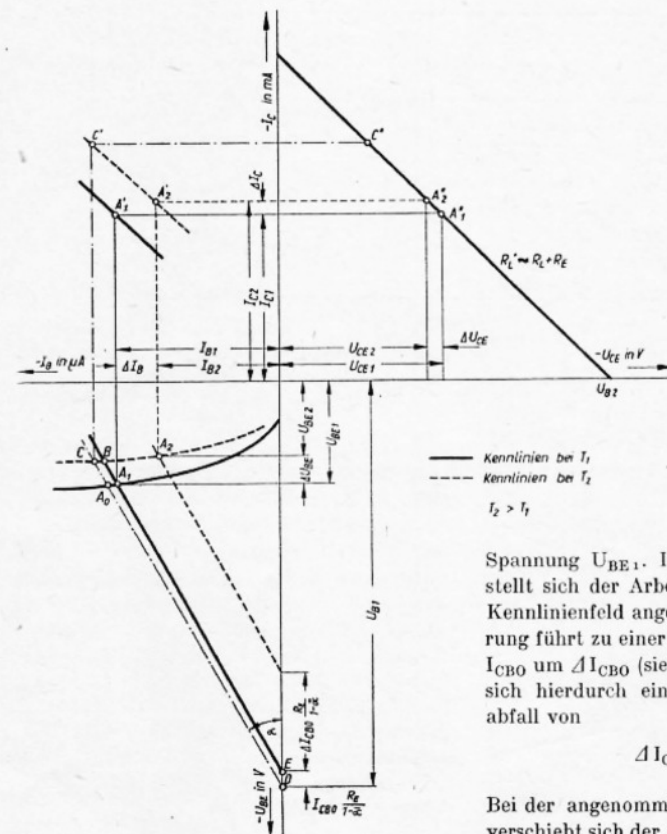


Bild 121: Transistor-Kennlinienfeld zur Erklärung der Kollektorstromstabilität

Spannung  $U_{BE1}$ . Im Ausgangskennlinienfeld stellt sich der Arbeitspunkt  $A_1''$  ein. Die im Kennlinienfeld angegebene Temperatursteigerung führt zu einer Zunahme des Reststromes  $I_{CBO}$  um  $\Delta I_{CBO}$  (siehe hierzu Bild 117), so daß sich hierdurch ein zusätzlicher Spannungsabfall von

$$\Delta I_{CBO} \frac{R_E}{1 - \alpha}$$

Bei der angenommenen Temperaturerhöhung verschiebt sich der Arbeitspunkt im Eingangs-

Am einfachsten ist es, wenn man eine der Gleichung (109) entsprechende Beziehung für den Eingangskreis der Schaltung aufstellt.

Es ist:

$$I_1 = \frac{U_B - U_{BE} - I_E \cdot R_E}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_{BE} + I_E \cdot R_E}{R_2}$$

$$I_E = \frac{I_B + I_{CBO}}{1 - \alpha}$$

Ferner ist  $I_1 = I_2 + I_B$ ,  $I_1$  und  $I_2$  eingesetzt ergibt:

$$U_B - U_{BE} - \frac{I_B + I_{CBO}}{1 - \alpha} \cdot R_E = \frac{U_{BE} + \frac{I_B + I_{CBO}}{1 - \alpha} \cdot R_E}{R_2} + I_B$$

nach  $U_{BE}$  aufgelöst

$$U_{BE} = U_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B \left( \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_E}{1 - \alpha} \right) - I_{CBO} \cdot \frac{R_E}{1 - \alpha} \quad (110)$$

Setzt man noch

$$U_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{Bers}$$

und

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_{1ers}$$

so ergibt sich die der Gleichung (109) entsprechende Beziehung.

$$U_{BE} = U_{Bers} - I_B \left( R_{1ers} + \frac{R_E}{1 - \alpha} \right) - I_{CBO} \cdot \frac{R_E}{1 - \alpha} \quad (110a)$$

Nach der Berechnung der Ersatzgrößen läßt sich die Stabilisation der Schaltung nach dem im Bild 121 gezeigten Verfahren ermitteln. Die grafische Ermittlung der Arbeitspunktstabilität ist zwar sehr anschaulich und verständlich, setzt aber ein komplettes Kennlinienfeld für den in Frage kommenden Temperaturbereich voraus. Die meßtechnische Ermittlung der Kennlinien ist meist sehr umständlich und zeitraubend.

Geht man rechnerisch an die Lösung des Problems, so werden bei exakter Behandlung die Transistorparameter und deren Temperaturverhalten benötigt. Hierfür sind ebenfalls umfangreiche Einzelmessungen erforderlich. Da man ohnehin bei Transistoren mit relativ großen Exemplarstreuungen zu rechnen hat, ist es für den Praktiker zweckmäßiger, die Schaltungen mit zulässigen Vernachlässigungen zu berechnen und danach eine meßtechnische Überprüfung bzw. einen genauen Abgleich durchzuführen. Es zeigt sich, daß derartig vereinfachte Berechnungen den praktischen Anforderungen durchaus genügen.

### Vereinfachte Berechnungsverfahren für die Arbeitspunktstabilisation unter Anwendung von linearen Widerständen

Die Verschiebung des Arbeitspunktes im Ausgangskennlinienfeld ist, wie aus der grafischen Lösung nach Bild 121 ersichtlich, von mehreren Faktoren abhängig. Bei den nachfolgenden Berechnungen wird davon ausgegangen, daß eine Änderung des Kollektorstromes lediglich durch eine Veränderung des Reststromes hervorgerufen wird.

Demgemäß interessiert die Beziehung

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = S$$

S bezeichnet man als Stromstabilitätsfaktor.

#### Schaltungsbeispiel 1:

Für die im Bild 123 gezeigte Schaltung ergeben sich folgende Beziehungen:

$$I_C = I_E \cdot \alpha + I_{CBO}$$

$$I_E = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} \quad (111)$$

bzw.

$$I_C + I_B = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha}$$

und hieraus

$$I_B = \frac{I_C(1 - \alpha) - I_{CBO}}{\alpha} \quad (112)$$

Ferner ist

$$U_B - U_{BE} = I_B \cdot R_1 + I_E \cdot R_E$$

Werden darin die Gleichungen (111) und (112) eingesetzt und  $U_{BE}$  vernachlässigt, da  $U_B \gg U_{BE}$ , so ergibt sich:

$$U_B = \frac{I_C(1 - \alpha) - I_{CBO}}{\alpha} \cdot R_1 + \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} \cdot R_E$$

nach  $I_C$  aufgelöst

$$I_C = \frac{\frac{\alpha \cdot U_B}{R_1(1 - \alpha) + R_E} + \frac{I_{CBO} R_1}{1 - \alpha \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_E}}}{1 - \alpha} \quad (113)$$

Differenziert man diese Beziehung nach dem Reststrom  $I_{CBO}$ , so ergibt sich der Stabilitätsfaktor:

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_E}} \quad (114)$$

Für  $\bar{\alpha}$  wird  $\alpha$  gesetzt, da es sich um kleine Änderungen  $\Delta I_C$  handelt. Setzt man noch

$$\frac{R_1}{R_1 + R_E} = \xi \quad (\text{Schaltungskonstante}) \quad (115)$$

so ergibt sich:

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \quad (116)$$

Im Bild 124 ist  $S = f(\xi)$  für  $\alpha = 0,93$  und  $\alpha = 0,99$  dargestellt. Eine gute Stabilisation erfordert ein kleines S. Da der Stromverstärkungsfaktor  $\alpha \approx 0,95 \dots 0,99$  und  $\xi \leq 1$ , ist  $S > 1$ . Im Fall  $R_E \gg R_1$  wird  $\xi$  sowie auch S klein, d. h., die Stabilisation ist gut. Für  $R_E = 0$  bzw.  $R_1 \gg R_E$  ist  $\xi = 1$  und

$$S = \frac{1}{1 - \alpha}$$

Hieraus folgt:

$$\Delta I_C \approx \Delta I_{CBO} \quad \text{bei } R_E \gg R_1$$

$$\Delta I_C \approx 20 \dots 100 \Delta I_{CBO} \quad \text{bei } R_E \ll R_1$$

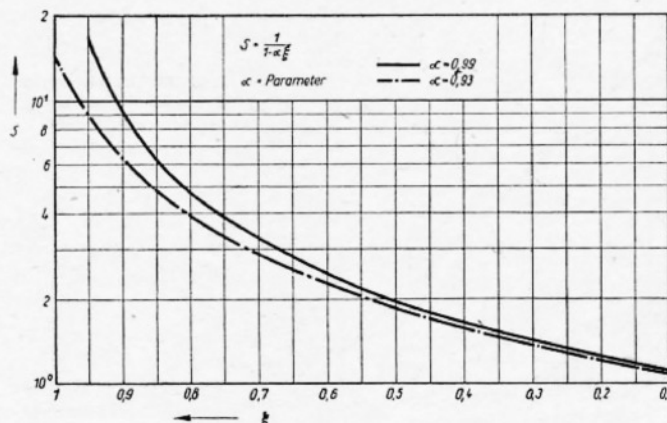


Bild 124: Abhängigkeit des Stabilitätsfaktors S von der Schaltungskonstante  $\xi$

Die Änderung des Kollektorstromes  $\Delta I_C$  ergibt sich praktisch je nach Größe der Schaltungskonstante  $\xi$  und des Stromverstärkungsfaktors  $\alpha$  zu:

$$\Delta I_C = \Delta I_{CBO} \text{ bis } 100 \cdot \Delta I_{CBO}$$

$\Delta I_C$  hat eine Veränderung der Kollektor-Emitterspannung zur Folge. Diese ergibt sich aus:

$$\Delta U_{CE} \approx \Delta I_C (R_L + R_E) = \frac{\Delta I_{CBO}}{1 - \alpha \cdot \xi} (R_L + R_E) \quad (117)$$

#### Schaltungsbeispiel 2:

Die im Bild 125 dargestellte Schaltung läßt sich, wie im Bild 122 gezeigt wurde, auf die Schaltung des Schaltungsbeispiels 1 zurückführen.

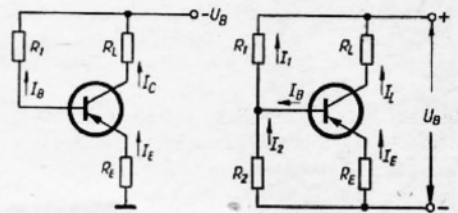


Bild 123: Darstellung zu Schaltungsbeispiel 1

Bild 125: Darstellung zu Schaltungsbeispiel 2

Somit ist die Schaltungskonstante

$$\xi = \frac{R_1 || R_2}{R_1 || R_2 + R_E} = \frac{1}{1 + R_E \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2}} \quad (118)$$

und der Stabilitätsfaktor

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi} \quad (119)$$

Die Arbeitspunktstabilisation ist gut, wenn

$$R_E \gg R_1 || R_2$$

ist.

Ein großes  $R_E$  hat jedoch einen großen Gleichspannungsabfall  $I_E \cdot R_E$  zur Folge, um den der Aussteuerbereich (siehe Ausgangskennlinienfeld) bei gegebener Betriebsspannung verringert wird. Dies ist besonders bei kleinen Spannungen  $U_B$  zu beachten.

Andererseits stellt ein kleiner Wert für die Parallelschaltung  $R_1 || R_2$  eine große Bela-

stung für die eingangsseitige Wechselstromquelle (z. B. vorhergehende Verstärkerstufe) sowie für die Gleichspannungsquelle  $U_B$  dar. Am zweckmäßigsten geht man bei der Berechnung der Schaltung vor, indem man zunächst die Stabilitätskonstante S nach der vorgegebenen Arbeitspunktänderung ermittelt und daraus die Schaltungskonstante  $\xi$  berechnet. Für die Größe von  $R_E$  wählt man entsprechend der zur Verfügung stehenden Speisepannung  $U_B$  einen vernünftigen Wert und berechnet danach den Wert für  $R_1 || R_2$  aus der Beziehung für die Schaltungskonstante.

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

Die nachfolgenden Schaltungsbeispiele sind dadurch gekennzeichnet, daß die Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  durch die Kollektorspannung mittels  $R_3$  beeinflusst werden kann. Durch das Ansteigen des Kollektorstromes infolge einer Temperaturzunahme verändert sich die Kollektorspannung, so daß die damit verbundene Änderung von  $U_{BE}$  einer weiteren Zunahme des Kollektorstromes  $I_C$  entgegenwirkt.

### Schaltungsbeispiel 3

Bei der im Bild 126 gezeigten Schaltung wird die Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  durch den eingangsseitigen Spannungsteiler  $R_2, R_3$  eingestellt. Danach ist  $U_{BE}$  direkt von der Kollektorspannung abhängig. Nach Bild 126 ist

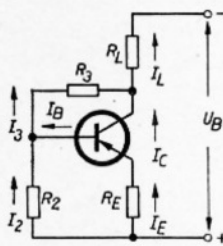


Bild 126: Schaltung zu Schaltungsbeispiel 3

$$I_3 = I_2 + I_B \quad (120)$$

$$I_L = I_C + I_2 + I_B \quad (121)$$

$$I_B = \frac{I_C(1-\alpha) - I_{CBO}}{\alpha} \quad (112)$$

$$I_E = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} \quad (111)$$

Setzt man wieder für  $U_{BE} = 0$  ( $U_B \gg U_{BE}$ ), so ist

$$I_E \cdot R_E = I_2 \cdot R_2$$

bzw.

$$I_2 = I_E \cdot \frac{R_E}{R_2} \quad (122)$$

Ferner ist

$$U_B = I_L \cdot R_L + I_3 \cdot R_3 + I_E \cdot R_E$$

Werden die Gleichungen (111, 112, 120, 121, 122) in diese Beziehung eingesetzt, so ergibt sich:

$$U_B = (I_3 + I_B + I_C) R_L + (I_2 + I_B) R_3 + \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} R_E$$

$$U_B = I_C \left( R_L + \frac{R_E}{\alpha} \right) + \frac{I_C(1-\alpha) - I_{CBO}}{\alpha} (R_L + R_3) + \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} \frac{R_E}{R_2} (R_L + R_3) - R_E \frac{I_{CBO}}{\alpha}$$

Nach  $I_C$  aufgelöst und nach dem Reststrom  $I_{CBO}$  differenziert, ergibt den Stabilitätsfaktor

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \frac{R_2 \cdot R_3}{R_E(R_2 + R_3 + R_L) + R_2(R_3 + R_L)}} \quad (123)$$

Danach ist die Schaltungskonstante

$$\xi = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_E(R_2 + R_3 + R_L) + R_2(R_3 + R_L)} \quad (124)$$

und

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi}$$

### Schaltungsbeispiel 4

Die im Bild 127 dargestellte Schaltung läßt sich auf die des Beispiels 3 zurückführen, indem gemäß Bild 122 die Parallelschaltung  $R_1 \parallel R_2$  des Eingangsspannungsteilers in Gleichung (124) eingeführt wird. Somit ist die Schaltungskonstante

$$\xi = \frac{R_1 \parallel R_2 \cdot R_3}{R_E(R_1 \parallel R_2 + R_3 + R_L) + R_1 \parallel R_2 (R_3 + R_L)} \quad (125)$$

und

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi}$$

### Schaltungsbeispiel 5

Bild 128 zeigt eine Schaltung ohne Emitterwiderstand ( $R_E = 0$ ). Demgemäß ergibt sich nach Gleichung (124) die Schaltungskonstante

$$\xi = \frac{R_3}{R_3 + R_L} \quad (126)$$

und

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi}$$

Abschließend sei festgestellt, daß die in den

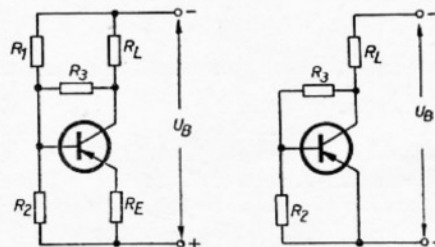


Bild 127: Schaltung zu Schaltungsbeispiel 4  
Bild 128: Schaltung zu Schaltungsbeispiel 5

Beispielen gezeigten Schaltungen ihrer Wirkungsweise entsprechend auf einer statischen Gegenkopplung beruhen. In jedem Fall wird

durch die Änderung  $\Delta I_C$  bzw.  $\Delta I_E$  die Basis-Emitterspannung rückkoppelnd beeinflusst und damit die Zunahme des Kollektorstromes begrenzt. Diese Schaltungen bewirken nicht nur eine Stabilisierung des Arbeitspunktes (statische Gegenkopplung) sondern gleichzeitig gemäß Abschnitt „Gegenkopplungsschaltungen“ eine Stabilisierung der dynamischen Größen (dynamische Gegenkopplung). Durch Anwendung von Wechselstromwiderständen im Gegenkopplungsweig ist eine wünschenswerte Einstellung des statischen und dynamischen Gegenkopplungsgrades möglich. So wird z. B. der Widerstand  $R_E$  für eine geforderte Arbeitspunktstabilisierung berechnet und je nach gewünschter dynamischer Gegenkopplung ganz oder teilweise durch einen Kondensator kapazitiv überbrückt.

### Vereinfachte Berechnungsverfahren für die Arbeitspunktstabilisation unter Anwendung temperaturabhängiger Widerstände

In Verstärkerschaltungen, bei denen der Einsatz eines Emitterwiderstandes zwecks Arbeitspunktstabilisierung nachteilig erscheint, wie z. B. in Leistungsverstärkerstufen, die mit kleinen Betriebsspannungen arbeiten, verwendet man Schaltungen mit temperaturabhängigen Widerständen (auch Heißleiter genannt). Der Leitungsmechanismus derartiger Heißleiter beruht auf der temperaturabhängigen Eigenleitung von Halbleitern.

Für den Widerstandsverlauf gilt angenähert die folgende Beziehung:

$$R_\vartheta = R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta \vartheta} \quad (127)$$

wobei

$$\alpha = \frac{B}{T^2} \quad (128)$$

ist.

Hierin ist:

$R_{20}$  der Widerstand bei 20 °C

$\Delta \vartheta$  die Temperaturdifferenz gegenüber 20 °C,

$\alpha$  der Temperaturbeiwert (2 ... 4 %/°C) und

B eine Konstante in °K.

Nach Gleichung (127) sinkt der Widerstand des Heißleiters mit steigender Temperatur  $\vartheta$  exponentiell ab. Im Bild 129 ist der Verlauf  $R_\vartheta = f(\vartheta)$  für zwei verschiedene Heißleiter dargestellt. Danach ist die Steigung der Kennlinie gegeben durch die Größe von  $\alpha$ . Bild 130 zeigt eine grundsätzliche Stabilisierungsschaltung unter Anwendung eines temperaturabhängigen Widerstandes  $R_\vartheta$ . Die

Basis-Emitterspannung wird durch den Spannungsteiler  $R_1, R_2$  eingestellt. Da mit steigender Temperatur der Widerstand  $R_\theta$  sinkt, verändert sich auch die Spannung  $U_{BE}$ . Voraussetzungs-gemäß muß für die Stabilitätsbedingung ( $I_C \approx \text{konst.}$ ) die Änderung  $\Delta U_{BE}$  pro

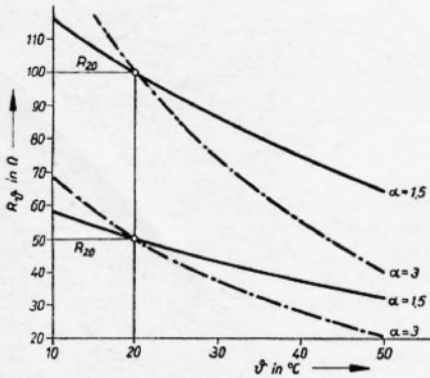


Bild 129: Temperaturabhängige Widerstände,  $R_\theta = f(\theta)$

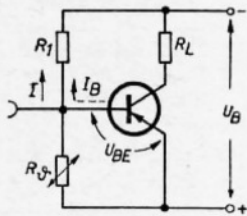


Bild 130: Stabilisierungsschaltung mit temperaturabhängigem Widerstand  $R_\theta$

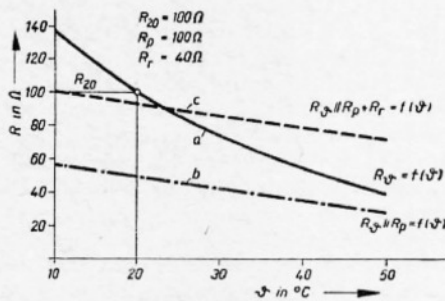


Bild 131: Widerstandsverlauf in Abhängigkeit der Temperatur  $\theta$ ; a) eines Heißleiters, b) Heißleiter parallel zu einem Widerstand  $R_p$ , c) Heißleiter, Parallelwiderstand  $R_p$  und Reihenwiderstand  $R_f$

$^{\circ}\text{C}$  dem Temperaturdurchgriff  $D$  entsprechen, d. h.

$$\Delta U_{BE} = I \cdot \Delta R_\theta = D_\theta \cdot \Delta \theta \quad (129)$$

Nach Bild 130 ergibt sich, wenn der Teilerstrom  $I \gg I_B$  angenommen wird:

$$I = \frac{U_B}{R_1 + R_\theta} \approx \frac{U_B}{R_1} \quad \text{da } R_1 \gg R_\theta$$

$$U_{BE} = U_B \cdot \frac{R_\theta}{R_1 + R_\theta}$$

bzw.

$$U_{BE} \approx U_B \cdot \frac{R_\theta}{R_1}$$

Somit ist

$$U_{BE} \approx I \cdot R_\theta$$

bzw.

$$U_{BE} \approx I \cdot R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta \theta}$$

Nach Gleichung (129) ist

$$D_\theta = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta \theta} = I \cdot \frac{\Delta R_\theta}{\Delta \theta} \quad (130)$$

oder

$$D_\theta = \frac{U_B}{R_1} \cdot \frac{\Delta R_\theta}{\Delta \theta} \quad (131)$$

Aus dieser Beziehung ist zu entnehmen, daß die gewünschte Stabilisierung über einen größeren Temperaturbereich nur bei proportionalen Änderung des temperaturabhängigen Widerstandes möglich ist. Der exponentielle Verlauf  $R_\theta = f(\theta)$  erfüllt diese Forderung nicht. Schaltet man jedoch dem temperaturabhängigen Widerstand  $R_\theta$  einen linearen Widerstand parallel, so ergibt sich je nach Größe des Parallelwiderstandes  $R_p$  eine mehr oder weniger starke Linearisierung des Widerstandsverlaufes, die gleichzeitig eine Veränderung der Kennliniensteilheit zur Folge hat. Bild 131 zeigt die entsprechenden Widerstandsverläufe in Abhängigkeit der Temperatur. Bei günstiger Wahl von  $R_p$  kann ein optimaler Widerstandsverlauf erreicht werden, so daß die Stabilitätsbedingung über einen größeren Temperaturbereich angenähert erfüllt ist. Ausgehend von einem Heißleiter mit den Kennwerten  $R_{20}$  und  $\alpha$  ergibt sich nach Bild 132 der erforderliche Widerstand  $R_p$  aus

$$D_\theta = I \cdot \frac{\Delta R_\theta}{\Delta \theta}$$

mit

$$R_\theta = \frac{R_p \cdot R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta \theta}}{R_p + R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta \theta}}$$

bzw.

$$\frac{D_\theta}{I} = \frac{d \left( \frac{R_p \cdot R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta \theta}}{R_p + R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta \theta}} \right)}{d \theta}$$

Die Lösung dieser Differenzialgleichung ergibt:

$$\frac{D_\theta}{I} = -\alpha \cdot \frac{R_\theta}{\left( \frac{R_p + R_\theta}{R_p} \right)^2}$$

und nach  $R_p$  aufgelöst

$$R_p = \frac{R_\theta}{\sqrt{\frac{\alpha \cdot I \cdot R_\theta}{D_\theta} - 1}} \quad (132)$$

Der über die Widerstandskombination fließende Strom  $I$  erzeugt an dieser einen Spannungsabfall

$$U_z = I \cdot R_p \parallel R_\theta$$

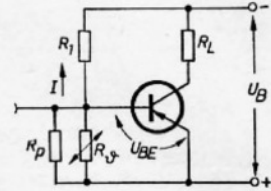


Bild 132: Stabilisierungsschaltung mit  $R_p \parallel R_\theta$

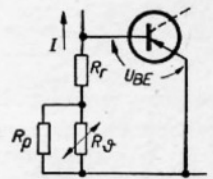


Bild 133: Stabilisierungsschaltung mit  $R_p \parallel R_\theta + R_f$

Nach Bild 132 muß dieser Spannungsabfall  $U_z = U_{BE}$  sein. Diese Forderung wird nicht in jedem Fall erfüllt, so daß, wie Bild 133 zeigt, ein zusätzlicher Vorwiderstand  $R_f$  erforderlich ist. Dieser ergibt sich aus

$$U_{BE} = I (R_f + R_p \parallel R_\theta)$$

bzw.

$$R_f = \frac{U_{BE}}{I} - R_p \parallel R_\theta \quad (133)$$

Die Einflußnahme von  $R_f$  auf den Gesamtwiderstand zeigt die Kurve c im Bild 131.

Die gesamte Widerstandskombination  $R_f + R_p \parallel R_\theta$  erfüllt die Stabilitätsforderung und sorgt gleichzeitig für die richtige Einstellung von  $U_{BE}$ .

Wird fortgesetzt

## Nachrichtenverbindungen schrumpfen zusammen

Abnehmende Sonnenfleckentätigkeit läßt erwarten, daß der Kurzwellenbetrieb im Laufe der nächsten zwei Jahre auf etwas weniger als die Hälfte des zur Zeit verfügbaren Spektrums zusammengedrängt wird. In Zeiten starker Sonnenfleckentätigkeit sind in steigendem Maße höhere Frequenzen verwendbar, während bei einer geringeren Zahl der Sonnenflecken die höheren Banden nacheinander abnehmen. Als Beispiel wurde auf einer Tagung des Institute of Radio Engineers (IRE) angeführt, daß bei einer Mindestzahl von Sonnenflecken nur das 6- und 9-MHz-Band länger als eine Hälfte der Zeit verwendbar sind, dagegen bei einer Höchstzahl von Sonnenflek-

ken auch das 11-, 15- und 17-MHz-Band. Eine neue Mindestzahl wird für 1964 erwartet, während eine Höchstzahl wieder für 1970 in Aussicht steht. Nach der Meinung von Fachleuten werden jedoch die nächsten Sonnenflecken-Höchstzahlen erheblich unter denen der Sonnenflecken Spitze von 1958/59 liegen. Als Möglichkeiten für eine Entlastung von der Zusammendrängung der Nachrichtenverbindungen auf die Hälfte des gegenwärtig verfügbaren Spektralraums wurden Satelliten, eine stärkere Entwicklung von Turm-zu-Turm-Mikrowellensystemen und sogar optische Maser vorgeschlagen.

Aus Radio-Electronics 7 (1961)

Ing. MANFRED PULVERS

### Beispiel 1:

Für die im Bild 134 gezeigte Kleinsignal-Verstärkerschaltung sind die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_E$  unter Berücksichtigung der Arbeitspunktstabilität zu berechnen. Infolge des Temperaturanstieges wird eine Reststromänderung  $\Delta I_{CBO} = 50 \mu A$  zugrunde gelegt.

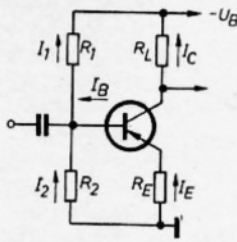


Bild 134: Verstärkerstufe in Emitterschaltung

Für den Kollektorruehstrom  $I_C = 1 \text{ mA}$  wird eine Änderung von 15% ( $\Delta I_C = 0,15 \text{ mA}$ ) zugelassen.

Es sind ferner gegeben:

Betriebsspannung  $U_B = -6 \text{ V}$   
 Kurzschlußstromverstärkung des Transistors  $h_{21e} = 40 = \alpha'$

Aus diesen Werten ergibt sich der Stabilitätsfaktor nach Gleichung (116)

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \frac{150 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6}} = 3$$

und die Schaltungskonstante nach Gleichung (119)

$$\xi = \frac{S - 1}{S \cdot \alpha'}$$

wobei

$$\alpha = \frac{\alpha'}{1 + \alpha'} = \frac{40}{1 + 40} = 0,976$$

$$\xi = \frac{3 - 1}{3 \cdot 0,976} \approx 0,68$$

Außerdem ist nach Gleichung (118)

$$\xi = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_E}$$

Diese Beziehung sagt aus, daß ein kleiner Widerstandswert von  $R_E$  einen niederohmigen Spannungsteiler  $R_1$ ,  $R_2$  erfordert, der andererseits den auf den Eingang arbeitenden Steuergenerator stark belastet (Verstärkungsverlust). Ein hochohmiger Widerstand  $R_E$  hingegen, an dem ein großer Gleichspannungsabfall auftritt, engt den Aussteuerbereich stark ein. Es ist somit sinnvoll, entsprechend den vorliegenden Verhältnissen,  $R_E$  vorzugeben und  $R_1$ ,  $R_2$  zu berechnen. Für den Kleinsignalbetrieb ist es ausreichend, wenn der Arbeitspunkt bei  $U_{CE} = 2 \dots 3 \text{ V}$  liegt.

Mit

$$U_B = I_C \cdot R_L + U_{CE} + I_E \cdot R_E \approx I_C (R_L + R_E) + U_{CE}$$

ergibt sich mit  $U_{CE} = 2 \text{ V}$

$$R_L + R_E = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C} = \frac{6 - 2}{1 \cdot 10^{-3}} = 4000 \Omega$$

Aus verstärkungstechnischen Gründen ist es zweckmäßig, den Wert von  $R_L$  möglichst groß zu wählen.

Es wird angenommen  $\frac{R_L}{R_E} = 3$ , somit wird

$$R_L = 3 \text{ k}\Omega, R_E = 1 \text{ k}\Omega.$$

Liegt im Kollektorkreis nicht, wie im Beispiel angenommen, ein ohmscher Arbeitswiderstand  $R_L$ , sondern ein Ausgangsübertrager mit einem vernachlässigbar kleinen ohmschen Widerstand, so kann man bei gleichen Verhältnissen einen wesentlich höheren Gleichspannungsabfall an  $R_E$  zulassen.  $R_E$  kann größer gewählt werden und die Stabilitätsbedingung ist einfacher zu realisieren.

Nachdem  $R_E$  festliegt, ergibt sich aus Gleichung (118)

$$R_1 \parallel R_2 = R_E \frac{\xi}{1 - \xi} = 1 \cdot 10^3 \frac{0,68}{1 - 0,68} = 2120 \Omega$$

Ferner ist

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

bzw.

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2 \parallel R_2}{R_1 - R_1 \parallel R_2}$$

Diese Beziehung in obige Gleichung eingesetzt, ergibt

$$R_1 (U_{BEA} + I_E \cdot R_E) + R_1 \frac{R_1 \cdot R_2 \parallel R_2}{R_1 - R_1 \parallel R_2} \cdot I_B = \frac{R_1 \cdot R_2 \parallel R_2}{R_1 - R_1 \parallel R_2} (U_B - U_{BEA} - I_E \cdot R_E)$$

nach  $R_1$  aufgelöst

$$R_1 = U_B \frac{R_1 \parallel R_2}{U_{BEA} + I_E \cdot R_E + I_B \cdot R_1 \parallel R_2}$$

Es ist dann

$$R_1 = 6 \cdot \frac{2,1 \cdot 10^3}{0,14 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 + 25 \cdot 10^{-6} \cdot 2,1 \cdot 10^3} \approx 10,5 \text{ k}\Omega$$

und

$$R_2 = \frac{10,5 \cdot 10^3 \cdot 2,1 \cdot 10^3}{10,5 \cdot 10^3 - 2,1 \cdot 10^3} = 2,6 \text{ k}\Omega$$

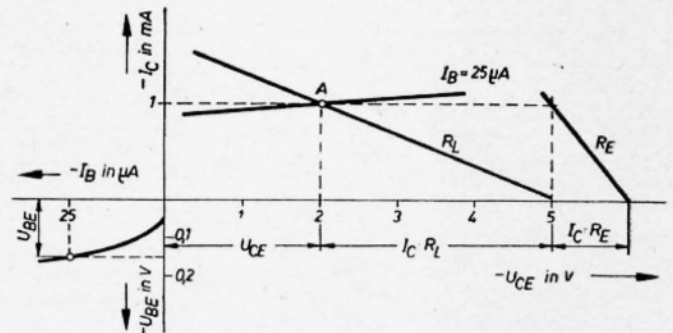


Bild 135: Kennlinienfeld zu Beispiel 1

Aus dem in Bild 135 gezeigten Kennlinienfeld lassen sich die für die Einstellung des Arbeitspunktes erforderlichen Eingangsgrößen

$$U_{BE} = 0,14 \text{ V}$$

$$I_B = 25 \mu A$$

entnehmen.

Die endgültigen Werte für  $R_1$  und  $R_2$  ergeben sich nach Bild 134 aus folgender Zwischenrechnung:

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BEA} - I_E \cdot R_E}{I_B + I_2}$$

mit

$$I_2 = \frac{U_{BE} + I_E \cdot R_E}{R_2}$$

damit wird

$$R_1 = R_2 \frac{U_B - U_{BEA} - I_E \cdot R_E}{U_{BEA} + I_E \cdot R_E + I_B \cdot R_2}$$

Da die ermittelten Widerstandswerte für  $R_1$  und  $R_2$  nicht in der handelsüblichen Widerstandsreihe liegen, empfiehlt es sich, die Werte nach oben bzw. unten auf einen Normwert so abzurunden, daß die richtige Einstellung des Arbeitspunktes gewährleistet wird. Betrachten wir nun die Verhältnisse der Schaltung für den Fall  $R_E = 0$ . Dann ist

$$\xi = 1$$

und

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi} = \frac{1}{1 - 0,976} \approx 42$$

sowie die Kollektorstromänderung

$$\Delta I_C = S \cdot \Delta I_{CBO} = 42 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 2,1 \text{ mA}$$

Dies bedeutet eine Auswanderung des Arbeitspunktes bis zum Kennlinienknick.

Die mit  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$  dimensionierte Schaltung zeigt durch den Einfluß von  $R_E$  eine starke dynamische Gegenkopplung. Mit den Transistorparametern

$$\begin{aligned} h_{11e} &= 1 \text{ k}\Omega & h_{12e} &= 7 \cdot 10^{-4} \\ h_{22e} &= 80 \cdot 10^{-6} \text{ S} & h_{21e} &= 40 \\ \Delta h_e &= 52 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

ergibt sich nach Gleichung (44) eine Spannungsverstärkung

$$\begin{aligned} G_u' &= - \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E + \Delta h_e \cdot R_L} \\ &= - \frac{40 \cdot 3 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 40 \cdot 1 \cdot 10^3 + 52 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3} \\ &\approx -3 \end{aligned}$$

bei einem Eingangswiderstand nach Gleichung (41) von

$$\begin{aligned} r_i' &= \frac{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E + \Delta h_e \cdot R_L}{1 + R_L \cdot h_{22e}} \\ &= \frac{1 \cdot 10^3 + 40 \cdot 1 \cdot 10^3 + 52 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3}{1 + 3 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 10^{-6}} \\ &\approx 33 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

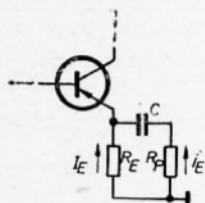


Bild 136: Darstellung des Emittierkreises

Für die Praxis ist dieses Resultat wegen der geringen Spannungsverstärkung unbefriedigend. Abgesehen davon kann der günstige Wert von  $r_i'$  für die Anpassung an die vorhergehende Steuerstufe nicht ausgenutzt werden, da der Gesamteingangswiderstand der Stufe aus der Parallelschaltung  $(R_1 \parallel R_2) \parallel r_i'$  gebildet wird und  $(R_1 \parallel R_2) \ll r_i'$  ist.

Aus diesem Grund verringert man meist den Gegenkopplungsgrad, in dem man  $R_E$  durch Parallelschalten eines Kondensators ganz oder teilweise für die dynamischen Vorgänge unwirksam macht (siehe hierzu Bild 136). Danach ergibt sich der im Emittierkreis wirksame Wechselstromwiderstand

$$\Re'_{E} = R_E \parallel \left( R_p + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

Macht man C genügend groß ( $50 \mu\text{F}$ ), so kann man setzen:

$$R_E' = R_E \parallel R_p$$

Nimmt man für  $R_p = 50 \Omega$  an, so wird

$$R_E' \approx R_p, \text{ da } R_E \gg R_p$$

Damit ergibt sich eine Spannungsverstärkung

$$\begin{aligned} G_u' &= - \frac{40 \cdot 3 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 40 \cdot 50 + 52 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3} \\ &= -38 \end{aligned}$$

und ein Eingangswiderstand

$$\begin{aligned} r_i' &= \frac{1 \cdot 10^3 + 40 \cdot 50 + 3 \cdot 10^3 \cdot 52 \cdot 10^{-3}}{1 + 3 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 10^{-6}} \\ &\approx 3,5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

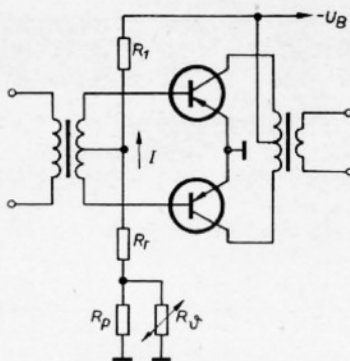


Bild 137: Gegentakt B Schaltung zu Beispiel 2

Beispiel 2:

Für die im Bild 137 gezeigte Großsignal-Verstärkerschaltung ist der Eingangsspannteiler  $R_1, R_2, R_p \parallel R_p$  zu berechnen.

Gegeben sind:

$$\begin{aligned} \text{Betriebsspannung } U_B &= -6 \text{ V} \\ \text{Arbeitspunktspannung } U_{BEA} &= 0,14 \text{ V} \\ \text{Temperaturdurchgriff } D_\theta &= -2,6 \text{ mV}/^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Der Teilerstrom I wird etwa gleich dem Basisstrom bei Vollaussteuerung gewählt.

$$I \approx 3 \text{ mA}$$

Ferner wird ein temperaturabhängiger Widerstand mit folgenden Werten angenommen:

$$\begin{aligned} \text{Kaltwiderstand bei } 25^\circ\text{C } R_{25} &= 50 \Omega \\ \text{mittlerer Temperaturbeiwert } \alpha &= -0,035/^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Der zur Linearisierung des Widerstandsverlaufs erforderliche Parallelwiderstand wird nach Gleichung (132)

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{R_\theta}{\sqrt{\frac{\alpha \cdot I \cdot R_\theta}{D_\theta} - 1}} \\ &= \frac{50}{\sqrt{\frac{0,035 \cdot 3 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{2,6 \cdot 10^{-3}} - 1}} \approx 125 \Omega \end{aligned}$$

Im Bild 138 ist in Kurve a der Widerstandsverlauf  $R_\theta = f(\theta)$  des gewählten Heißleiters dargestellt. Kurve b zeigt die nahezu geradlinig verlaufende Charakteristik der Parallelschaltung  $R_p \parallel R_p$ . Diese hat im Bereich der Zimmertemperatur eine Kennliniensteilheit

$$\tan \psi = \frac{\Delta(R_\theta \parallel R_p)}{\Delta\theta} = \frac{8,6}{10} = 0,86 \Omega/^\circ\text{C}$$

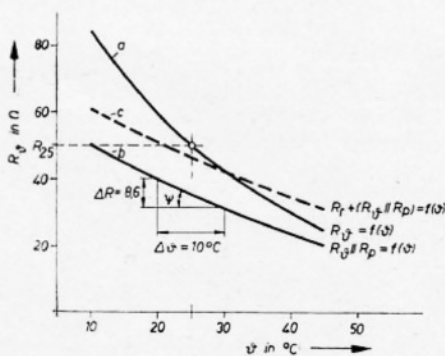


Bild 138: Darstellung der Widerstandsverläufe zu Beispiel 2

Nach Gleichung (129) muß sein

$$\begin{aligned} \frac{\Delta(R_\theta \parallel R_p)}{\Delta\theta} \cdot I &= D_\theta \\ 0,86 \cdot 3 \cdot 10^{-3} &= 2,58 \text{ mV}/^\circ\text{C} \approx D_\theta \end{aligned}$$

Der Spannungsabfall an  $R_\theta \parallel R_p$  bei Zimmertemperatur beträgt

$$U_p = \frac{125 \cdot 50}{125 + 50} \cdot 10^{-3} = 0,107 \text{ V}$$

Dieser Wert entspricht nicht der erforderlichen Basis-Emitterspannung  $U_{BEA} = 0,14 \text{ V}$ . Folglich ist ein Reihenwiderstand  $R_r$  erforderlich, an dem die Differenzspannung  $U_{BEA} - U_p$  abfällt.

$$R_r = \frac{U_{BEA} - U_p}{I} = \frac{0,140 - 0,107}{3 \cdot 10^{-3}} = 11 \Omega$$

Siehe hierzu auch Gleichung (133). Die Gesamtwiderstandskombination

$$R_p + (R_\theta \parallel R_p)$$

ist in Kurve c, Bild 138 dargestellt.

Der Vorwiderstand  $R_1$  ergibt sich zu

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BEA}}{I} = \frac{6 - 0,14}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,95 \text{ k}\Omega$$

Zwecks Korrektur des Arbeitspunktes kann man  $R_1$  zusammensetzen aus:

$$\begin{aligned} \text{Festwiderstand } &1,8 \text{ k}\Omega \\ \text{Regelwiderstand } &200 \Omega \end{aligned}$$

Es sei darauf hingewiesen, daß die durchgeführte Rechnung nur dann richtig ist, wenn der Heißleiter nur durch äußere Temperatureinwirkung — nicht aber durch den ihn durchfließenden Strom — seinen Widerstandswert ändert. Diese Bedingung wird erfüllt, wenn der vom Herstellerwerk angegebene Maximalstrom wesentlich größer ist als der den Heißleiter durchfließende Strom. Darüber hinaus ist es sinnvoll, den Heißleiter in die Nähe der Transistoren zu montieren.

Zum Schluß noch einige Überlegungen über die richtige Wahl der Kennwerte des Heißleiters. Nehmen wir zu diesem Zweck an, daß der Teilerstrom I wegen des Einsatzes stärkerer Transistoren 20 mA betragen soll. Für die im Beispiel 2 angenommenen Werte ergibt sich dann:

Parallelwiderstand  $R_p$

$$R_p = \frac{50}{\sqrt{\frac{0,035 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{2,6 \cdot 10^{-3}} - 1}} \approx 22 \Omega$$

Spannungsabfall an der Parallelschaltung  $R_\theta \parallel R_p$  bei Zimmertemperatur

$$U_p = I(R_\theta \parallel R_p) = 20 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{50 \cdot 22}{50 + 22} \approx 0,3 \text{ V}$$

Dieser Spannungsabfall ist ohne die Anwendung eines Reihenwiderstandes  $R_r$  bereits größer, als die erforderliche Basis-Emitterspannung  $U_{BEA}$ . Folglich ist der gewählte Heißleiter zu hochohmig. Für die erste Wahl des Heißleiters kann man näherungsweise

$$R_{25} \approx \frac{U_{BE}}{I}$$

setzen.

Wird fortgesetzt

Ing. MANFRED PULVERS

## Rauschen von Transistoren

Die Qualität eines hochwertigen Verstärkers ergibt sich nicht nur aus den Verstärkungsgrößen, sondern auch aus den Rauscheigenschaften. Am Ausgang eines Verstärkers ist neben dem eigentlichen Signal ein ständiges Rauschen hörbar. Dieses hat seinen Ursprung im Inneren der Transistoren. Hinzu kommt, daß auch der am Verstärkereingang liegende Generatorwiderstand  $R_g$  zum Gesamtrauschen beiträgt. Da das Rauschen der Eingangsstufe die größte Verstärkung erfährt, interessieren in erster Linie die Rauscheigenschaften der ersten Stufe. Liegt am Eingang des Verstärkers eine kleine Signalspannung  $u_s$ , so kann es vorkommen, daß diese am Ausgang von der Rauschspannung vollkommen übertönt wird. Offenbar ist die Übertragungsgüte um so besser, je größer das zu verstärkende Signal gegenüber der wirksamen Rauschspannung ist. Bei einem geforderten Rauschabstand ist die untere Grenze des Eingangssignals eines Verstärkers festgelegt durch das in ihm erzeugte Rauschen. Aus diesem Grund verwendet man in Eingangsstufen speziell entwickelte „rauscharme“ Transistoren (z. B. OC 812). Ganz allgemein kann man sich eine Eingangsstufe durch einen Vierpol dargestellt denken, in dessen Eingangskreis eine Rauschquelle  $u_{rg}$  des Generatorwiderstandes  $R_g$  und eine dem Rauschen des inneren Transistors entsprechende Quelle  $u_{rint}$  liegt (Bild 139). Das Rauschen im Transistor setzt sich aus verschiedenen Rauschteilen — thermisches Rauschen eines Widerstandes, Schrot-rauschen und Stromrauschen — zusammen.

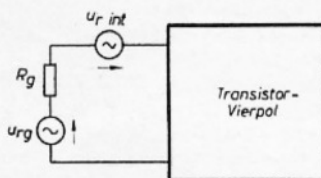


Bild 139: Rausch-Spannungsquellen im Eingangskreis

Diese einzelnen Rauschteile lassen sich in einem Ersatzschaltbild durch Rauschquellen darstellen, wonach eine mathematische Behandlung der Rauscheigenschaften des Transistors möglich ist. Diese recht schwierige und umfangreiche Aufgabe ist in vielen Veröffentlichungen behandelt.

Im folgenden beschränken wir uns deshalb auf einige grundlegende Erläuterungen. Das thermische Rauschen eines Widerstandes  $R$  läßt sich durch eine Ersatzschaltung nach Bild 140 darstellen. Auf Grund der thermischen Energie führen die freibeweglichen

Elektronen unregelmäßige Bewegungen aus, die größere oder kleinere Spannungsimpulse, die um einen Mittelwert statistisch verteilt sind, zur Folge haben. Der Effektivwert, der an den Anschlüssen des Widerstandes auftretenden Rauschspannung  $u_r$ , ist abhängig von der Größe des Widerstandes  $R$ , von der Temperatur  $T$  und der Frequenzbandbreite  $\Delta f$  der verwendeten Schaltung. Für die Rauschspannung des Widerstandes ergibt sich folgende Beziehung:

$$u_r = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad (134)$$

Darin sind:

$T$  die absolute Temperatur in  $^{\circ}\text{K}$  und  $k$  die Boltzmannsche Konstante ( $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws}/^{\circ}\text{K}$ )

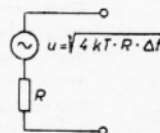


Bild 140: Ersatzschaltbild eines thermisch rauschenden Widerstandes

Zur Beurteilung der Rauscheigenschaften des Verstärkers dient der Rauschfaktor  $F$ . Er ist definiert als das Verhältnis der auf den Eingang bezogenen Gesamtrauschleistung  $P_{rges}$  zu dem Teil der Rauschleistung  $P_{rg}$ , die vom Generatorwiderstand herrührt.

$$F = \frac{P_{rges}}{P_{rg}} = \frac{P_{rg} + P_{rint}}{P_{rg}} = 1 + \frac{P_{rint}}{P_{rg}} \quad (135)$$

Dabei kann man sich  $P_{rges}$  aus der auf den Eingang bezogenen Rauschleistung des inneren Transistors  $P_{rint}$  (interne Rauschleistung) und der des Generatorwiderstandes zusammengesetzt denken. Auf Grund der physikalischen Zusammenhänge im Inneren des Transistors ist  $F$  von der Kollektorspannung, vom Kollektorstrom und von der Temperatur abhängig. Günstige Bedingungen erzielt man bei einer Kollektorspannung unter 1,5 V, einem Kollektorstrom kleiner 1 mA bei einem Generatorwiderstand von 400 ... 1000  $\Omega$ . Da der Rauschfaktor außerdem von der Frequenz  $f$  bzw. der Bandbreite  $\Delta f$  abhängig ist, rechnet man in der Praxis mit einem mittleren Rauschfaktor  $F_m$ . Im Bild 141 ist der Rauschfaktor in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt.

Denkt man sich am Eingang des Verstärkers einen Generator mit der Signalspannung  $u_s$ , so läßt sich bei einem gewünschten Signalrauschverhältnis, bei dem eine hinreichende Übertragungsgüte gewährleistet ist, die kleinstmögliche Signalspannung ermitteln.

Den Ausdruck

$$F = \frac{P_{rges}}{P_{rg}}$$

erweitert mit der am Eingang zur Verfügung stehenden Signalleistung  $P_s$ , ergibt:

$$F = \frac{P_s/P_{rg}}{P_s/P_{rges}}$$

dabei ist

$$\frac{P_s}{P_{rg}} = \frac{u_s^2}{u_{rg}^2}$$

das Signalrauschverhältnis am Transistoreingang und

$$\frac{P_s \cdot G_p}{P_{rges} \cdot G_p} = C_p$$

mit der Leistungsverstärkung  $G_p$  erweitert, das Verhältnis Signalleistung zu Gesamtrauschleistung am Ausgang (Signalrauschverhältnis am Transistorausgang).

Damit wird

$$F = \frac{u_s^2/u_{rg}^2}{C_p}$$

und damit die kleinstmögliche Signalspannung

$$u_s = u_{rg} \sqrt{F \cdot C_p}$$

oder

$$u_s = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_g \cdot \Delta f \cdot F_m \cdot C_p} \quad (136)$$

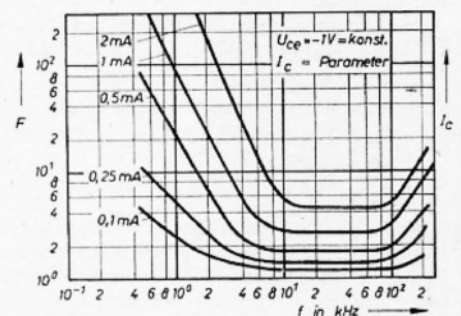


Bild 141: Rauschfaktor in Abhängigkeit der Frequenz

Berechnungsbeispiel:

Für eine Verstärkerstufe sind folgende Werte gegeben:

$$F_m = 8 \text{ dB (6,4 fach)}, \quad R_g = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$f_u = 50 \text{ Hz}, \quad f_o = 10000 \text{ Hz}, \quad \Delta f \approx 10000 \text{ Hz},$$

Signalrauschverhältnis am Ausgang  $C_p = 1000$

Nach Gl. (136) ist die zur Einhaltung des gewünschten Signalrauschverhältnisses kleinst-

mögliche Signalspannung am Eingang der Verstärkerstufe

$$u_{smin} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 10^3 \cdot 10^4 \cdot 6,4 \cdot 10^3} \\ = 32 \cdot 10^{-6} \text{ V}$$

$$u_{smin} = 32 \mu\text{V.}$$

Ende

#### Literatur

- [1] M. Falter: Dioden- und Transistortechnik; VEB Verlag Technik, Berlin, 1958
- [2] J. Dosse: Der Transistor — Ein neues Verstärkerelement; R. Oldenbourg Verlag, München, 1957
- [3] R. Rost: Kristalloden-Technik; Verlag von Wilhelm Ernst und Sohn, Berlin, 1956
- [4] E. Spenke: Elektronische Halbleiter; Springer Verlag, Göttingen, 1955
- [5] Schlegel: Der Transistor — Allgemeine Grundlagen; Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover
- [6] R. F. Shea: Transistortechnik; VEB Verlag Technik, Berlin, 1961
- [7] J. Kammerloher: Transistoren — Grundlagen und Niederfrequenzverstärker; C. K. Winter'sche Verlagsbuchhandlung, Füssen
- [8] Otto und Müller: Flächentransistoren; VEB Fachbuchverlag, Leipzig, 1960
- [9] K. Lunze: Berechnungsmethoden zur Stabilisierung von Transistorschaltungen bei veränderlicher Temperatur; Nachrichtentechnik 3 (1958)
- [10] W. Benz: Über Ersatzschaltbilder für den als linearen Verstärker betriebenen Transistor; Elektronische Rundschau 1 und 2 (1960)
- [11] F. H. Stieltjes und L. J. Tummers: Einfache Theorie des Schichttransistors; Philips' Technische Rundschau 8 (1956)
- [12] Hauri: Transistorverstärker mit Gegenkopplung; Technische Mitteilungen PTT 6 (1960)
- [13] J. P. Beijersbergen, M. Beun und J. Winkel: Der Flächentransistor als Netzwerkelement bei niedrigen Frequenzen; Philips' Technische Rundschau 41 (1956/57), 1, 3 und 4 (1957/58)
- [14] Rauschen von Bauelementen (WBN Tel-tow): Sonderdruck aus Nachrichtentechnik 12 (1958)

Mit den kurzen, grundlegenden Erläuterungen über das Rauschen von Transistoren beenden wir die Reihe Transistortechnik. Ziel dieser Beitragsreihe war es, dem jungen Techniker und Ingenieur klare Vorstellungen über die Wirkungsweise des Transistors und den damit verbundenen Schaltungen zu geben.

Zahlreiche Zuschriften und persönliche Gespräche zeigten uns, daß es gelungen ist, „viele“ mit der Transistortechnik vertraut zu machen und gewisse Grundkenntnisse der Halbleitertechnik zu vermitteln.

Wir bitten jedoch um Verständnis dafür, daß im Rahmen dieser Beiträge längst nicht alle Probleme der Halbleitertechnik erwähnt werden konnten.

Eine derartige Beitragsreihe wird niemals Anspruch auf Vollständigkeit erheben können. Daher bitten wir unsere Leser, der Redaktion bei Gelegenheit mitzuteilen, welche Themen und Fragen der Transistortechnik in Zukunft in unserer Zeitschrift noch gründlicher behandelt werden sollten.

## Ein aktuelles Buch

ING. G. SCHAAF

# Angewandte Fernsehtechnik

für Industrie, Wirtschaft und Wissenschaft

Nachdruck der 1. Auflage

16,7 × 24,0 cm, 232 Seiten, 222 Abbildungen, Ganzleinen 23,— DM

Während sich vor noch kurzer Zeit das Interesse am Fernsehen nur auf die Kenntnis der Wiedergabe beschränkte, braucht heute die Wirtschaft mehr und mehr Fachleute, die auch die Technik der Fernsehaufnahmen beherrschen. Denn an Stellen, an denen aus Mangel an Raum oder wegen zu großer Gefahr der Mensch selbst nicht ständig beobachten und kontrollieren kann, wird in steigendem Maße die Fernsehkamera zum dritten Auge des Menschen. Für alle diejenigen, die sich mit den dazu notwendigen Apparaten und Geräten befassen wollen oder müssen, ist nun dieses Buch gedacht.

#### INHALTSVERZEICHNIS:

##### Grundlagen der Bildübertragung Fernsehraster und Fernsehsignal Bildaufnahmeröhren und deren Schaltung

Grundfunktion der Bildaufnahmeröhren  
Aufbau und Arbeitsweise des Super-Ikonoskops  
Aufbau und Arbeitsweise des Super-Orthikons  
Aufbau und Arbeitsweise des Vidikons  
Das Endikon  
Das Resistron  
Das Statikon

##### Video-Verstärker Synchron- und Ablenkgeneratoren

Grundfunktion der Ablenkgeneratoren  
Impulsgenerator  
Impulsteiler  
Impulsverzögerer  
Impulsformierung  
Synchrongenerator für einfaches Raster ohne Zwischenzeile  
Synchrongenerator für Raster und Zwischenzeile  
Sägezahngeneratoren  
Ablenkstufen für Bildaufnahmeröhren

##### Aufbau und Wirkungsweise vollständiger Anlagen

Fernsehanlage mit Superikonoskop-Kamera „Fernsehübertragungsanlage“  
Fernsehanlage mit Vidikon-Kamera „Fernbeobachter“ FBA 1  
Fernsehanlage mit Vidikon-Kamera „Fernbeobachter“ FBA 2  
Fernsehanlage mit Vidikon-Kamera „Fernauge“  
Fernsehanlage mit Vidikon-Kamera „Tesla“  
Fernsehanlage mit Vidikon-Kamera „PYE“  
Fernsehanlage mit Vidikon-Kamera Typ PTU — CM 1  
Fernsehanlage mit Vidikon-Kamera Typ PTU — 2 M  
Fernsehanlage mit Super-Orthikon-Kamera Typ PTU — 5

##### Hinweise für zweckmäßiges Projektieren der Übertragungswege Inbetriebnahme von Fernsehanlagen Servicetechnik der Fernsehanlagen

Nur durch den Buchhandel erhältlich



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN