

INGENIEUR- FERNSTUDIUM

SCHWÄBE

VERSTÄRKER- TECHNIK

6

HERAUSGEBER
INGENIEURSCHULE FÜR ELEKTRO-
TECHNIK MITTWEIDA

1110-06/63

1963

ZENTRALSTELLE FÜR FACHSCHULAUSBILDUNG . BEREICH MASCHINENBAU, ELEKTROTECHNIK, LEICHTINDUSTRIE - DRESDEN

Verstärkertechnik

Lehrbrief 6

Verstärker mit Transistoren

von

Dipl.-Ing. Herbert Schwäbe

3. Auflage



Herausgeber:

Ingenieurschule für Elektrotechnik Mittweida

Lektoren: Ing. H. Reck, Dozent an der Ingenieurschule
für Elektrotechnik, Mittweida

Dipl.-Matematiker K. Wesnigk, VEB Werk für
Bauelemente der Nachrichtentechnik, Teltow

Bearbeiter: Dipl.Ing. H. Schwäbe, Dozent im Fernstudium
der Ingenieurschule für Elektrotechnik,
Mittweida

Alle Rechte vorbehalten

Nur für den internen Gebrauch im Ingenieur-Fernstudium

Gebühr DM 3,50 Ag 616/ 107 /63 Best.-Nr. 1110-06/63

Inhaltsverzeichnis

Seite

	Verstärkertechnik 6	
	Verstärker mit Transistoren	
1.0	Allgemeines über Halbleiter	1
1.1	Der Leitungsmechanismus im Halbleiter	2
1.11	Der Leitungsmechanismus im reinen Ge oder Si	2
1.2	Gedoptes Ge und Si	9
1.21	Das fünfwertige Atom als Fremdstoff	9
1.22	Das dreiwertige Atom als Fremdstoff	10
	Zusammenfassung zu 1.0 bis 1.22	12
1.3	Der n-Typ und der p-Typ	13
1.4	Der pn-Übergang	14
1.41	Der pn-Übergang als Gleichrichter	17
1.42	Die Kennlinie des pn-Überganges	21
1.5	Der pnp-Transistor	24
1.51	Der npn-Transistor	27
1.52	Das Kollektorkennlinienfeld des pnp-Transistors	28
1.53	Die Steuerung des Kollektorstromes	30
1.54	Der pn-pn-Transistor	31
	Zusammenfassung zu 1.3 bis 1.54	33
1.6	Überblick über die Herstellung der Halbleiterbauelemente	36
1.61	Herstellung von reinstem Ge	36
1.62	Herstellung von Einkristallen	36
1.63	Herstellung von Spitzendioden und Spitzentransistoren	37
1.64	Herstellung von Flächendioden und Flächentransistoren nach dem Legierverfahren	38
1.641	Herstellung von Flächendioden und Flächentransistoren nach dem Diffusionsverfahren	39

	Seite
Zusammenfassung von 1.6 bis 1.641	42
1.7 Zusammenstellung einiger ausgeführter Halbleiterdioden und Transistoren	43
2.0 Transistor-Verstärker für kleine Amplituden	50
2.1 Die Grundschaltungen des Transistors	50
2.2 Die h-Matrix für die Berechnung des Transistors	52
2.21 Allgemeine Vorbetrachtungen	52
2.211 Determinanten	53
2.212 Matrizenrechnung	57
Lehrbeispiele und Übungen für Determinanten und Matrizen	62
Zusammenfassung zu 2.211 bis 2.212	67
2.22 Berechnung der Transistoren mit den h-Parametern	68
2.3 Ersatzschaltbilder	71
2.4 Das Kennlinienfeld des Transistors in Emitterschaltung und die h'-Parameter	72
2.5 Die h-Parameter für Verstärkung kleiner Amplituden im Zusammenhang mit einem Vierpol, welcher eingangsseitig und ausgangsseitig abgeschlossen ist	78
Lösungen der Übungen zu Determinanten und Matrizen	91

Inhaltsübersicht für die Lehrbriefe 7 und 8

Verstärkertechnik 7

- 2.6 Allgemeine Daten des Transistors und die Exemplarstreuung
Lehrbeispiele
Übungen
- 2.7 Abhängigkeit der h-Parameter vom Arbeitspunkt
Lehrbeispiele
Übungen
Zusammenfassung 2.22 bis 2.7
- 3.0 Temperaturabhängigkeit der Transistoren
- 3.1 Temperaturabhängigkeit des Reststromes des Transistors
- 3.2 Die Verlustleistung in Abhängigkeit von der Kristall- und Umgebungstemperatur
- 3.3 Arbeitspunkt und Kollektorverlustleistung bei Erhöhung der Kristalltemperatur
Lehrbeispiele
- 3.4 Abhängigkeit der h-Parameter von der Temperatur
Lehrbeispiele
Übungen
- 3.5 Statische Stabilisierung
- 3.6 Dynamische Stabilisierung
Lehrbeispiele
Zusammenfassung 3.0 bis 3.6
- 4.0 Transistor-Verstärker für große Amplituden
- 4.1 NF-Verstärker
- 4.11 A-Verstärker mit Transformatorkopplung
- 4.12 A-Verstärker mit Widerstandskopplung
Übung
- 4.13 Gegentakt-B-Verstärker

Übungen

Zusammenfassung 4.0 - 4.13

- 4.2 Hochfrequenzverstärkung und Lehrbeispiele
- 4.21 Ersatzschaltungen eines HF-Transistors und Berechnung der Leistungsverstärkung einer HF-Stufe ohne und mit Selektionskreis
- 4.3 ZF-Verstärker mit Lehrbeispiel
- 4.4 Breitbandverstärker

Zusammenfassung 4.2 - 4.4

Lösungen

Verstärkertechnik 8

- 5.0 Die nichtlinearen Verzerrungen des Transistorverstärkers

- 5.1 Ursachen der nichtlinearen Verzerrungen
- 5.2 Berechnung des Klirrfaktors 2. Ordnung aus den statischen Kennlinien
- 5.3 Die Verzerrungen des Verstärkers bei kleinster Aussteuerung
- 5.31 Der Kurzschlußklirrfaktor
- 5.32 Die Klirrdämpfung in Abhängigkeit vom inneren Widerstand R_1 der Stromquelle
- 5.33 Einfluß einer Stromgegenkopplung durch einen Emitterwiderstand
- 5.34 Spannungsabhängigkeit der Klirrdämpfung bzw. des Klirrfaktors
- 5.35 Temperaturabhängigkeit der Klirrdämpfung bzw. des Klirrfaktors
- 5.36 Der Klirrfaktor für endlichen Außenwiderstand R_a
- 5.4 Die Verzerrungen des Endverstärkers bei großer Aussteuerung
 - Lehrbeispiele und Übungen
- 6.0 Rauschzahl der Transistoren
 - Zusammenfassung 5.0 bis 6.0
- 7.0 Vollständige technische Daten der Transistoren OC 810, 811, 816 und 821
 - Lösungen
 - Literaturverzeichnis

Verstärker mit Transistoren

1.0 Allgemeines über Halbleiter

Die Gleichrichter- und Verstärkerwirkung bei Röhren beruht darauf, daß freie Elektronen im Vakuum durch elektrische oder magnetische Felder beeinflußt werden. Bei Halbleiterkristalldioden und Transistoren, die man auch als Halbleiterkristalltrioden bezeichnen kann, werden die speziellen Eigenschaften eines extrem reinen Halbleiterkristalls bzw. eines Halbleiterkristalles mit genau definierter Verunreinigung ausgenutzt. Die Dioden dienen zur Gleichrichtung, die Transistoren zur Verstärkung.

Um die Wirkungsweise dieser Halbleiterbauelemente zu verstehen, ist es notwendig, die Eigenschaften der Halbleiter zu kennen.

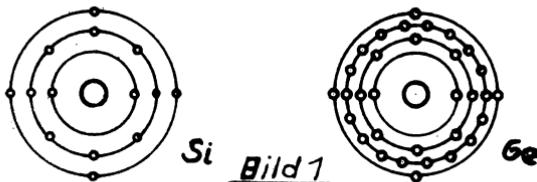
Unter einem Halbleiter versteht man einen Stoff, dessen Leitungseigenschaften von einer ganzen Reihe Faktoren entscheidend beeinflußt wird.

Hierbei spielen vor allem Verunreinigungen eine große Rolle (bereits eine Verunreinigung von etwa 10^{-8} beeinflußt die Leitfähigkeit ganz wesentlich). Die Leitfähigkeit der Halbleiter ist in besonders starkem Maße temperaturabhängig und wird auch von der Vollkommenheit des Kristallgefüges beeinflußt. Der spezifische

Widerstand dieser Stoffe liegt im allgemeinen mit $\rho \approx (10^{-4} \dots 10^{10}) \Omega \text{cm}$ zwischen dem der Metalle $\rho \approx (10^{-6} \dots 10^{-4}) \Omega \text{cm}$ und dem der Isolatoren $\rho \approx (10^{10} \dots 10^{18}) \Omega \text{cm}$. Zu den Halbleitern zählen z.B. Germanium (Ge), Silizium (Si), Selen (Se), viele Oxyde, Sulfide, Selenverbindungen usw. Für die Herstellung von Bauelementen

spielen vor allem Germanium und Silizium eine große Rolle.

Im periodischen System der Elemente findet man diese beiden in der vierten Gruppe. Beide Elemente sind 4wertig, haben also, wie Bild 1 zeigt, auf ihrer äußersten Schale 4 Elektronen, die sog. Valenzelektronen, die bei chemischen Reaktionen in Funktion treten.



*Schema der Elektronenschalen der Halbleiter
Silizium und Germanium*

Von Interesse sind vor allem noch die folgenden Elemente der dritten bzw. der fünften Gruppe:

Indium (In) und Gallium (Ga), die dreiwertig sind, sowie Antimon (Sb), Arsen (As) und Phosphor (P), die fünfwertige Elemente sind.

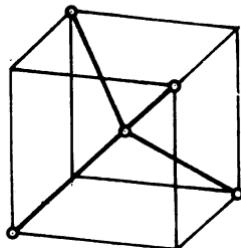
Diese zeigen keine Halbleitereigenschaften; sie sind praktisch als "Verunreinigungen" der Halbleiter Si und Ge wichtig, wie später beschrieben wird.

1.1 Der Leitungsmechanismus im Halbleiter

1.1.1 Der Leitungswiderstand im reinen Ge

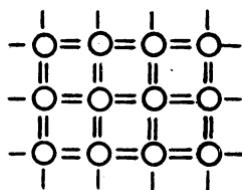
Germanium ist z.Z. für die Herstellung der Kristalldioden und Transistoren das wichtigste Halbleiter-element. Es weist im festen Zustand Kristallstruk-

tur auf, d.h., die einzelnen Atome liegen nicht ungeordnet beieinander, sondern besitzen feste Plätze, die sog. Gitterplätze. Dabei ist jedes Atom von vier anderen Atomen umgeben, wie Bild 2 zeigt.



Kristallstruktur des Germaniums
Bild 2

Für die weiteren Betrachtungen ist die räumliche Darstellung aber unzweckmäßig. Man kann sich dieses Modells auch in die Ebene übersetzt denken. Die "planare" Darstellung erhält dann nachstehendes Aussehen.



*"Planare" Darstellung der Gitterplätze
in Germanium*

Bild 3

Die Striche deuten dabei jeweils die Valenzelektronen-

nen an, die jetzt durch die Gitterkräfte im Kristall gebunden sind.

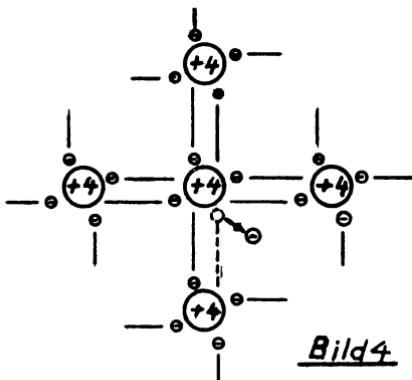
Betrachtet man die Eigenschaften dieser Elektronen, so kann man feststellen, daß sich diese in verschiedene Bereiche einteilen lassen. Zum Beispiel haben alle Elektronen, die sich auf der äußersten Elektronenschale befinden, dieselbe Eigenschaft (sie sind Valenzelektronen, reagieren bei den chemischen Prozessen usw.). Diese Valenzelektronen haben aber eine unterschiedliche Energie.

Führt man diesem Kristall Energie z.B. in Form von Wärme oder Licht zu, so wird die Bewegungsenergie der Elektronen größer:

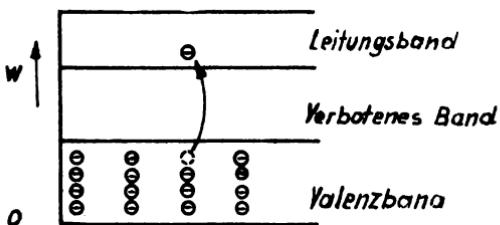
$$k \cdot T = \frac{1}{2} mv^2 \quad (1)$$

Diejenigen Elektronen, die schön vorher am energiereichsten waren, haben jetzt eine so große Geschwindigkeit, daß sie die Bindungskräfte des Atoms und des Kristallgitters überwinden. Wenn das Elektron diese Kräfte einmal überwunden hat, wird es durch keine anderen an einer bestimmten Stelle im Kristall festgehalten, kann sich damit also frei bewegen. Jedes Atom, von dem sich nun ein Elektron "losgerissen" hat, ist um diese negative Ladung des Elektrons ärmer geworden, besitzt jetzt also die Ladung + e. Damit ist eines der vier Elektronenpaare nicht mehr vollständig. Im Kristallgitter ist mit der Entstehung eines freien Elektrons gleichzeitig eine Lücke (Loch) entstanden. Man kann sich diesen Vorgang auch anhand des Energieniveaus klar machen; vgl. Lehrbrief "Atomphysik".

Im Grundzustand befinden sich alle vier Elektronen im Valenzband. Wird jetzt die Energie erhöht, so wird das energiereichste Elektron in das Leitungsband springen; denn wenn es sich frei zwischen den Atomen befindet, kann es an der Stromleitung teilnehmen.



Die Entstehung eines freien Elektrons und einer Lücke im Kristallgitter eines Halbleiters



Bändermodell zu Bild 4

Bild 5

Zwischen Leitungsband und Valenzband liegt das sog. "verbogene Band". Dieses können wir uns so vorstellen, daß kein Elektron diesen Zustand einnehmen kann.

Es ist z.B. unmöglich, daß sich ein Elektron auf der äußersten Elektronenschale befindet und nicht mit einem Elektron eines Nachbaratoms ein Paar bildet. Die beiden Modelldarstellungen (Bild 4 und 5) zeigen an sich den gleichen Vorgang. Es wird dabei nur das eine Mal vom Kristallgitter und das andere Mal vom Energiezustand ausgegangen.

Aus Bild 6 wird auch gleich der Unterschied zwischen Leiter, Halbleiter und Isolator klar. Beim Leiter sind sehr viele freie Elektronen vorhanden; Leitungsband und Valenzband überschneiden sich. Beim Isolator ist das verbogene Band sehr breit, und es befinden sich so gut wie keine Ladungsträger im Leitungsband.



Schema eines Leiters, Halbleiters und Isolators

Bild 6

Der Einfluß der Temperatur kann das Bandschema eines Halbleiters wesentlich verändern; d.h., der spezifische Widerstand ρ eines Halbleiters ändert sich stark und nähert sich dem des Leiters bzw. des Nichtleiters.

Legt man jetzt eine Spannung an den Kristall, so werden die freien Elektronen unter Einfluß der Kraft

$\vec{F} = e \cdot \vec{E}$ in Richtung zur positiven Elektrode be-

schleunigt. Das zwischen den Atomen befindliche elektrische Kraftfeld verformt sich unter Einfluß der äußeren Spannung. Vgl. Bild 7.

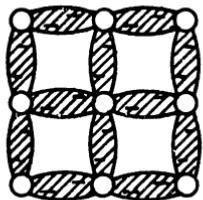
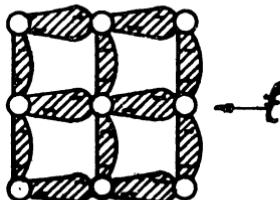


Bild 7



Elektrisches Kraftfeld zwischen den Atomen ohne und mit äußerer Spannung

Damit rücken die Valenzelektronen benachbarter Atome näher an eine z.B. im Gitter befindliche Lücke, und es kann ein Nachbarelektron in diese Lücke springen. Damit ist diese aber in entgegengesetzter Richtung um ein Atom weitergerückt. Diese Lücke verhält sich also genau so wie ein positiver Ladungsträger. Sie nimmt an der Stromleitung teil, und man spricht deshalb auch von Defektelektronen. Der Gesamtstrom setzt sich demnach aus zwei Teilen zusammen: Einem(negativen) Elektronenstrom und einem (positiven) Löcherstrom (Defektelektronenstrom). Vgl. Bild 8.

Schon bei Raumtemperatur sind einige freie Ladungsträger im Kristall vorhanden. Wenn jetzt noch laufend weitere entstünden, so würden bald alle Valenzelektronen zu Leitungselektronen. Die freien Elektronen, d.h. die Leitungselektronen und ebenso die Löcher stehen aber nicht still, sondern beschreiben eine unregelmäßige Bahn ähnlich der BROWNschen Mole-

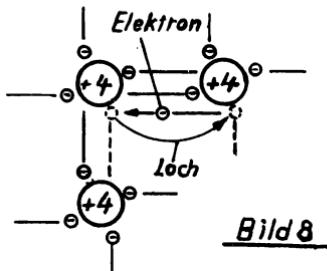


Bild 8

*Elektronenstrom und Defektelektronenstrom
im Gitter eines Halbleiters*

kularbewegung. Trifft nun ein Elektron bei seinem Weg durch den Kristall auf ein Loch, und ist seine Energie inzwischen schon wieder so weit abgesunken, daß es an der unteren Grenze des Leitungsbandes liegt, so kann es das Loch ausfüllen. Damit sind sowohl ein freier positiver als auch ein negativer Ladungsträger verschwunden. Diesen Vorgang bezeichnet man als Rekombination. Die Zeit zwischen Entstehung und Ende eines freien Ladungsträgers wird als Lebensdauer bezeichnet. Das Entstehen und Verschwinden von freien Ladungsträgern geht nun andauernd vor sich. Dabei stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, d.h., es entstehen in einer Zeit- und Volumeneinheit genausoviel freie Ladungsträger wie in derselben Zeit rekombinieren.

Bei Zimmertemperatur (300° K) sind in jedem cm^3 von reinem Ge etwa 10^{13} freie Elektronen und damit ebensoviel Löcher vorhanden. Bei dieser Temperatur beträgt der spez. Widerstand für Ge etwa $50 \Omega \text{cm}$ und für Si etwa $3 \cdot 10^5 \Omega \text{cm}$.

1.2 Gedoptes Ge und Si

Unter gedoptem Ge und Si versteht man Material, dem eine geringe Menge (Dosis) eines bestimmten Fremdstoffes beigemischt ist.

1.21 Das fünfwertige Atom als Fremdstoff

Ist z.B. reinem Ge Antimon (Sb) beigemischt, so nimmt jedes Sb-Atom im Kristallgitter einen Platz ein, den sonst ein Ge-Atom eingenommen hätte. Vier von den fünf Valenzelektronen werden an die benachbarten Ge-Atome gepaart. Für das fünfte Elektron ist kein fester Platz im Kristallgitter vorhanden. Vgl. Bild 9. Es wird zwar durch die positive Kernladung am Atom festgehalten, jedoch ist hier die Bindungskraft so klein, daß es bereits bei Raumtemperatur mit Sicherheit vom Atom losgerissen und damit zum Leitungselektron wird.

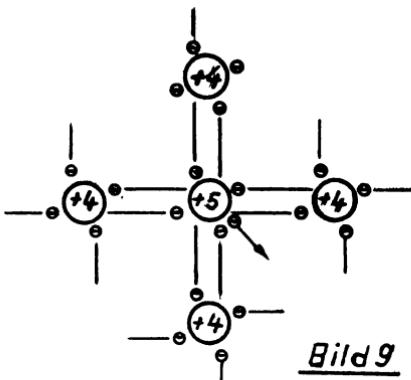
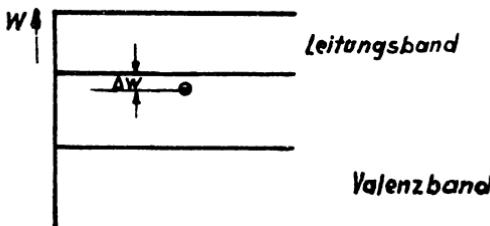


Bild 9

Fünfwertiges Atom als Fremdstoff im Kristallgitter eines Halbleiters



Bändermodell zu Bild 9

Bild 10

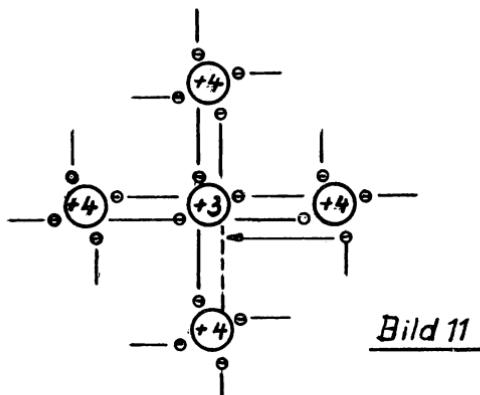
Betrachtet man bei diesem Vorgang den Energiezustand, so befindet sich das fünfte Elektron, wie das Bändermodell zeigt, auf einer höheren Energiestufe, nämlich in dem für Ge-Valenz-Elektronen verbotenen Band.

Vgl. Bild 10. Es genügt also eine kleine Energiezu- fuhr ΔW , um dieses Elektron in das Leitungsband zu befördern. Damit bleibt ein positiv geladener Sb- Atomrumpf zurück. Dieser stellt eine fest im Kristallgitter eingebaute Störstelle dar. Es entsteht aber nicht wie bei reinem Ge gleichzeitig mit jedem freien Elektron ein Loch. Ein eingelagertes Fremdatom, das ein Leitungselektron erzeugt, wird als Donor oder als Donator (Elektronenspender) bezeichnet.

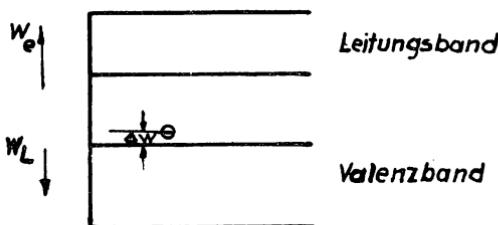
1.22 Das dreiwertige Atom als Fremdstoff

Mischt man reinem Ge einen dreiwertigen Stoff, z.B. Indium (In) bei, so nehmen dessen Atome auch die Gitterplätze des Ge ein. Die drei Valenzelektronen des In können aber nur mit drei von den vier Nach-

baratomen Paare bilden. Obwohl der elektrische Zustand des In-Atoms nach außen neutral ist, hat sich im Kristallgitter ein Loch gebildet. Es genügt auch hier eine geringe Energie, um das Valenzelektron eines Nachbaratoms in dieses Loch springen zu lassen. Vgl. Bild 11. Das In-Atom ist damit negativ aufgeladen, und das Loch ist an eine andere Stelle gerückt.



*Dreiwertiges Atom als Fremdstoff im
Kristallgitter eines Halbleiters*



Bändermodell zu Bild 11

Bild 12

Das Bändermodell nach Bild 12 sieht hier etwas anders aus. Die höhere Energiestufe für Löcher liegt im Valenzband. Die Stromleitung durch Löcher findet auch im Valenzband statt, da es sich hier nur um eine Verschiebung der Valenzelektronen handelt.

Solche Fremdatome, die Löcher (Defektelektronen) erzeugen, werden als Akzeptoren (Elektronenfänger) bezeichnet.

Hier liegt der umgekehrte Fall vor wie beim fünfwertigen Atom. Es werden hier Löcher erzeugt, ohne daß gleichzeitig freie Elektronen entstehen.

Zusammenfassung zu 1.0 bis 1.22

Halbleiter sind Stoffe, deren Leitfähigkeit von vielen Faktoren beeinflußt wird. Das gebräuchlichste Halbleiterelement für die Herstellung von Dioden und Transistoren ist Germanium (Ge, 4wertig).

Bei Energiezufuhr wird die Bewegungsenergie der Valenzelektronen so groß, daß einige die Bindungskräfte überwinden und sich vom Atomrumpf losreißen können. Damit entstehen ein Leitungselektron und ein Loch.

Im Bändermodell wird dieser Vorgang dadurch dargestellt, daß die Energie der im Valenzband befindlichen Elektronen größer wird und dadurch einige in das Leitungsband gelangen. Zwischen Leitungsband und Valenzband liegt das sogenannte "verbotene Band", das bei Isolatoren sehr breit ist; bei Metallen fehlt es ganz.

Durch eine angelegte Spannung wird auf die Elektronen eine Kraft ausgeübt. Die freien Elektronen können sich unter dem Einfluß dieser Spannung bewegen. Ein Loch kann durch ein benachbartes Valenzelektron ausgefüllt werden - damit ist aber das Loch entgegen der Elektronenrichtung gewandert.

Hieraus folgt, daß sich der Gesamtstrom aus 2 Teilströmen zusammensetzt.

Trifft ein freies Elektron auf ein Loch und füllt dieses auf, so bezeichnet man diesen Vorgang als Rekombination. Es entstehen und verschwinden dauernd freie Ladungsträger. Hierbei stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein.

Durch beigemischte Fremdstoffe wird die Leitungseigenschaft des Halbleiters beeinflußt.

Ein fünfwertiges Atom oder ein dreiwertiges Atom stellt eine Störstelle im Kristallgitter dar. Das 5wertige Atom gibt ein Elektron ab - es ist ein Donator, das 3wertige Atom nimmt ein Elektron auf - es ist ein Akzeptor.

1.3 Der n-Typ und der p-Typ

Wenn Ge oder Si mit einem fünfwertigen Element gedopt ist, so ist das Material mit Donator-Störstellen angereichert, die je ein Leitungselektron erzeugen. Außerdem erzeugen einige Ge- oder Si-Atome auch noch freie Elektronen und damit auch Löcher. Im ganzen gesehen sind im Kristall aber mehr freie Elektronen vorhanden als Löcher. Die Stromleitung in diesem Halbleiter wird zum größten Teil von den Elektronen übernommen, die negative Ladungsträger sind. Deshalb wird diese Halbleiterart als n-Typ bezeichnet.

Ist dem Kristall (Ge oder Si) ein dreiwertiges Element beigemischt, so liegen die Verhältnisse umgekehrt.

Es sind hier mehr Defektelektronen als Leitungselektronen im Halbleiter vorhanden, und man bezeichnet ihn als p-Typ. Ein Defektelektron verhält sich auch

genau so wie ein positiver Ladungsträger.

Für die Halbleiterart ist also jeweils der überwiegend vorhandene Anteil an Ladungsträgern maßgebend.

Um sich eine Vorstellung von der Konzentration der beigemengten Fremdatome zu machen, sei vorausgeschickt, daß für Halbleiterbauelemente (Dioden und Transistoren) eine Reinheit des Materials von etwa 10^9 gefordert wird, d.h., auf je 10^9 Ge- oder Si-Atome kommt ein Fremdatom. In 1 cm^3 sind ungefähr $4,52 \cdot 10^{22}$ Ge-Atome enthalten. Um z.B. einen Halbleiter vom n-Typ zu erhalten, werden etwa 10^{16} Sb-Atome je cm^3 beigemischt. Es entfallen damit auf $4,52 \cdot 10^{22}$ Ge-Atome ein Sb-Atom.

1.4 Der pn-Übergang

Grenzt ein Halbleiter vom n-Typ direkt an einen vom p-Typ - dabei muß allerdings vorausgesetzt werden, daß die Kristallstruktur an keiner Stelle verletzt ist, daß beide Teile also einen Einkristall bilden -, so stehen Akzeptoren und Donatoren einander gegenüber, damit aber auch Gebiete mit vorwiegend entgegengesetzten Ladungen.

Da die Ladungsträger aber nicht still stehen, so werden einige Elektronen aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet eindringen. Dort stoßen sie entweder mit Gitteratomen zusammen und ändern damit ihre Bewegungsrichtung, kehren also in das n-Gebiet zurück, oder sie treffen auf Löcher und re kombinieren mit diesen. Dasselbe geschieht auch mit Defektelektronen, die auf Grund ihrer thermischen Bewegungsenergie in das n-Gebiet eingedrungen sind, nur in umgekehrter Richtung. Die Ladungsträger können also von einem Gebiet in das andere wandern.

Das gilt aber nicht für die Störstellen, die durch die Fremdatome dargestellt werden; denn sie sind im

Kristallgitter fest eingebaut.

Betrachtet man die Anzahl der freien Ladungsträger, so erkennt man, daß die Anzahl der Mehrheitsladungsträger (Elektronen im n-Gebiet, Defektelektronen im p-Gebiet) durch die Anzahl der beigemischten Fremdatome bestimmt wird. Bei einer Dosierung mit 10^{16} Fremdatomen je cm^3 sind im

n-Gebiet $n_n = 10^{16}$ Elektronen und im

p-Gebiet $n_p = 10^{16}$ Defektelektronen je cm^3

vorhanden. Die Gesamtzahl aller Ladungsträger liegt durch das Massenwirkungsgesetz fest. Hier gilt:

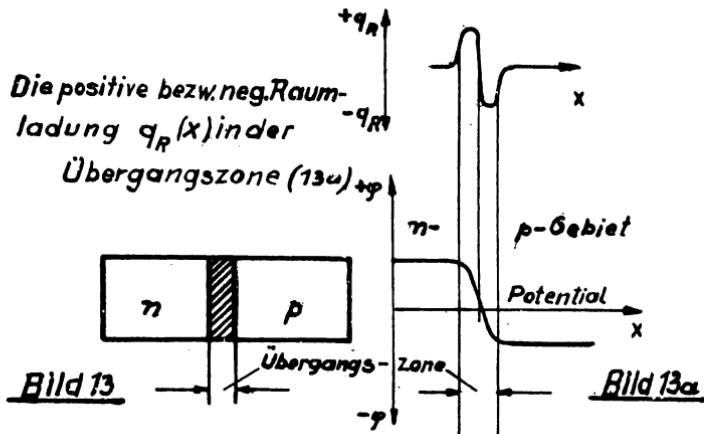
$$n_n \cdot n_p = n_i^2$$

Dabei ist n_i die "Inversionsdichte". Diese ist vor allem von der Temperatur und der Lebensdauer der Ladungsträger abhängig. Die Lebensdauer hängt von der Art des Halbleiters ab. Somit wird n_i auch von diesen Faktoren bestimmt. Man erhält mit $n_i = 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ für Germanium bei Zimmertemperatur eine Konzentration von

$n_p = 10^{10}$ Defektelektronen je cm^3 im Gebiet
und

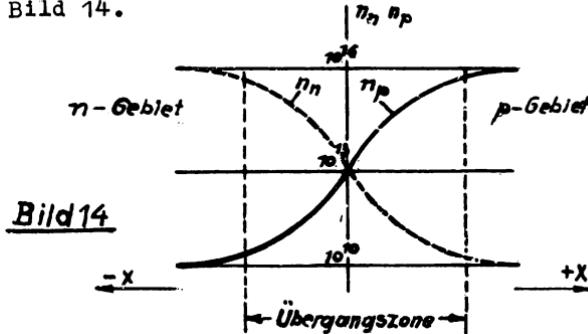
$n_n = 10^{10}$ Elektronen je cm^3 im p-Gebiet.

Wandern jetzt Defektelektronen aus dem p-Gebiet in das n-Gebiet und Elektronen in entgegengesetzter Richtung, so bewirken diese eine positive Raumladung im n-Gebiet und eine negative Raumladung im p-Gebiet. Die Raumladung erzeugt eine "Potentialschwelle" im Kristall. Diese Potentialschwelle ist aber außen nicht messbar, da es sich nur um eine Ladungsverschiebung im Kristall handelt. Die hierdurch auf die Ladungsträger ausgeübten Kräften sind so gerichtet, daß sie einem weiteren Hineinwandern der Ladungsträger in das je-



Der pn - Übergang eines Halbleiters

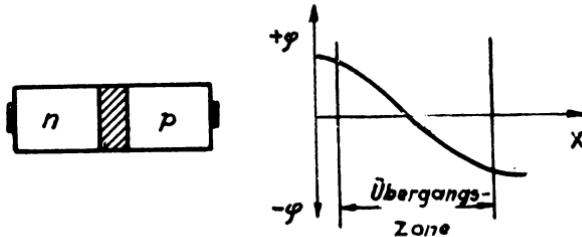
weils andere Gebiet entgegenwirken. Eine erhöhte Konzentration von Elektronen im p-Gebiet oder von Defektelektronen im n-Gebiet ist aus diesem Grunde nur in der Nähe der Grenze zwischen n- und p-Gebiet vorhanden (Übergangszone). Innerhalb dieser Übergangszone ändert sich die Ladungsträgerkonzentration stetig von der des einen Gebietes bis zu der des anderen Gebietes. Den Verlauf der Ladungsträgerkonzentration in der Übergangszone zeigt Bild 14.



Verlauf der Ladungsträgerkonzentration eines pn - Überganges

1.41 Der pn-Übergang als Gleichrichter

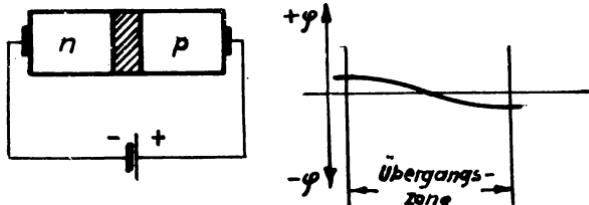
An der Grenze zwischen zwei Halbleitergebieten entgegen gesetzter Leitungsart bildet sich die statische Potentialschwelle aus (vgl. Bild 15).



Der pn-Übergang als Gleichrichter ohne äußere Spannung

Bild 15

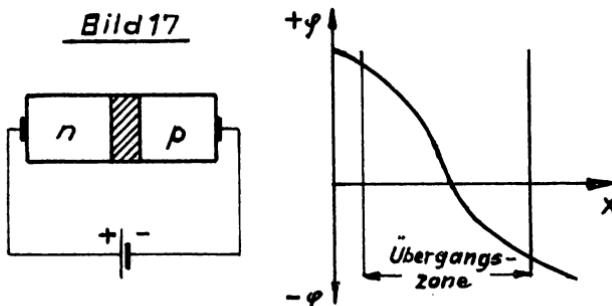
Legt man nun eine Spannung mit dem Pluspol an das p-Gebiet und dem Minuspol an das n-Gebiet, so addiert sich die äußere Feldstärke zu der inneren an der Übergangszone, wodurch die Potentialschwelle verkleinert wird (vgl. Bild 16).



Der pn-Übergang als Gleichrichter mit äußerer Spannung in Durchlaßrichtung

Bild 16

Damit können aber die Elektronen und auch die Defekt-elektronen die Übergangszone fast ungehindert über-schreiten, das jeweils andere Gebiet durchlaufen (dieser Vorgang wird durch die angelegte Spannung unter-stützt) und damit den Stromkreis schließen. Der flies-sende Strom wird verhältnismäßig stark sein - die Halbleiterdiode ist in Durchlaßrichtung gepolt. Vertauscht man die Anschlüsse, d.h., polt man die Spannungsquelle um, so vergrößert sich die Potential-schwelle (Vgl. Bild 17).



Der pn-Übergang als Gleichrichter mit äußerer Spannung in Sperrrichtung

Den Ladungsträgern ist der Weg gesperrt. Es fließt nur ein sehr kleiner Strom. Dieser wird zum Teil dadurch ge-bildet, daß auch im p-Gebiet einige Elektronen und im n-Gebiet einige Defektelektronen vorhanden sind. Die Diode ist in Sperrrichtung gepolt. Der fließende Strom wird als Sperrstrom oder als Reststrom bezeichnet. Es könnte die Frage auftauchen, ob nicht schon ein Strom fließt, wenn man nur beide Anschlüsse miteinander

verbindet. Dazu muß man aber beachten, daß es sich um ein dynamisches Gleichgewicht handelt. Betrachtet man beispielsweise nur die Leitungselektronen, so kann man sich vorstellen, daß gleichzeitig ein Strom in beiden Richtungen durch die Übergangszone fließt. Wird keine Spannung angelegt, so sind beide Ströme gleich groß und heben sich gegenseitig auf. Es sind also folgende Grenzfälle zu unterscheiden:

- a) Aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet fließt ein Strom, der nur von besonders energiereichen Elektronen gebildet wird, die gegen die Potentialschwelle anlaufen können.
- b) In umgekehrter Richtung fließt ein Strom, der durch die im p-Gebiet vorhandenen Elektronen (Minderheit) hervorgerufen wird. Dieser Strom hat die Eigenschaft eines Sättigungsstromes, weil die Potentialschwelle in diesem Fall eine antreibende Kraft darstellt. Der in dieser Richtung fließende Strom ändert sich kaum mit der angelegten Spannung und stellt im Grenzfall den Sperrstrom der Diode dar. Es entsteht durch die Potentialschwelle der Übergangszone ein dynamisches Gleichgewicht der beiden Ströme.

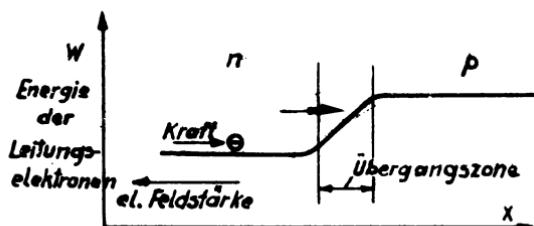
Der unter a) angeführte Strom ändert sich dagegen sehr stark durch die angelegte Spannung. In den anderen Teilen dieses Abschnittes ist nur dieser Strom betrachtet worden.

Die Energiedarstellung führt zum gleichen Ergebnis. Das Energieniveau der Ladungsträger ist jeweils in dem Gebiet, in dem sie mit geringerer Energiezufuhr entstehen können, kleiner als in dem anderen. Mit dieser Anschauung ergibt sich die folgende Gegenüberstellung der Tafel 1.

Tafel 1

Energie	Leitungselektronen	Defektelelektronen
im n-Gebiet	klein	groß
im p-Gebiet	groß	klein

Wenn eine Spannung mit dem Pluspol an das p-Gebiet und dem Minuspol an das n-Gebiet angeschlossen wird, so wirkt auf die Ladungsträger die Kraft der elektrischen Feldstärke, welche diese in das Gebiet höheren Energieniveaus eindringen lässt. Daraus ist erkenntlich, daß die Diode in Durchlaßrichtung gepolt ist.



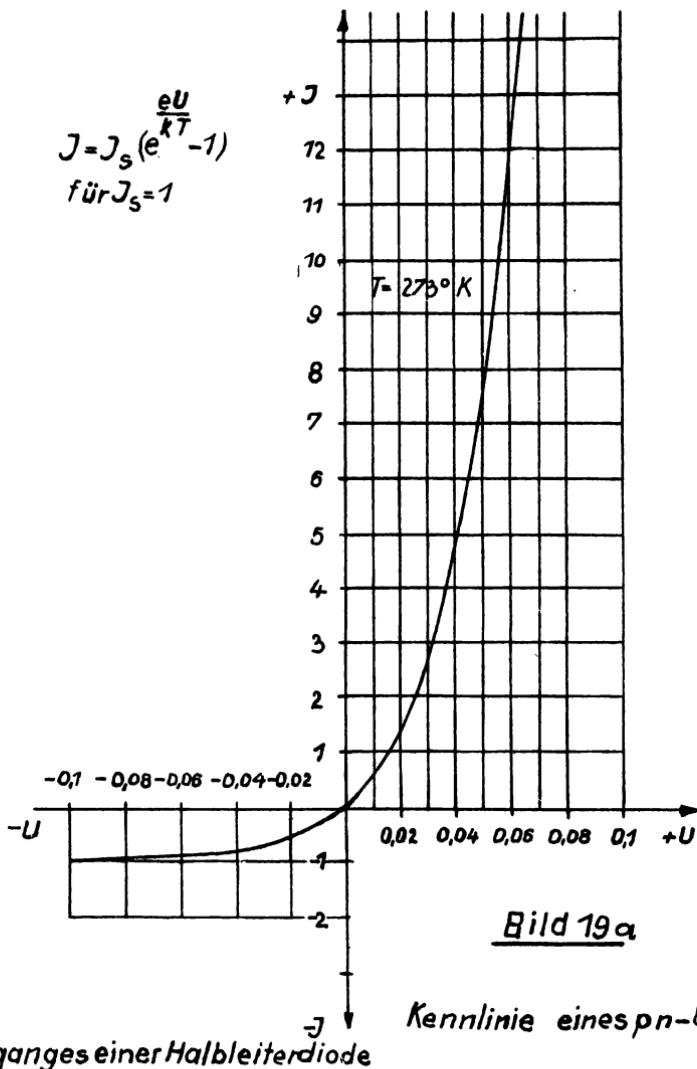
Kraft, elektrische Feldstärke und Energie der Leitungselektronen in pn - Übergang

Bild 18

Polt man die Spannung um, so müssen die Ladungsträger zusätzlich die Kraft der elektrischen Feldstärke überwinden, um in ein Gebiet mit höherem Energieniveau einzudringen (Vgl. Bild 18). Die Halbleiterdiode ist in Sperrichtung gepolt.

1.42 Die Kennlinie des pn-Übergangs

Aus den bisher angeführten Tatsachen ist ersichtlich, daß der pn-Übergang keinen linearen Widerstand darstellt. Ändert man die Spannung U am p-Gebiet von negativen bis zu positiven Werten, so ergibt sich für den Strom J ein



Verlauf, den Bild 19a zeigt. Die Kennlinie kann man etwa durch eine e-Funktion darstellen.

Die Gleichung für die Kennlinie soll nur ohne Ableitung angegeben werden:

$$J = J_s \left(e^{\frac{e \cdot U}{kT}} - 1 \right) \quad (3)$$

Hierbei bedeuten:

e = Elementarladung $1,6 \cdot 10^{-19}$ [As];

k = Boltzmann - Konstante $1,38 \cdot 10^{-23} \frac{W_s}{^{\circ}K}$;

T = absolute Temperatur [$^{\circ}K$];

J_s = maximaler Sperrstrom (negativ); dieser Wert stellt den "Sättigungsstrom" dar, der von den Minderheitsladungsträgern hervorgerufen wird;

U = Spannung an dem pn-Übergang.

Für den Gleichrichter ist es dabei belanglos, ob der Strom zum größten Teil durch Leitungselektronen oder durch Defektelektronen gebildet wird. Welche Ladungsträgerart den größeren Anteil am Gesamtstrom hat, hängt von der Konzentration, der Beweglichkeit (d.h. wie leicht die Ladungsträger durch eine angelegte Spannung ihre Lage im Kristall verändern) und von der Lebensdauer der jeweiligen Ladungsträger ab.

Die Kennlinie ist verhältnismäßig stark temperaturabhängig. Hier spielt vor allem die Temperaturabhängigkeit des Stromes J_s eine Rolle. Dieser Strom wird von den Minderheitsladungsträgern gebildet. Für die Ladungsträgerkonzentration gilt das Massenwirkungsgesetz. Dabei ist die Konzentration der Mehrheitsladungsträger praktisch temperaturunabhängig; die Inversionsdichte ist aber temperaturabhängig. Hieraus folgt: Die Konzentration der Minderheitsladungsträger ist stark

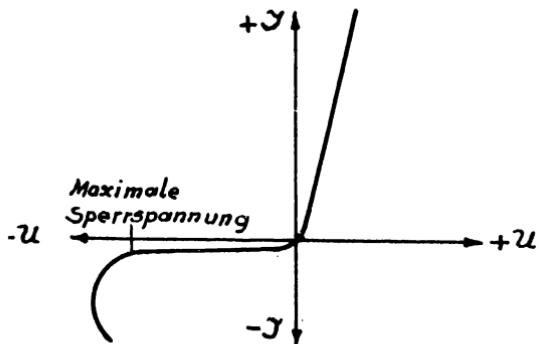
temperaturabhängig. Der Sperrstrom steigt mit Erhöhung der Temperatur stark an. Im Durchlaßgebiet macht sich die Temperatur nicht so stark auf den Strom bemerkbar, da mit steigender Temperatur zwar J_s größer wird, aber zugleich der Exponent der e-Funktion absinkt.

Die angestellten Betrachtungen beziehen sich auf einen idealisierten pn-Übergang. Für die reale Kennlinie sind vor allem noch folgende Punkte zu berücksichtigen:

Der Durchlaßstrom ruft beim Durchgang durch den Kristall ebenfalls einen Spannungsabfall hervor, der sich zu dem Spannungsabfall des pn-Überganges addiert (Vergrößerung des Durchlaßwiderstandes). Steigt die Spannung über einen bestimmten Wert (allgemein als maximale Sperrspannung bezeichnet), so steigt der Sperrstrom stark an (Zenereffekt). Das Ansteigen des Stromes kann man sich daraus erklären, daß durch die hohe Feldstärke in der Übergangszone neue freie Ladungsträger gebildet werden. Steigert man die Spannung noch weiter und sieht keinen Schutzwiderstand zur Strombegrenzung in der Schaltung vor, so schlägt der pn-Übergang durch. Damit wird der Gleichrichter unbrauchbar.

Die praktische (reale) Kennlinie einer Germaniumdiode zeigt Bild 19b.

Für diese Kennlinie (speziell im Durchlaßgebiet) gilt Gleichung 3 nicht mehr exakt. Um eine einfachere Rechnung zu erhalten, nähert man den Verlauf oftmals durch eine Potenzfunktion an.

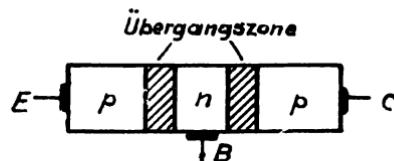


Die reale Kennlinie eines Gleichrichters

Bild 19b

1.5 Der pnp-Transistor

Ein Transistor besitzt im Gegensatz zur Diode mehrere p- und n-Schichten, die abwechselnd aufeinander folgen. Man nennt einen Transistor auch Schichtkristallverstärker. Für den Aufbau eines pnp-Transistors ergibt sich schematisch das folgende Bild 20:



*Schema des pnp-Transistors
ohne äußere Spannung*

Bild 20

Die drei Anschlüsse, die eingezeichnet sind, werden mit
E = Emitter,
B = Basis (Block) und
C = Kollektor

bezeichnet. Die Wirkungsweise soll im folgenden erläutert werden.

Es wird eine Spannung zwischen Kollektor und Basis so angelegt, daß der pn-Übergang in Sperrrichtung gepolt ist.

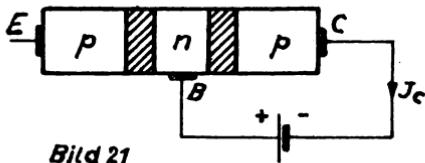
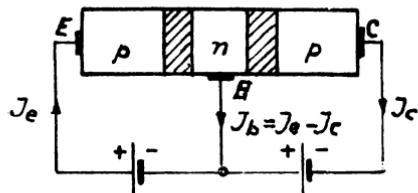


Bild 21
Schema des pnp-Transistors mit äußerer Spannung zwischen Kollektor und Basis

Der Kollektorstrom I_c entspricht in seiner Größe dem Sperrstrom einer Diode.

Schließt man eine weitere Spannung zwischen Emitter und Basis an, so daß dieser pn-Übergang ebenfalls in Sperrrichtung gepolt ist, dann ändert sich I_c nicht. Wenn man diese Spannung umkehrt, die Emitter-Basis-Strecke also in Durchlaßrichtung polt, fließt schon bei kleinen Spannungen ein verhältnismäßig starker Emitterstrom. Zugleich steigt aber I_c beachtlich an.



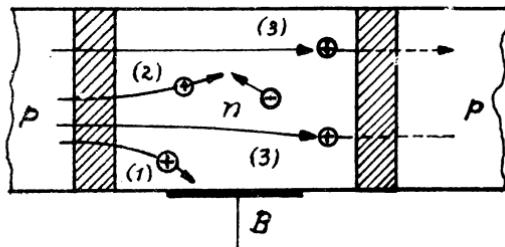
Schema des pnp-Transistors mit äußerer Spannung zwischen Emitter, Kollektor und Basis

Bild 22

Der Kollektorstrom lässt sich also durch einen im Emitterkreis fließenden Strom beeinflussen.

Zur Erklärung dieses Vorganges sei vorausgeschickt, daß zur Stromleitung größtenteils Löcher (Defektelektronen) beitragen. Welchen Weg die Löcher nehmen können, die von dem Emitter ausgehen und in das n-Gebiet eindringen, veranschaulicht das folgende Bild 23. Dabei ist der Anteil des Stromes, der durch die Leitungselektronen gebildet wird, vernachlässigt.

Emitterübergangszone Kollektorübergangszone



Schematische Stromleitung im pnp-Transistor

Bild 23

Es kann beispielsweise ein Defektelektron nach dem Eintreten in das n-Gebiet zum Basisanschluß gelangen, somit

den Stromkreis Emitter-Basis schließen (1).

Ein anderes Defektelektron kann mit einem freien Elektron rekombinieren. Es nimmt dabei indirekt an der Stromleitung Emitter-Basis teil. (2)

Kommt ein Defektelektron bei seinem Weg durch das n-Gebiet sehr nahe an die Kollektorübergangszone heran, so wird es durch die hohe Feldstärke - die negative Kollektorspannung ist viel größer als die Emitterspannung - angezogen. Es überschreitet die Kollektorübergangszone und gelangt zum Kollektoranschluß. (3)

Dieser Anteil der Ladungsträger bringt den obengenannten Effekt hervor. Der Vorgang wird als "Ladungsträger-injektion" bezeichnet, d.h., es werden Ladungsträger in die Kollektorübergangszone injiziert.

Wird der Emittersstrom vergrößert, so ist die Zahl der in das n-Gebiet eingedrungenen Defektelektronen ebenfalls angestiegen. Es werden damit auch mehr Defektelektronen in die Nähe der Kollektorübergangszone gelangen - der Kollektorstrom steigt ebenfalls an. Um eine möglichst große Steuerung des Kollektorstromes durch den Emittersstrom zu erhalten, ist anzustreben, daß der größte Teil der vom Emitter ausgesandten (emittierten) Löcher vom Kollektor aufgefangen werden. Das kann man vor allem dadurch erreichen, daß man das n-Gebiet sehr dünn ausführt, d.h. das Emitter- und Kollektor-p-Gebiet sehr dicht aneinanderlegt.

1.51 Der npn-Transistor

Die Bezeichnung gibt auch hier die Reihenfolge der Halbleiterschichten an. Aus dem bisher Gesagten ist zu erkennen, daß beim npn-Transistor der Strom zum größten Teil ein Elektronenstrom sein muß. Außerdem ergibt sich, daß an den Kollektor eine positive und

an den Emitter eine negative Spannung gegenüber der Basis anzulegen ist. Auf eine weitere Erklärung soll an dieser Stelle verzichtet werden; denn der Vorgang ist der gleiche wie beim pnp-Transistor, nur daß hier die Leitungselektronen dieselbe Funktion übernehmen wie vorher die Löcher.

Die Energiedarstellung des Transistoreffektes wird hier nicht angeführt, weil sich daraus nichts prinzipiell Neues ergibt.

1.52 Das Kollektorkennlinienfeld des pnp-Transistors

Wird der Transistor mit $I_e = 0$ betrieben, so entspricht der Kollektorstrom $I_c = f(U_c)$ der Sperrkennlinie einer Diode. Fließt ein Emitterstrom, der für die betrachtete Kennlinie konstant gehalten werden soll, so ist für $U_c = 0$ der Kollektorstrom auch fast Null. Erhöht man die (negative) Kollektorspannung um einen kleinen Betrag, so entsteht an der Kollektorübergangszone eine Feldstärke, die bereits ausreicht, um diejenigen Löcher, die in der Nähe der Übergangszone sind, zum Kollektor gelangen zu lassen. Eine weitere Erhöhung der Kollektorspannung vergrößert den Strom kaum noch; denn es erhöht sich nur die Feldstärke in der Übergangszone, im Kristall dagegen nur unwesentlich. Hieraus erklärt sich, daß der Kollektorstrom fast unabhängig von der Kollektorspannung ist, d.h., der Innenwiderstand der Kollektor-Basis-Strecke ist sehr groß. Er beträgt einige 10^4 Ohm. Den Verlauf für $I_c = f(U_c)$ mit verschiedenen Werten für $I_e = \text{const.}$ als Parameter zeigt Bild 24 (Vgl. $I_a - U_a$ Kennlinienfeld der Röhre). Obwohl es sich um negative Ströme und Spannungen handelt, wird das Kennlinienfeld der besseren Übersicht wegen in den 1. Quadranten des Koordinatensystems eingezeichnet.

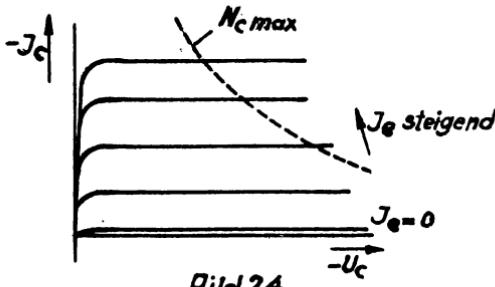


Bild 24

Schema J_c - U_c -Kollektorkennlinien-
feld des pnp-Transistors

Da die vier Größen I_c , U_c , I_e und U_e voneinander abhängig sind (im Gegensatz zur Röhre, bei der U_g durch U_a bei tiefen Frequenzen nicht beeinflußt wird), lassen sich noch weitere Kennlinien angeben. Hieraus folgt auch, daß der Transistor nicht als aktiver Zweipol dargestellt werden muß wie bei einer Röhre, sondern als aktiver Vierpol. Gebräuchlich sind außer dem hier angegebenen Kennlinienfeld

$$I_c = f(U_c) \text{ mit } I_e \text{ als Parameter}$$

noch die drei folgenden:

$$I_c = f(I_e) \text{ mit } U_c \text{ als Parameter},$$

$$U_e = f(U_c) \text{ mit } I_e \text{ als Parameter},$$

$$U_e = f(I_e) \text{ mit } U_c \text{ als Parameter}.$$

1.53 Die Steuerung des Kollektorstromes

Der Kollektorstrom läßt sich, wie im Abschnitt 1.5 dargestellt wurde, durch den Emitterstrom steuern. Das Verhältnis $\frac{d I_c}{d I_e}$ wird als Stromverstärkung bezeichnet. Die

Stromverstärkung ist - abgesehen vom pn-pn-Spitzentransistor - stets kleiner als 1, weil nicht alle Ladungsträger in die Nähe der Übergangszone gelangen, d.h. einige den Weg zur Basiselektrode nehmen. Außerdem ergibt sich ein ziemlich kleiner Eingangswiderstand (Größenordnung etwa 100Ω), weil die Emitter-Basis-Strecke in Durchlaßrichtung gepolt ist. Für die Verknüpfung der Ströme an der Basiselektrode gilt:

$$I_b = I_e - I_c.$$

Hieraus ergibt sich, daß noch weitere Schaltungsmöglichkeiten existieren müssen.

Benutzt man z.B. den Emitteranschluß als Bezugspunkt, dann ergibt sich, daß für die gleiche Änderung des Kollektorstromes dI_c an der Basiselektrode nur eine Änderung des Stromes von

$$d I_b = d I_e - d I_c$$

erforderlich ist. Der Steuerstrom $d I_b$ ist also wesentlich kleiner als $d I_e$, d.h., der Eingangswiderstand ist größer, und es ergibt sich die Stromverstärkung in "Emitterschaltung" als das Verhältnis $\frac{d I_c}{d I_b}$.

In dieser Schaltung ist die Stromverstärkung wesentlich größer als 1, die Verstärkerwirkung ist sofort einzusehen.

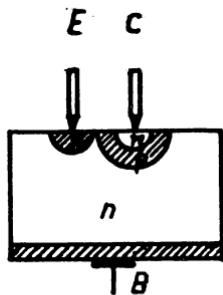
Aber auch in der Grundschatzung (Basischaltung) des Transistors ist eine Verstärkung vorhanden (Leistungsverstärkung). Wenn der Ausgangstrom auch kleiner ist

als der Eingangsstrom, so fließt dieser aber durch einen wesentlich höheren Widerstand.

Der Eingangswiderstand beträgt etwa $10^2 \Omega$ und der Ausgangswiderstand einige $10^4 \Omega$.

1.54 Der pnpn - Transistor

Untersucht man das Kollektorgebiet eines Spitzentransistors, so läßt sich feststellen, daß dicht um die Kollektorspitze ein sehr dünnes n - Gebiet entstanden ist. Den Kristallaufbau zeigt Bild 25.



Schema eines pnpn-Spitzentransistors

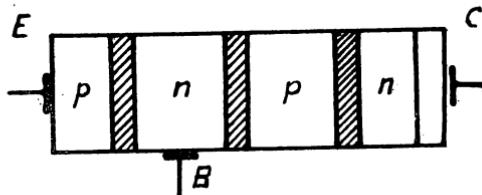
Bild 25

Die Stromverstärkung ($\alpha = \frac{d I_c}{d I_e}$) ist größer als 1.

(Für den pnp- und npn-Transistor kann die Stromverstärkung aber nur fast 1 sein, nämlich dann, wenn fast alle injizierten Ladungsträger das Kollektorgebiet erreichen).

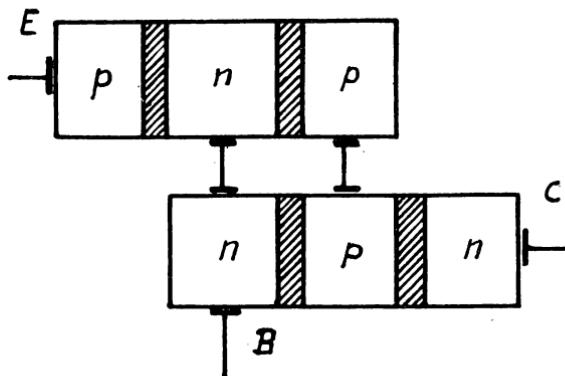
Für die hohe auftretende Stromverstärkung gibt es verschiedene Erklärungen. Es soll hier nur eine sehr ein-

leuchtende Darstellung des Vorganges gegeben werden. Legt man an den Kollektor eine negative Spannung an, so wird die dem Kollektor am nächsten liegende pn-Übergangszone in Durchlaßrichtung gepolt. Die vom Emitter injizierten Ladungsträger (Löcher) können ungehindert zum Kollektor gelangen. Andererseits können aber aus dem an der Kollektorspitze befindlichen n-Gebiet Elektronen in das p-Gebiet eindringen. Gelangen diese Elektronen in die Nähe der folgenden pn-Übergangszone, so werden sie durch die hohe Feldstärke zur Basiselektrode gelangen. Es wird also durch den fließenden Kollektorstrom (Löcherstrom) und den damit verbundenen Spannungsabfall der letzten pn-Übergangszone ein Elektronenstrom injiziert, der den gesamten Kollektorstrom erhöht. Das Verhalten des pn-pn-Transistors kann man sich genau so vorstellen wie die Zusammenschaltung eines pnp-Transistors mit einem npn-Transistor. Die nachstehende schematische Darstellung (Bild 26 und 27) soll dies veranschaulichen.



Allgemeines Schema eines pn-pn-Transistors

Bild 26



Schemazeichnung eines pn-pn-Transistors, welcher aus einem pnp- und einem npn-Transistor besteht

Bild 27

Zusammenfassung 1.3 - 1.54

In den Halbleitern Germanium oder Silizium, die mit einem fünfwertigen Element, z.B. Antimon (Sb), gedopt sind, wird die Stromleitung vorwiegend von den Elektronen als den negativen Leitungsträgern übernommen. Wird anstatt Antimon z.B. Indium (In) gedopt, so wird die Stromleitung in der Hauptsache durch die Defektelektronen als den positiven Leitungsträgern übernommen. Im ersten Fall wird die Halbleiterart als n-Typ und im zweiten Fall als p-Typ bezeichnet. Grenzt ein Halbleiter vom n-Typ an einen vom p-Typ, so wandern Elektronen aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet und die Defektelektronen umgekehrt.

Es bildet sich an der Grenze zwischen den Halbleitern eine Potentialschwelle aus, die ein weiteres Wandern

der Ladungsträger verhindert. Die Konzentration der Elektronen ist im n-Gebiet und die der Defektelelektronen im p-Gebiet am größten. In der Übergangszone nimmt in beiden Fällen die Konzentration stetig ab, und die Konzentration der Elektronen ist im p-Gebiet und die der Defektelelektronen im n-Gebiet am kleinsten. Legt man eine positive Spannung an das p-Gebiet und eine negative Spannung an das n-Gebiet, so verkleinert man die Potentialschwelle. Polt man die Spannung um, so vergrößert man die Potentialschwelle. Die Diode ist im ersten Fall in Durchlaßrichtung und im zweiten Fall in Sperrichtung gepolt. Es sind zwei Grenzfälle zu unterscheiden:

- a) Der Strom aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet besteht aus energiereichen Elektronen, welche die Potentialschwelle überwinden können.
- b) Der Strom aus dem p-Gebiet in das n-Gebiet wird durch die geringe Anzahl der im p-Gebiet vorhandenen Elektronen hervorgerufen. Dieser Strom wird durch die Potentialschwelle angetrieben und hat deshalb die Eigenschaft eines Sättigungsstromes. Er ist identisch mit dem Sperrstrom einer Diode.

Ein Transistor ist ein Verstärker, der aus mehreren Halbleiterschichten (p- und n-Schichten) besteht (Schichtkristallverstärker). Die drei Anschlüsse eines pnp-Transistors heißen Emitter, Basis und Kollektor. Polt man die Spannung zwischen Kollektor und Basis in Sperrichtung, so entspricht der Kollektorstrom dem Sperrstrom einer Diode. Polt man eine andere Spannung zwischen Emitter und Basis in Sperrichtung, so ändert sich der Kollektorstrom nicht. Bei Polung in Durchlaßrichtung zwischen Emitter und Basis fließt ein Emitterstrom, der Kollektorstrom steigt und läßt sich durch den Emitterstrom beeinflussen.

Beim npn-Transistor ist der Vorgang der gleiche wie beim pnp-Transistor, nur daß hier die Elektronen dieselbe Funktion übernehmen wie vorher die Defektelektronen. Im Kollektorkennlinienfeld eines pnp-Transistors ist der Verlauf des Kollektorstromes $I_c = f(U_c)$ mit verschiedenen Werten des Emitterstromes $I_e = \text{const.}$ als Parameter dargestellt. Die Größen I_c , U_c , I_e und U_e sind abhängig voneinander, und es lassen sich noch andere Kennlinien von zwei dieser Größen angeben, wobei eine dritte als Parameter benutzt wird. Das Verhältnis $\frac{dI_c}{dI_e}$ heißt Stromverstärkung. Für den Emitter-

anschluß als Bezugspunkt ist für dieselbe Änderung des Kollektorstromes dI_c an der Basiselektrode nur eine Änderung des Stromes $dI_b = dI_e - dI_c$ erforderlich. Der Steuerstrom dI_b ist viel kleiner als dI_e . Die Stromverstärkung in "Emitterschaltung" ist das Verhältnis $\frac{dI_c}{dI_b}$ und größer als 1, im Gegensatz zur Basis-

schaltung, bei der sie kleiner ist als 1. Die Basis-schaltung ist für eine Leistungsverstärkung sehr gut geeignet. Hat sich um die Kollektorspitze eines Spitzentransistors ein sehr dünnes n-Gebiet gebildet, so spricht man von einem pn-pn-Transistor, wobei die Stromverstärkung $\frac{dI_c}{dI_e}$ größer als 1 ist. Das Verhalten

dieses Transistors ist dasselbe wie das bei der Zusammenschaltung eines pnp-Transistors mit einem npn-Transistor. Beim pn-pn-Transistor wird durch den Kollektorstrom (Defektelektronenstrom) und den Spannungsabfall in der letzten pn-Übergangszone ein

Elektronenstrom erregt, der den gesamten Kollektorstrom erhöht.

1.6 Überblick über die Herstellung der Halbleiterbauelemente

Auf die Herstellung von Si-Bauelementen soll hier nicht näher eingegangen werden, da durch den hohen Schmelzpunkt von etwa 1430° C die Verfahren sehr schwierig sind.

1.61 Herstellung von reinstem Germanium (Ge)

Ge ist ein auf der Erde seltenes Element; es lässt sich aus seinem Oxyd gewinnen, sieht dunkelgrau aus und hat einen Schmelzpunkt zwischen 938 und 985° C. Es wird auf chemischem Wege gereinigt bis zu einer Reinheit von ungefähr 10^{-4} . Zur weiteren Reinigung des Ausgangsmaterials kommen nur noch physikalische Methoden in Frage. Die wichtigste ist das sogenannte Zonenschmelzverfahren. Man benutzt dabei die Erscheinung, daß Fremdstoffe in der Schmelze in anderem Maße löslich sind als im festen Material. Wird jetzt eine HF-Induktionsspule über einem Ge-Stab, der in einem Quarzrohr liegt, bewegt, so schmilzt das Material, das sich innerhalb der Spule befindet. Beim Erstarren wird z.B. zuerst das reine Ge fest, die Fremdstoffe bleiben zum größten Teil in der Schmelze. Wird das Verfahren mehrfach wiederholt, so sind die Fremdstoffe am Ende des Stabes angereichert. Durch Teilen des Stabes und nochmalige Wiederholung des Vorganges lässt sich die Reinheit beachtlich steigern. Sie ist dann besser als 10^{-9} .

1.62 Herstellung von Einkristallen

Ein kleines einkristallines Stück Ge wird in die Schmelze eingetaucht und sehr langsam hochgezogen. Dabei

setzen sich weitere Atome an den Kristall an, wenn die Temperatur der Schmelze genau am Schmelzpunkt gehalten wird. Bei langsamer Drehung des Stabes, mit dem der Kristall "gezogen" wird, und bei Einhaltung aller Werte erhält man Einkristalle von etwa 1,5 cm Durchmesser und 10 bis 20 cm Länge; die Orientierung ihrer Kristallachse entspricht genau der Kristallachse des Impfkristalls. Sämtliche Schmelzprozesse müssen unter Schutzgas ausgeführt werden, damit eine Verunreinigung und Oxydation des Materials vermieden wird. Um eine bestimmte Leitungsart - es handelt sich meist um einen n-Typ - zu erhalten, wird der Schmelze die entsprechende Menge des Zusatzstoffes beigegeben.

Es gibt auch Fremdstoffe, die sich am Anfang des Barrens anreichern. In diesem Fall muß dann das Barrenende weiterverwendet werden. Wo sich diese Fremdstoffe sammeln, das hängt von dem Verhältnis

Löslichkeit des Fremdstoffes im festen Material

Löslichkeit des Fremdstoffes in der Schmelze

ab. Zur Prüfung des Materials wird der spezifische Widerstand gemessen. Dieser dient dann als Maß für den Reinheitsgrad des Materials.

1.63 Herstellung von Spitzendioden und Spitzentransistoren

Der Einkristall (n-Typ) wird mit Diamantsägeblättern in kleine Scheiben von etwa 0,4 · 1,3 · 1,3 mm geschnitten. Anschließend wird die Oberfläche geätzt, um die verletzten Kristallgitter abzutragen.

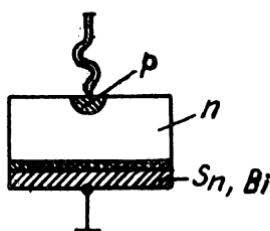
Die Grundfläche dieser Scheibchen wird "sperrsichtfrei kontaktiert", d.h. ein Kontakt angebracht, ohne daß eine Sperrsicht entsteht. Man erreicht das durch Anschmelzen einer Legierung aus Zinn und Wismut

bei etwa 200° C.

Auf den so vorbereiteten Kristall wird für die Herstellung von Dioden eine sehr dünne Drahtspitze aus Wolfram, Molybdän oder Phosphorbronze mit einem Durchmesser der Spitze von etwa 10^{-2} mm aufgesetzt. Durch starke Stromstöße wandelt sich ein kleines Gebiet von etwa 10^{-2} mm Durchmesser.

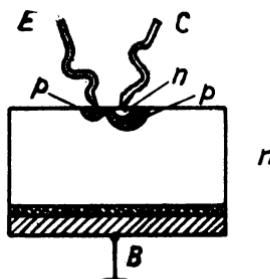
1.64 Herstellung von Flächendioden und Flächentransistoren nach dem Legierverfahren

Auf eine kleine Germaniumscheibe, die an der Grundfläche sperrsichtfrei kontaktiert ist, wird eine kleine Indiumperle aufgesetzt. Anschließend wird die Scheibe erhitzt, und auf Grund der (temperaturabhängigen) Löslichkeit von Germanium und Indium bildet sich eine Ge-In-Legierung. Bei der anschließenden Rekristallisation entsteht ein pn-Übergang, dessen Fläche wesentlich größer ist als bei der Spitzendiode. Dadurch können diese Flächendioden Ströme beachtlicher Größe (bis zu einigen A) verarbeiten. Da Indium ein relativ guter Leiter ist, kann der Anschluß für das p-Gebiet direkt an der Indiumperle erfolgen.



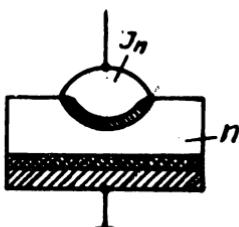
Schema einer Spitzendiode

Bild 28



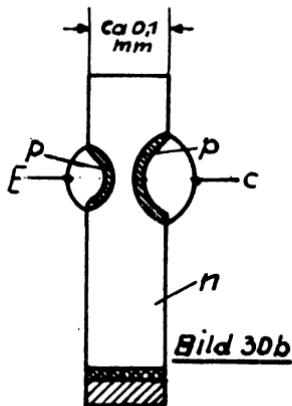
Schema eines Spitzentransistors

Bild 29



*Schema einer Flächen-Diode,
die nach dem Legierverfahren
hergestellt wurde*

Bild 30a



*Schema eines Flächentransistors,
der nach dem Legierverfahren
hergestellt wurde*

Für die Herstellung von Transistoren verwendet man ein kleines, etwa 0,1 mm dickes Germaniumplättchen vom n-Typ. Von beiden Seiten aus werden Indiumperlen angelegt. Dabei ist die größere Indiumperle für den Kollektor, die kleinere für den Emitter vorgesehen. Der Basisanschluß sperrschichtfrei an dem Germaniumplättchen angebracht werden.

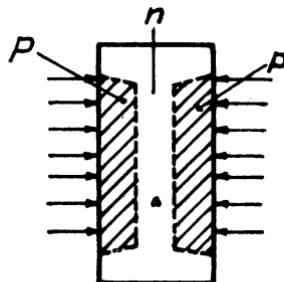
Es ist vorteilhaft, wenn die beiden pn-Übergänge direkt beieinander liegen (Stromverstärkung, Grenzfrequenz). Technologisch läßt sich bei dieser Art Transistoren ein Abstand von etwa 0,05 mm erzeugen.

1.641 Herstellung von Flächendioden und Flächentransistoren nach dem Diffusionsverfahren

Um Transistoren mit günstigeren Eigenschaften (Grenzfrequenz, Leistung) herzustellen, als es mit den beiden bisher beschriebenen Methoden möglich ist, wird in stei-

gendem Maße das Diffusionsverfahren angewendet. Dieses Verfahren soll an zwei Beispielen der Herstellung von Transistoren erläutert werden.

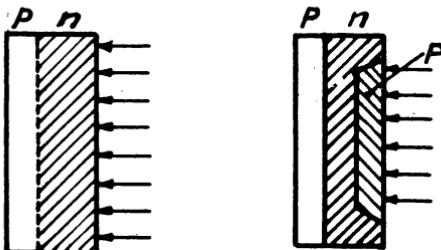
Der Kristall wird bei erhöhter Temperatur längere Zeit der Einwirkung von Metalldämpfen ausgesetzt. Dabei ist es möglich, entweder in n-leitendes Material von beiden Seiten den Fremdstoff eindiffundieren zu lassen, der p-Leitung erzeugt (Bild 31a), oder man geht von p-leitendem Material aus und läßt nacheinander erst n-Leitung erzeugende Fremdstoffe und dann p-Leitung erzeugende Fremdstoffe eindiffundieren (Bild 31b).



*Schema des Diffusionsverfahrens,
bei dem man von 2 Seiten aus
Fremdstoffe eindiffundieren läßt*

Bild 31a

Eine andere Möglichkeit besteht darin, daß man das störstellenerzeugende Material auf den Kristall im Vakuum aufdampft und den Kristall dann erhitzt (tempert). Hierbei diffundieren die aufgedampften Fremdatome in das Material.



Schema des Diffusionsverfahrens, bei dem man nacheinander n- und p-Leitung erregende Fremdstoffe von einer Seite eindiffundieren lässt

Bild 31b

Da sich die Diffusionsgeschwindigkeit verhältnismäßig genau bestimmen und auch einhalten lässt (der Vorgang dauert einige Stunden), so ist es möglich, sehr kleine Basisschichtdicken und großflächige pn-Übergänge zu erzeugen. Dadurch erreicht man hohe Grenzfrequenzen und hohe Leistungen. Die Anschlüsse werden mit Hilfe eines geeigneten Materials (z.B. Goldantimonid) an die entsprechenden Stellen angelötet.

Zusammenfassung zu 1.6 bis 1.641

Das seltene Element Germanium wird durch chemische und physikalische Reinigungsverfahren (Zonenschmelzverfahren) mit einer Reinheit von etwa 10^{-9} hergestellt. Aus dem flüssigen Material wird unter Schutzgasatmosphäre ein Einkristall hergestellt.

Spitzendioden und Spitzentransistoren (Punktkontaktdioden und -transistoren) werden hergestellt, indem auf ein kleines Germaniumstückchen (*n*-leitend) ein oder zwei Drahtspitzen aufgesetzt werden. Die Grundfläche des Germaniumstückchens wird sperrschichtfrei kontaktiert. Durch Formierungsstromstöße entstehen um die Drahtspitze herum kleine *p*-Gebiete. Bei Einhaltung geeigneter Werte ergibt sich beim Transistor direkt um die Kollektorspitze herum ein ganz kleines *n*-Gebiet. Flächendioden und Flächentransistoren werden im allgemeinen nach dem Legierverfahren oder nach dem Diffusionsverfahren hergestellt.

Legierverfahren:

In die aufgesetzten Indiumperlen geht Germanium in Lösung; es bildet sich eine Ge-In-Legierung. Beim Abkühlen entsteht ein einkristalliner pn-Übergang.

Diffusionsverfahren:

Mit erhöhter Temperatur lässt man Fremdatome, die u- bzw. *p*-Leitungsart erzeugen, in den Kristall eindiffundieren.

1.7 Zusammenstellung einiger ausgeführter Halbleiterdioden und Transistoren

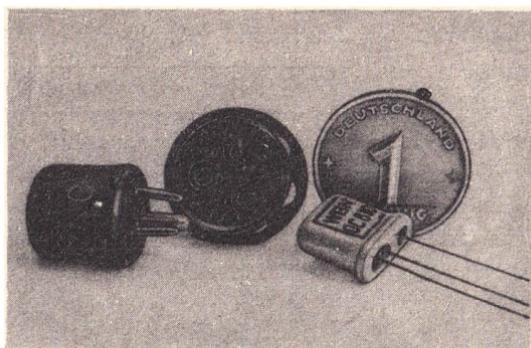


Bild 32

Bild 32 zeigt die Größenverhältnisse von 2 Transistoren. Typ OC 810 ist ein Flächentransistor zum Einlöten in die Schaltung. Typ 2 NC - 010 ist ein Spitzentransistor für Audionschaltung, ausgeführt als Strecktransistor; dahinter die dazugehörige Transistorfassung TrF/I.

Technische Daten: Audiontransistor 2 NC - 010

		Mittelwert	Maximalwert
Emitterstrom	I_e	1 mA	5 mA
Emitterspannung	U_e	0,2 V	
Kollektorstrom	I_c	- 3 mA	- 8 mA
Kollektorspannung	U_c	- 15 V	- 50 V
Kollektorverlustleistung	N_c		150 mW
Stromverstärkung	α	(0,6)	
Spannungsverstärkung	β		40
Leistungsverstärkung	γ	11 db	13 db

		Mittelwert	Maximalwert
Eingangswiderstand	R_e	200 Ω	
Ausgangswiderstand	R_a	10 k Ω	
Außentemperatur	t_{amb}		+ 40° C
Schüttelfestigkeit			30 g
Die vollständigen technischen Daten des OC 810 folgen am Ende des Lehrbriefes Verstärkertechnik 8.			

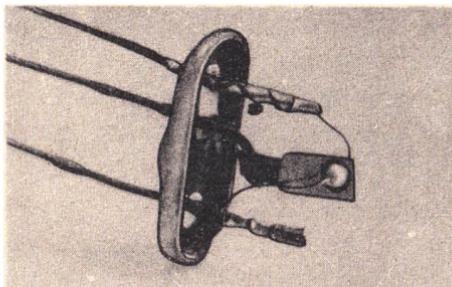


Bild 33

Bild 33 stellt das System eines pnp-Flächentransistors (OC 810) dar. Es ist deutlich das Ge-Blättchen und die eine der aufgesetzten Indiumperlen zu erkennen.

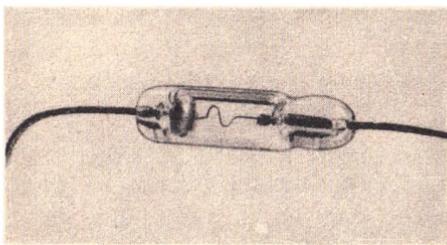


Bild 34

In Bild 34 sehen Sie eine Spitzendiode vom Typ OA 645, von der die Beschriftungsbanderole entfernt wurde. Zum Größenvergleich können die Maße des Ge-Blättchens dienen, auf dem die Drahtspitze aufsitzt:

1 mm · 1 mm · 0,2 mm.

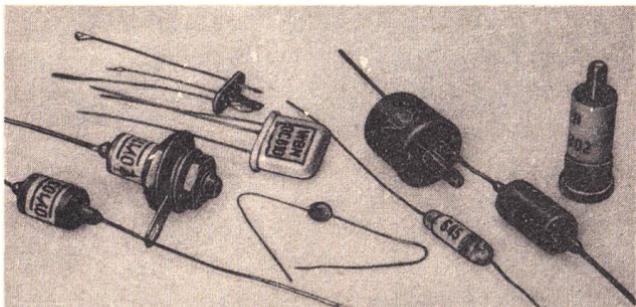


Bild 35

Bild 35 bringt eine Zusammenstellung der hauptsächlichsten Halbleiterbauelemente, die vom VEB Werk für Baulemente hergestellt werden (bzw. wurden):

Flächentransistor OC 810; dahinter im geöffneten Zustand

Spitzentransistor 2 NC - 010;

Flächengleichrichter OY 103;

Flächengleichrichter OY 112;

Miniaturlächengleichrichter (Versuchsmuster vom VEB WBN im Vordergrund);

Spitzendiode OA 645 (Allglasausführung);

Spitzendiode OA 682 (Keramikausführung);

Spitzendiode OA 802 (internationale Patrone).

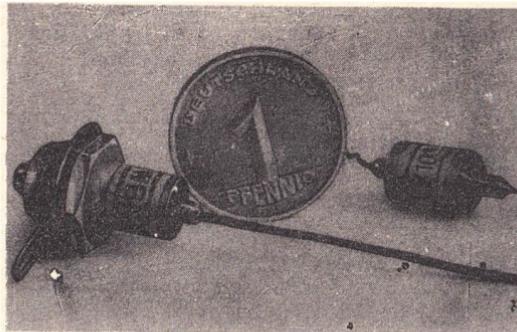


Bild 36

Bild 36 zeigt Ihnen drei Ausführungsbeispiele für Ge-Flächengleichrichter, und zwar die Typen OY 112 und OY 114 zum Aufschrauben auf ein nicht erwärmtes Metallteil von mindestens 25 cm^2 Fläche sowie Typ OY 103 zum Einlöten.

Technische Daten:

	OY 103	OY 112	OY 114
U_{\sim}	105 V	70 V	140 V
$U_{sp \max}$	150 V	100 V	200 V
I_{\sim}	0,1 A	0,1 A	0,5 A
$I_{d \max}$	0,35 A	3 A	2 A
I_{imp}	3 A	6 A	6 A
$U_{d \max}$	0,5 A	1 V	0,8 V
Grenzfrequenz f		50 kHz	30 kHz

Die angegebenen Daten gelten bei 20°C Umgebungstemperatur. U_{\sim} , I_{\sim} sind die Grenzwerte bei Einwegschaltung mit realem Lastwiderstand. Die Indizes sp, d, imp gelten für Sperrichtung, Durchlaßrichtung und Impulse.

Weitere moderne Ge-Flächenleistungsgleichrichter mit Luft- und Wasserkühlung seien hier erwähnt. Sie dienen zur Erzeugung größerer Gleichstromleistungen bei geringem Raumbedarf; dabei besitzen sie einen höheren Wirkungsgrad, höhere Sperrwiderstände und kleinere Abmessungen gegenüber den üblichen Trockengleichrichtern. Als Gleichrichterelement wird eine Germanium-Legierung verwendet; es ist luftdicht und feuchtigkeitssicher in ein Gehäuse aus Kupfer eingebaut. Den oberen Abschluß des Gehäuses bildet eine Glasdurchführung, durch die der Anodenanschluß geführt ist. Den Kathodenanschluß bildet ein Gewindezapfen an der Rundplatte des Gehäuses. Er gestattet eine einfache Einlochmontage auf dem Chassis, welches zur Vergrößerung der Kühlfläche verwendet wird. Die besonderen Eigenschaften des Ge-Flächengleichrichters sind geringe Verlustleistung, geringer Sperrstrom und die zeitliche Konstanz. Die Ge-Leistungsgleichrichter unterscheiden sich durch die Sperrspannungen.

a) Luftgekühlte Ge-Leistungsgleichrichter:

Statische Kenndaten ($t_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$)	OY 120	OY 122
Strom bei $U_d = + 0,6 \text{ V}$	$\geq 6 \text{ A}$	$\geq 6 \text{ A}$
Sperrspannung bei $I_{sp} = -1\text{mA}$	$\geq 20 \text{ V}$	$\geq 65 \text{ V}$
Maximale Kenndaten ($t_{amb}=35^{\circ}\text{C}$, $f = 50 \text{ Hz}$)		
Wechselspannung ${}^1) U_{eff}$	14 V	46 V
Gleichstrom I_{eff}	7 A	5 A
Spitzenstrom $I_{d_{max}}$ (Einschaltspitze)	30 A	30 A

Die angegebenen maximalen Effektivwerte gelten bei Umgebungstemperaturen bis + 35° C und bei festem Aufschrauben auf eine Kühlfläche (Cu oder Al) von ≥ 200 cm² (Blechstärke ≥ 2 mm). Bei Umgebungstemperaturen über + 35° sind der maximale Durchlaßstrom und die maximale Sperrspannung um 2,5 %/Grad zu reduzieren. Für gute Luftzirkulation ist Sorge zu tragen. Der Einbau muß so erfolgen, daß erwärmte Geräteteile die Gleichrichter nicht aufheizen können.

1) Die dynamischen Werte gelten für sinusförmige Wechselspannung und Widerstandsbelastung. Bei anderer Kurvenform darf der Scheitelwert der Wechselspannung nicht über dem statischen Sperrspannungswert liegen. Bei Gegenspannung, z.B. bei kapazitiver Last, darf die Wechselspannung nur die Hälfte des Nennwertes betragen.

b) Wassergekühlte Ge-Leistungsgleichrichter:

Die Ausführung ist die gleiche wie bei den luftgekühlten Gleichrichtern, nur wird der Katodenanschluß hier durch zwei Schrauben an der Grundplatte des Gleichrichters gebildet, die gleichzeitig zur Zu- und Abführung des Kühlwassers dienen.

Statische Kenndaten ($t_w = 25^\circ\text{C}$) OY 130 OY 131

Strom bei $U_d = + 0,6$ V	50 A	50 A
---------------------------	------	------

Sperrspannung bei $I_{sp} = 10$ mA	20 V	50 V
------------------------------------	------	------

Maximale Kenndaten ($t_w = 35^\circ\text{C}$,
 $f = 50$ Hz)

Wechselspannung ¹⁾ U_{eff}	14 V	35 V
---	------	------

Gleichstrom I_{eff}	50 A	50 A
-----------------------	------	------

Spitzenstrom $I_{d_{max}}$ (Einschaltspitze)	300 A	300 A
--	-------	-------

Die angegebenen maximalen Effektivwerte gelten bei Kühlwassertemperaturen (t_w) bis $+35^\circ\text{C}$ und einer Kühlwassermenge von 0,5 l/Min. Bei Kühlwassertemperaturen über $+35^\circ\text{C}$ wird der maximale Durchlaßstrom und die maximale Sperrspannung um 2,5 %/Grad reduziert. Der Gleichrichter darf ohne Kühlwasser nicht in Betrieb genommen werden, da sonst mit Zerstörung des Gleichrichters gerechnet werden muß.

Die Kenndaten weiterer moderner Transistoren sind am Ende des Lehrbriefes "Verstärkertechnik 8" angegeben.



Bild 37

Bild 37 zeigt drei Ausführungsbeispiele für Ge-Spitzen dioden. Typ OA 645 in Allglasausführung und Typ OA 682 in Keramikausführung sind Richtdioden für das Hochfrequenzgebiet. Typ OA 802 (in internationaler Patronen) ist eine Richtdiode für das dm-Gebiet.

Technische Daten:	OA 645	OA 682	OA 802
I_d (bei $U_d = +1 \text{ V}$)	$\leq 5 \text{ mA}$	$\leq 2 \text{ mA}$	$\leq 5 \text{ mA}$
I_{sp} (bei $U_{sp} = -5 \text{ V}$) (bei $U_{sp} = -10 \text{ V}$)			$\leq 1000 \mu\text{A}$
	$= 15 \mu\text{A}$	$\leq 10 \mu\text{A}$	

	0A 645	0A 682	0A 802
(bei $U_{sp} = -40$ V)	$\leq 500 \mu A$		
(bei $U_{sp} = -80$ V)		$\leq 250 \mu A$	

Maximalwerte:

I_d	10 mA	30 mA	20 mA
I_d ($f > 25$ Hz)	25 mA	40 mA	30 mA
I_{imp} (1 sec., Pause > 1 min)	100 mA	100 mA	80 mA
U_{sp}	40 V	80 V	5 V
U_{\sim}	28 V	56 V	3,5 V
U_{sp} ($f > 25$ Hz)	50 V	90 V	6 V
U_{imp} (1 sec., Pause > 1 min)	55 V	100 V	8 V
p (bei $U_d = +1$ V)	$\leq 2\%/{ }^{\circ}\text{C}$	$\leq 2\%/{ }^{\circ}\text{C}$	$\leq 2\%/{ }^{\circ}\text{C}$
p (bei $U_{sp} = -5$ V)	$\leq 5\%/{ }^{\circ}\text{C}$	$\leq 5\%/{ }^{\circ}\text{C}$	$\leq 5\%/{ }^{\circ}\text{C}$

Die angegebenen Daten gelten bei 20°C Umgebungstemperatur. Für andere Temperaturen können die Stromwerte aus den Kennwerten mit dem Temperaturkoeffizienten p nach der Formel

$$I_t = I_{20} \cdot e^p \cdot \frac{t - 20}{100}$$

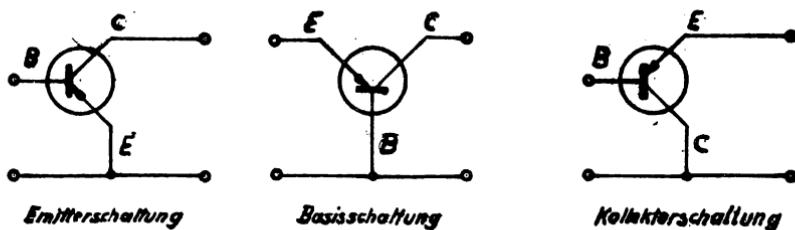
errechnet werden.

2.0 Transistor-Verstärker für kleine Amplituden

2.1 Die Grundschaltungen des Transistors

Die Grundschaltungen des Transistors zeigt zusammenfassend Bild 38. Der Eingang und der Ausgang werden an eine der drei Elektroden Emitter, Basis oder Kollektor als gemeinsamen Bezugspunkt angeschlossen.

Von den Röhrenschaltungen her sind die Begriffe Katoden-Basis-, Gitter-Basis- und Anoden-Basis-Schaltung gebräuchlich. Da das Wort "Basis" in der Transistor-technik bereits für eine Elektrode verwendet wird, spricht man hier von Emitterschaltung, Basisschaltung und Kollektorschaltung. Das Verhalten dieser drei Schaltungen wird im Abschnitt 2.22 und in den folgenden Abschnitten näher beschrieben.



Die drei Grundschaltungen des Transistors

Bild 38

Nach den neuesten Normentwürfen sollen für Transistoren folgende Bezeichnungen gelten:

- | | | | |
|---|--|--|--|
| 1 | | | <i>Flächentransistor pnp-Typ</i>
<i>Spitzentransistor n-Typ</i> |
| 2 | | | <i>Flächentransistor npn-Typ</i>
<i>Spitzentransistor p-Typ</i> |

Normalblattentwurf DIN 40700, Blatt 8, v. Sept. 1956

Bild 39

2.2 Die h-Matrix für die Berechnung des Transistors

2.21 Allgemeine Vorbetrachtungen

Wie Sie im weiteren Studium dieses Lehrbriefes erkennen werden, verlangt die rechnerische Erfassung der Schaltungen mit Transistoren einen größeren mathematischen Aufwand als z.B. die Berechnung von Röhrenschaltungen. Es wird dabei auf die drei Darstellungsarten des Transistors hingewiesen, nämlich

1. auf die mathematisch-algebraische Darstellung durch die Vierpoltheorie,
2. auf die Darstellung mit Hilfe der Ersatzschaltbilder, die aus 1) herleitbar sind, und
3. auf eine Darstellung mit Hilfe der Kennlinienfelder.

Während die Vierpoltheorie nur auf kleine Aussteuerungen um den Arbeitspunkt angewendet werden kann, ist die Darstellung großer Aussteuerungen nur durch das gesamte Kennlinienfeld möglich (vgl. Lehrbrief 7).

Für eine besser zu überschauende und zweckmäßige Darstellung der Eigenschaften des Transistorverstärkers für kleine Amplituden dienen folgende Richtlinien:

- a) Es sollen möglichst wenige und leicht messbare Parameter zugrunde gelegt werden.
- b) Die fünf den Verstärker für kleine Amplituden kennzeichnenden Größen, wie Eingangswiderstand, Ausgangswiderstand, Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung, sollen ermittelt werden und für die drei Grundschaltungen leicht zu vergleichen sein.
- c) Es soll leicht zu errechnen sein, welche Eigenschaften man von einem Transistor bei vorgegebenen Parametern in verschiedenen Schaltungen

erwarten kann.

- d) Hierzu sollen vereinfachte Diagramme gefunden werden, die für gegebene Parameterwerte schnell gezeichnet werden können.

Es ist üblich, den Transistor bzw. seine Schaltungen vierpoltheoretisch zu erfassen. Dabei verwendet man vorwiegend - besonders in der Fachliteratur - die Matrizenrechnung. Es wird Ihnen deshalb verständlich sein, wenn wir Ihnen zunächst einen kleinen einführenden Überblick über das Wesen dieser Rechnungsart sowie über die ebenfalls benutzten Determinanten geben.

2.211 Determinanten

Die dafür nötigen Grundgedanken klären wir unter Verzicht auf eine exakte mathematische Formulierung und Begründung anhand einer einfachen, Ihnen bekannten Schaltung (Bild 40).

Nach Kirchhoff wird diese Schaltung durch folgende drei Gleichungen beschrieben:

$$- J_1 + J_2 + J_3 = 0$$

$$J_1 R_1 + J_2 (R_2 + R_2') + J_3 \cdot 0 = E \quad (4)$$

$$J_1 R_1 + J_2 \cdot 0 + J_3 (R_3 + R_3') = E$$

Es liegt also ein System mit 3 (linear unabhängigen) Gleichungen mit den 3 Unbekannten J_1 , J_2 , J_3 vor, die es zu bestimmen gilt.

Die Bestimmung wird einfach, wenn wir dazu Determinanten gemäß nachstehendem Schema verwenden. Um eine allgemeine Darstellung zu gewährleisten, schreiben

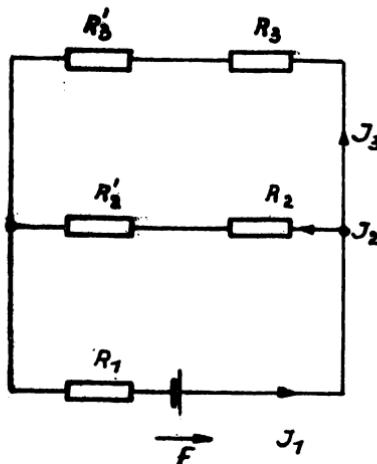


Bild 40

*Unbelastete Brückenschaltung
zur Erläuterung der Rechnung mit
Determinanten und Matrizen*

wir (4) um:

$$J_1 \cdot r_{11} + J_2 \cdot r_{12} + J_3 \cdot r_{13} = E_1$$

$$J_1 \cdot r_{21} + J_2 \cdot r_{22} + J_3 \cdot r_{23} = E_2 \quad (5)$$

$$J_1 \cdot r_{31} + J_2 \cdot r_{32} + J_3 \cdot r_{33} = E_3$$

Nach Regeln der Mathematik ergeben sich nun die Unbekannten aus dem Quotienten der Determinanten (der jeweiligen Unbekannten) D_1 , D_2 , D_3 und der Systemdeterminante D zu:

$$J_1 = \frac{D_1}{D}; \quad J_2 = \frac{D_2}{D}; \quad J_3 = \frac{D_3}{D}; \quad (6)$$

wobei

$$D = \Delta r = |r| = \begin{vmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{vmatrix}; \quad (?)$$

$$D_1 = \begin{vmatrix} E_1 & r_{12} & r_{13} \\ E_2 & r_{22} & r_{23} \\ E_3 & r_{32} & r_{33} \end{vmatrix}; \quad D_2 = \begin{vmatrix} r_{11} & E_1 & r_{13} \\ r_{21} & E_2 & r_{23} \\ r_{31} & E_3 & r_{33} \end{vmatrix}; \quad D_3 = \begin{vmatrix} r_{11} & r_{12} & E_1 \\ r_{21} & r_{22} & E_2 \\ r_{31} & r_{32} & E_3 \end{vmatrix}$$

Bevor wir nun die Unbekannten berechnen können, müssen wir noch den Wert der Determinante bestimmen. Dies erfolgt nach der Regel von SARRUS. Zweckmäßig schreibt man hinter die betreffende Determinante noch einmal die Glieder der 1. und 2. Spalte. Für D sieht das also z.B. so aus:

Die Summe der Produkte der (drei) nach rechts (\searrow) fallenden Diagonalen, vermindert um die Summe der Produkte der (drei) nach links (\swarrow) fallenden Diagonalen, ergibt den Wert der Determinante. Also gilt für D :

$$D = r_{11} r_{22} r_{33} + r_{12} r_{23} r_{31} + r_{13} r_{21} r_{32} - r_{13} r_{22} r_{31} - r_{11} r_{23} r_{32} - r_{12} r_{21} r_{33}. \quad (8)$$

In gleicher Weise sind D_1 , D_2 , D_3 und damit nach (6) J_1 , J_2 , J_3 bestimbar. Allerdings soll ausdrücklich betont werden, daß die hier angeführte Regel (nach SARRUS) nur für die Berechnung 2 und 3 ruhiger Determinanten gültig ist.

Nach dem Bisherigen sind wir in der Lage, unser spezielles Gleichungssystem (4) zu lösen. Wir erhalten:

$$D = \begin{vmatrix} -1 & 1 & 1 \\ R_1 & R_2 + R_2' & 0 \\ R_1 & 0 & R_3 + R_3' \end{vmatrix} = -(R_2 + R_2') (R_3 + R_3') + 0 + 0 - (R_2 + R_2') R_1 - 0 - R_1 (R_3 + R_3')$$

$$= - (R_1 \bar{R}_2 + R_1 \bar{R}_3 + \bar{R}_2 \bar{R}_3), \quad \text{wobei } \bar{R}_2 = R_2 + R_2' \text{ und } \bar{R}_3 = R_3 + R_3' \text{ ist.}$$

$$D_1 = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 \\ E & \bar{R}_2 & 0 \\ E & 0 & \bar{R}_3 \end{vmatrix} = 0 + 0 + 0 - E \bar{R}_2 - 0 - \bar{R}_3 E = - E (\bar{R}_2 + \bar{R}_3)$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 1 \\ R_1 & E & 0 \\ R_1 & E & \bar{R}_3 \end{vmatrix} = - E \bar{R}_3 + 0 + E R_1 - E R_1 - E R_1 - 0 - 0 = - E \bar{R}_3$$

$$D_3 = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 \\ R_1 & \bar{R}_2 & E \\ R_1 & 0 & E \end{vmatrix} = - E \bar{R}_2 + E R_1 + 0 - 0 - 0 - E R_1 = - E \bar{R}_2$$

Also folgt schließlich:

$$J_1 = \frac{D_1}{D} = E \cdot \frac{\bar{R}_2 + \bar{R}_3}{R_1 (\bar{R}_2 + \bar{R}_3) + \bar{R}_2 \bar{R}_3}$$

$$J_2 = \frac{D_2}{D} = E \cdot \frac{\bar{R}_3}{R_1 (\bar{R}_2 + \bar{R}_3) + \bar{R}_2 \bar{R}_3} \quad (9)$$

$$J_3 = \frac{D_3}{D} = E \cdot \frac{\bar{R}_2}{R_1 (\bar{R}_2 + \bar{R}_3) + \bar{R}_2 \bar{R}_3}$$

Sie erkennen, daß der Vorteil des Rechnens mit Determinanten nicht so sehr in der numerischen (d.h. zahlenmäßigen) Bestimmung liegt, sondern vielmehr in der übersichtlichen, allgemeinen Darstellung der Lösungen zu suchen ist.

2.212 Matrizenrechnung

Dem gleichen Zweck, nämlich einer allgemeinen, übersichtlichen und damit "kurzgeschriebenen" Darstellung von Rechenoperationen dient die in der Mathematik schon seit längerer Zeit entwickelte Matrizenrechnung oder - algebra. Hierbei handelt es sich um wesentlich schematisierte Verfahren, die oft nicht oder nur sehr schwer anschaulich zu erklären sind. Um die Grundgedanken dieser Rechnungsart zu erkennen, gehen wir zunächst wieder von der allgemeinen Gleichung (5) aus und fragen, wie ein solches bzw. ähnliches Gleichungssystem "kürzer" geschrieben werden kann.

Nach den Gesetzen der Matrizenalgebra können die Ströme, ihre Koeffizienten und die Urspannungen jeweils durch ein Zahlenschema ausgedrückt und die Zahlenschemata zur Kennzeichnung der Gleichungen wie folgt dargestellt werden:

$$\begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} J_1 \\ J_2 \\ J_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (10)$$

Gl. (10) sagt das gleiche aus wie Gl. (5)! Die Kürzung kann allerdings unter Verwendung folgender Definitionen noch weitergetrieben werden:

Als Spaltenvektoren werden in Gl. (10) bezeichnet:

$$j = \begin{pmatrix} J_1 \\ J_2 \\ J_3 \end{pmatrix} \quad \text{und} \quad n = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (11)$$

und als Matrix, genauer als Koeffizientenmatrix des Gleichungssystems:

$$R \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \pi^1 \\ \pi^2 \\ \pi^3 \end{pmatrix} \quad (12)$$

worin

$$\pi^1 = (r_{11} \quad r_{12} \quad r_{13})$$

$$\pi^2 = (r_{21} \quad r_{22} \quad r_{23}) \quad (13)$$

$$\pi^3 = (r_{31} \quad r_{32} \quad r_{33})$$

als Zeilenvektoren definiert sind.

Es muß hier ausdrücklich betont werden, daß die eben genannten Spalten- und Zeilenvektoren n-dimensionale Vektoren und nicht vergleichbar sind, aber anschaulich erklärt werden können mit den Ihnen z.B. aus der Physik her bekannten dreidimensionalen Ortsvektoren. Es handelt sich hierbei um reine Definitionen der Matrizenalgebra. Beachten Sie weiterhin:

Obwohl eine Matrix nach Gl. (12) äußerlich wie eine Determinante ausssehen kann, ist sie jedoch keinesfalls mit einer solchen zu verwechseln; denn es bestehen folgende Unterschiede:

Eine Matrix ist ein allgemein rechteckiges Zahlensystem, bestehend aus m Zeilen und n Spalten; es umfaßt also m · n Zahlen (Elemente). Eine Determinante hat grundsätzlich quadratischen Aufbau, d.h., Zeilenzahl = Spaltenzahl ($m = n$). (Bei einer Matrix stellt $m = n$ einen Sonderfall dar). Weiterhin hat die Determinante einen Wert, sie repräsentiert demnach eine Zahl; dagegen ist es sinnlos, nach dem Wert einer Matrix zu fragen.

Der Spalten- und Zeilenvektor kann auch als Matrix aufgefaßt und danach behandelt werden. Dabei wäre im ersten Fall von einer $m \cdot 1$ - Matrix und im zweiten von einer $1 \cdot n$ - Matrix zu sprechen. Aus den vorstehenden Definitionen ergibt sich somit als kürzeste Schreibweise von (5):

$$R \cdot i = n \quad (14)$$

Sie werden jetzt ermessen können, welche großen Vorteile diese "Kurzschrift" - sichere Beherrschung der Matrizenalgebra vorausgesetzt - dem Techniker

bei der Lösung bzw. mathematischen Behandlung umfangreicher elektrischer Netzwerke bietet. Allerdings ist damit die Anwendung der Matrizenrechnung noch keineswegs erschöpft.

Zum Beweis der Identität von Gl. (10) und Gl. (5) sollen abschließend 2 Rechenregeln der Matrizenalgebra genannt werden:

1. Für die Multiplikation in einer Matrix \mathfrak{R} (von rechts) mit einem Spaltenvektor i gilt:

$$\mathfrak{R} \cdot i = \begin{pmatrix} \mathfrak{r}^1 \\ \mathfrak{r}^2 \\ \vdots \\ \mathfrak{r}^m \\ \mathfrak{r} \end{pmatrix} \cdot i = \begin{pmatrix} \mathfrak{r}^1 : i \\ \mathfrak{r}^2 : i \\ \vdots \\ \mathfrak{r}^m : i \\ \mathfrak{r} : i \end{pmatrix} \quad (15)$$

mit einem Zeilenvektor

$$\mathfrak{r}^{in} \cdot i = (r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{in}) \cdot \begin{pmatrix} J_1 \\ J_2 \\ \vdots \\ J_n \end{pmatrix} = \sum_{k=1}^n r_{ik} J_k \quad (i = 1 \dots m)$$

2. Zwei Matrizen, z.B. \mathfrak{M} und \mathfrak{R} , sind dann und nur dann gleich, wenn sie in sämtlichen einander entsprechenden Elementen übereinstimmen, d.h.,

$$a_{ik} = r_{ik} \quad \text{für alle } i, k \quad (16)$$

Wenden wir nun (15) auf (10) an, so folgt:

$$\begin{pmatrix} r_{11} J_1 + r_{12} J_2 + r_{13} J_3 \\ r_{21} J_1 + r_{22} J_2 + r_{23} J_3 \\ r_{31} J_1 + r_{32} J_2 + r_{33} J_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (17)$$

Und aus der Bedingung der Gleichheit zweier Matrizen (in Gl. (17) stehen zwei einspaltige Matrizen) folgt weiterhin, daß

$$\begin{aligned} r_{11} J_1 + r_{12} J_2 + r_{13} J_3 &= E_1 \\ r_{21} J_1 + r_{22} J_2 + r_{23} J_3 &= E_2 \\ r_{31} J_1 + r_{32} J_2 + r_{33} J_3 &= E_3 \end{aligned} \quad (5)$$

Damit ist die Identität von Gl. (5) und Gl. (10) bewiesen.

Ein besonderes Anwendungsgebiet für die Matrizenrechnung innerhalb der Elektrotechnik bietet die Vierpollehre. Wie Sie aus "Übertragungstechnik" (z.B. Lbf. 3, S. 115) wissen, kann ein Vierpol ganz allgemein durch 4 verschiedene Gleichungssysteme beschrieben werden, indem man je zwei der vier Größen U_1 , U_2 , J_1 , J_2 als Funktion der beiden anderen darstellt. Z.B. lauten die Widerstandsgleichungen:

$$\begin{aligned} U_1 &= \varpi_{11} J_1 + \varpi_{12} J_2 \\ U_2 &= \varpi_{21} J_1 + \varpi_{22} J_2 \end{aligned} \quad (18)$$

Nach dem bisher Gesagten kann man dafür nach den Regeln der Matrizenalgebra auch schreiben:

$$\left(\begin{array}{c} U_1 \\ U_2 \end{array} \right) = \left(\begin{array}{cc} \varpi_{11} & \varpi_{12} \\ \varpi_{21} & \varpi_{22} \end{array} \right) \cdot \left(\begin{array}{c} J_1 \\ J_2 \end{array} \right) \quad (19)$$

bzw.

$$u = (\varpi_{ik}) \cdot i ; \quad (19a)$$

wobei $\tilde{u} = \left(\begin{array}{c} u_1 \\ u_2 \end{array} \right)$ und $i = \left(\begin{array}{c} i_1 \\ i_2 \end{array} \right)$ sind und schließlich

$$(M) = \left(\begin{array}{cc} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{array} \right)$$

die Widerstandsmatrix des Vierpoles darstellt.

Suchen Sie selbst noch weitere, Ihnen bereits bekannte Gleichungssysteme, die in Matrizenform wesentlich kürzer dargestellt werden können (z.B. die "Trafogleichungen" aus Lbf. 13, Grundlagen der E-Technik).

Bemerk't sei, daß für das Matrzensymbol () häufig auch || | verwendet wird (z.B. in Lbf. 3, S. 116, Ü-Technik).

Lehrbeispiele für Determinanten und Matrizen

1. Schreiben Sie nachstehendes Gleichungssystem eines nicht umkehrbaren Vierpols in der Form einer Matrix an!

$$j_1 = \frac{M_{20} - M_{12}}{j^2} u_1 + \frac{M_{12}}{j^2} (u_1 - u_2)$$

$$j_2 = \frac{M_{10} - M_{21}}{j^2} u_2 + \frac{M_{21}}{j^2} (u_1 - u_2) + \frac{M_{11} - M_{22}}{j^2} u_1$$

Lösung:

Das Gleichungssystem muß umgeformt werden:

$$j_1 = \left[\frac{M_{20} - M_{12}}{j^2} + \frac{M_{12}}{j^2} \right] u_1 - \frac{M_{12}}{j^2} u_2$$

$$j_2 = \left[\frac{M_{10} - M_{21}}{j^2} + \frac{M_{21}}{j^2} \right] u_2 - \left[\frac{M_{11} - M_{22}}{j^2} + \frac{M_{12}}{j^2} \right] u_1$$

$$\gamma_1 = \frac{m_{20}}{j^2} u_1 - \frac{m_2}{j^2} u_2 \quad \gamma_2 = \frac{m_1}{j^2} u_1 - \frac{m_{10}}{j^2} u_2$$

$$\begin{pmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{m_{20}}{j^2} & -\frac{m_2}{j^2} \\ \frac{m_1}{j^2} & -\frac{m_{10}}{j^2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

2. Wie heißt die Determinante zu der Matrix des Lehrbeispiels 1?

Lösung: $D = - \frac{m_{10} m_{20}}{j^4} + \frac{m_1 m_2}{j^4}$

3. Gegeben ist ein Gleichungssystem mit 3 Unbekannten x, y, z.

$$\begin{array}{lclclcl} 5x & + & 7y & + & 2z & = & -4 \\ 2x & + & 3,5y & - & z & = & 3 \\ 0,5x & - & 2y & + & 11z & = & 7 \end{array}$$

Lösen Sie die drei Unbekannten mit Hilfe von Determinanten!

Lösung: Berechnung der Determinanten nach der Regel von Sarrus.

$$\text{Systemdeterminante } D = \left| \begin{array}{ccc} 5 & 7 & 2 \\ 2 & 3,5 & -1 \\ 0,5 & -2 & 11 \end{array} \right|$$

$$\begin{aligned} &= 5 \cdot 3,5 \cdot 11 + 7 \cdot (-1) \cdot 0,5 + 2 \cdot 2 \cdot (-2) - 2 \cdot 3,5 \cdot 0,5 - \\ &\quad 5 \cdot (-1) \cdot (-2) - 7 \cdot 2 \cdot 11 = 192,5 - 3,5 - 8 - 3,5 - \\ &\quad 10 = 154 = \underline{\underline{13,5}} \end{aligned}$$

Determinanten der Unbekannten

$$D_1 = \begin{vmatrix} -4 & 7 & 2 \\ 3 & 3,5 & -1 \\ 7 & -2 & 11 \end{vmatrix} \quad D_2 = \begin{vmatrix} 5 & -4 & 2 \\ 2 & 3 & -1 \\ 0,5 & 7 & 11 \end{vmatrix} \quad D_3 = \begin{vmatrix} 5 & 7 & -4 \\ 2 & 3,5 & 3 \\ 0,5 & -2 & 7 \end{vmatrix}$$

$$\begin{aligned} D_1 &= (-4) \cdot 3,5 \cdot 11 + 7 \cdot (-1) \cdot 7 + 2 \cdot 3 \cdot (-2) - 2 \cdot 3,5 \cdot 7 \\ &\quad - (-4) \cdot (-1) \cdot (-2) - 7 \cdot 3 \cdot 11 = -154 - 49 - 12 - \\ &\quad 49 + 8 = \underline{\underline{-487}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_2 &= 5 \cdot 3 \cdot 11 + (-4) \cdot (-1) \cdot 0,5 + 2 \cdot 2 \cdot 7 - 2 \cdot 3 \cdot 0,5 - 5 \cdot \\ &\quad (-1) \cdot 7 - (-4) \cdot 2 \cdot 11 \\ &= 165 + 2 + 28 - 3 + 35 + 88 = \underline{\underline{315}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_3 &= 5 \cdot 3,5 \cdot 7 + 7 \cdot 3 \cdot 0,5 + (-4) \cdot 2 \cdot (-2) - (-4) \cdot 3,5 \cdot 0,5 \\ &\quad - 5 \cdot 3 \cdot (-2) - 7 \cdot 2 \cdot 7 \\ &= 122,5 + 10,5 + 16 + 7 + 30 - 98 = \underline{\underline{88}} \end{aligned}$$

$$\text{hieraus } x = \frac{D_1}{D} = \frac{-487}{13,5} = -36,1$$

$$y = \frac{D_2}{D} = \frac{315}{13,5} = 23,3$$

$$z = \frac{D_3}{D} = \frac{88}{13,5} = 6,51$$

4. Ein Gleichungssystem ist in der Form einer Matrix dargestellt.

$$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ 0 & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & 0 & a_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix}$$

Bestimmen Sie die 3 Unbekannten x, y, z mit Hilfe von Determinanten!

Lösung:

Das Gleichungssystem besitzt gemäß der Identität der Gl. (5) und (10) die Form Die Determinanten lauten:

$$a_{11} x + a_{12} y + a_{13} z = v_1$$

$$0 + a_{22} y + a_{23} z = v_2$$

$$a_{31} x + 0 + a_{33} z = v_3$$

$$D = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ 0 & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & 0 & a_{33} \end{vmatrix}$$

$$= a_{11} a_{22} a_{33} + a_{12} a_{23} a_{31} + 0 - a_{13} a_{22} a_{31} - 0 - 0;$$

$$D_1 = \begin{vmatrix} v_1 & a_{12} & a_{13} \\ v_2 & a_{22} & a_{23} \\ v_3 & 0 & a_{33} \end{vmatrix} = v_1 a_{22} a_{23} + v_3 a_{12} a_{23} + 0 - v_3 a_{13} a_{22} - 0 - v_2 a_{12} a_{33}$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} a_{11} & v_1 & a_{13} \\ 0 & v_2 & a_{23} \\ v_3 & a_{33} \end{vmatrix} = v_2 a_{11} a_{33} + v_1 a_{23} a_{31} + 0 - v_2 a_{13} a_{31} - v_3 a_{11} a_{23} - 0;$$

$$D_3 = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & v_1 \\ 0 & a_{22} & v_2 \\ a_{31} & 0 & v_3 \end{vmatrix} = v_3 a_{11} a_{22} + v_2 a_{12} a_{31} + 0 - v_1 a_{22} a_{31} - 0 - 0;$$

$$x = \frac{D_1}{D} = \frac{v_1 a_{22} a_{23} - v_2 a_{12} a_{33} + v_3 (a_{12} a_{23} - a_{13} a_{22})}{a_{11} a_{22} a_{33} + a_{12} a_{23} a_{31} - a_{13} a_{22} a_{31}}$$

$$y = \frac{D_2}{D} = \frac{v_1 a_{23} a_{31} + v_2 (a_{11} a_{33} - a_{13} a_{31}) - v_3 a_{11} a_{23}}{a_{11} a_{22} a_{33} + a_{12} a_{23} a_{31} - a_{13} a_{22} a_{31}}$$

$$z = \frac{D_3}{D} = \frac{-v_1 a_{22} a_{31} + v_2 a_{12} a_{31} + v_3 a_{11} a_{22}}{a_{11} a_{22} a_{33} + a_{12} a_{23} a_{31} - a_{13} a_{22} a_{31}}$$

Übungen:

1. Zwei in Kette geschaltete unsymmetrische Vierpole, bei denen die zusammenstoßenden Wellenwiderstände übereinstimmen, können durch einen resultierenden Vierpol ersetzt werden. Seine Gleichungen lauten:

$$U_1 = \frac{1}{\delta_I \delta_{II}} \left\{ U_3 \cosh (\gamma_I + \gamma_{II}) + \gamma_3 \gamma_{II} \sinh (\gamma_I + \gamma_{II}) \right\}$$

$$\gamma_1 = \delta_I \delta_{II} \left\{ \gamma_3 \cosh (\gamma_I + \gamma_{II}) + \frac{U_3}{\gamma_{II}} \sinh (\gamma_I + \gamma_{II}) \right\}$$

Schreiben Sie diese Gleichungen in der Form einer Matrix!

2. Gegeben ist ein Gleichungssystem mit 3 Unbekannten

x, y, z .

$$1,12x + 0,15y - 3,2z = -13,1$$

$$2,66x + 0,2y - 0,7z = 15,8$$

$$1,1x + 2,27y - 11,3z = 2,4$$

Bestimmen Sie die 3 Unbekannten mit Hilfe von
Determinanten!

3. Ein Gleichungssystem ist in der Form einer Matrix
dargestellt.

$$\begin{pmatrix} 2 & -2,5 & 1,25 \\ 0,75 & 0 & 3,2 \\ 15,5 & 1,5 & 0,3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -4 \\ 2 \\ 3 \end{pmatrix}$$

Bestimmen Sie die 3 Unbekannten x, y, z mit Hilfe
von Determinanten!

Zusammenfassung 2.211 - 2.212

Im Beispiel der Gleichungen für ein einfaches elektrisches Netzwerk sind die Begriffe Determinante und Matrix erklärt, wobei auf mathematische Exaktheit bewußt verzichtet wurde. Während die Determinante einen festen (Zahlen-)Wert darstellt und die Lösungen von Gleichungen mit mehreren Unbekannten in kurzer Form zu schreiben gestattet, bietet die Matrix, die keinen Wert repräsentiert, die Möglichkeit, Gleichungssysteme vereinfacht bzw. schematisch zu beschreiben bzw. in einer weiteren Rechnung zu behandeln.

2.22 Berechnung der Transistoren mit den h-Parametern

Ein linearer Vierpol kann bekanntlich durch vier verschiedene Gleichungspaare ganz allein beschrieben werden. Für die Bezeichnungen nach Bild 41 lauten diese:

1. Widerstandsform:

$$\begin{aligned} u_1 &= w_{11} i_1 + w_{12} i_2 & \left(\frac{u_1}{i_1} \right) &= \left(\frac{w_{11} \quad w_{12}}{w_{21} \quad w_{22}} \right) \cdot \left(\frac{i_1}{i_2} \right) \quad (20) \\ u_2 &= w_{21} i_1 + w_{22} i_2 \quad \text{bzw.} \quad \left(\frac{u_2}{i_2} \right) & & \end{aligned}$$

wobei

$$\left(\begin{array}{cc} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{array} \right) = \text{Widerstandsmatrix vgl. Gl.(19) u. (19a)} \quad (20a)$$

2. Leitwertsform:

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} u_1 + y_{12} u_2 & \left(\frac{i_1}{u_1} \right) &= \left(\begin{array}{cc} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{array} \right) \cdot \left(\frac{u_1}{u_2} \right) \quad (21) \\ i_2 &= y_{21} u_1 + y_{22} u_2 & \left(\frac{i_2}{u_2} \right) & \end{aligned}$$

wobei

$$\left(\begin{array}{cc} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{array} \right) = \text{Leitwertsmatrix (21a)}$$

3. Kettenform:

$$\begin{aligned} i_1 &= k_{11} u_2 + k_{12} i_2 & \left(\frac{i_1}{u_2} \right) &= \left(\begin{array}{cc} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{array} \right) \cdot \left(\frac{u_2}{i_2} \right) \quad (22) \\ u_2 &= k_{21} u_2 + k_{22} i_2 & \left(\frac{u_2}{i_2} \right) & \end{aligned}$$

wobei

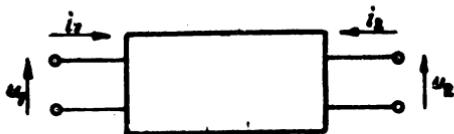
$$\left(\begin{array}{cc} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{array} \right) = \text{Kettenmatrix} \quad (22 \text{ a})$$

4. Schließlich ist die uns hier besonders interessierende sogenannte h-Form zu nennen:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \quad \text{bzw. } \begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (23)$$

wobei

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = h\text{-Matrix} \quad (23a)$$



Vierpol mit Ein- und Ausgangsgrößen

Bild 41

Wie Sie weiterhin schon wissen, ist es grundsätzlich gleichgültig, welche Form man zur Beschreibung eines speziellen Vierpoles verwendet. Dabei ist allerdings zu bedenken, daß die eine oder andere Form für ein spezielles Problem die günstigste sein kann und deshalb bevorzugt wird. So wählt man z.B. zur Erklärung des Vierpol-Verhaltens einer Elektronenröhre die Leitwertform, während sich für die Beschreibung von Transistororschaltungen in letzter Zeit die h-Form als die zweckmäßigste erwiesen hat. Wie bereits an anderer Stelle gezeigt wurde, kann man die Elektronenröhre auch nur als aktiven Zweipol (Spannungs- oder Stromgenerator), der auf ein Netzwerk arbeitet, darstellen. Dies ist möglich, weil in den meisten Fällen die Gittersteuerung leistungslos erfolgt und - 69 -

Eingangs- (Gitter-) und Ausgangs- (Anoden-) Kreis praktisch als völlig entkoppelt, d.h. rückwirkungsfrei (C_{ga} klein, z.B. bei Pentoden) betrachtet werden können. Demgegenüber ist beim Transistor wegen seines erheblichen Eingangsleitwertes immer eine Steuerleistung erforderlich und eine Kopplung zwischen Ein- und Ausgangskreis vorhanden. Daraus folgt:

Der Transistor kann nicht als Zweipol, sondern muß als Vierpol dargestellt werden.

Deshalb sind zur Beschreibung stets zwei Gleichungen notwendig. Wir verwenden dafür die der h-Form. Es sei hier aber bemerkt, daß zu Beginn der Transistortechnik, vorwiegend die Widerstandsform, vermutlich wegen ihrer guten Anschaulichkeit, angewendet wurde. Es zeigten sich jedoch sehr bald Schwierigkeiten bei der Bestimmung einiger Elemente dieser w-Matrix; deshalb vermeidet man die w-Form.

Aus Gl. (23) und (23a) werden unmittelbar die Gleichungen für die vier h-Parameter des Transistors abgeleitet.

$$h_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1} \right)_{u_2=0} = \text{Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang (Kurzschlußeingangswiderstand)}$$

$$h_{12} = \left(\frac{u_1}{u_2} \right)_{i_1=0} = \text{Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang (Leerlaufspannungsrückwirkung)} \quad (2)$$

$$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1} \right)_{u_2=0} = \text{Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang (Kurzschlußstromverstärkung)}$$

$$h_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2} \right)_{i_1=0} = \text{Ausgangsleitwert bei offenem Eingang (Leerlaufausgangsleitwert)}$$

Bei den drei Grundschatungen des Transistors kommen für Leerlauf und Kurzschluß verschiedene Klemmenpaare (vgl. Bild 38) in Betracht. Deshalb bezeichnet man die h-Parameter allgemein

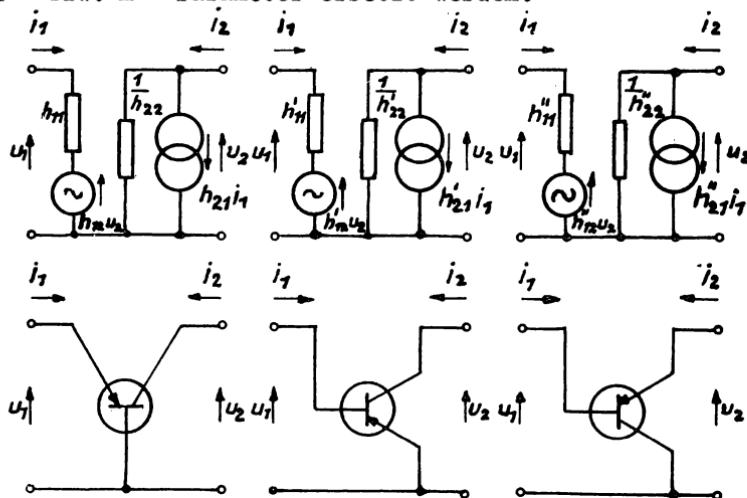
für die Basisschaltung mit $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$;

für die Emitterschaltung mit $h'_{11}, h'_{12}, h'_{21}, h'_{22}$;

für die Kollektorschaltung mit $h''_{11}, h''_{12}, h''_{21}, h''_{22}$.

2.3 Ersatzschaltbilder

Das Ersatzschaltbild der Basisschaltung zeigt Bild 42. Diesem Bild entsprechen die Gl. (23). Für die Emitter- und Kollektorschaltung wird dasselbe Ersatzschaltbild verwendet. Es müssen auch die h-Parameter durch die h'- bzw. h''-Parameter ersetzt werden.



Basisschaltung

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

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

Emitterschaltung

$$u_1 = h'_{11} i_1 + h'_{12} u_2$$

$$i_2 = h'_{21} i_1 + h'_{22} u_2$$

Kollektorschaltung

$$u_1 = h''_{11} i_1 + h''_{12} u_2$$

$$i_2 = h''_{21} i_1 + h''_{22} u_2$$

Bild 42

Ersatzschaltbilder für die drei Grundschatungen des Transistors für kleine Amplituden

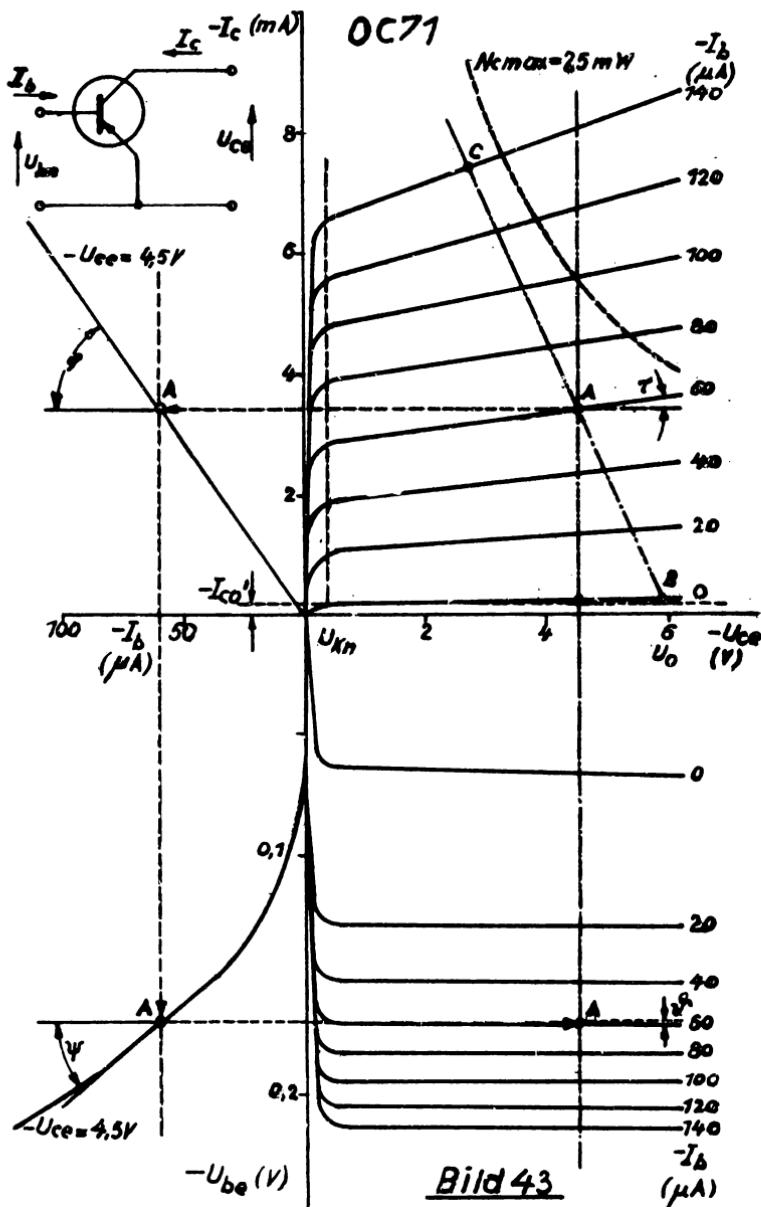
2.4 Das Kennlinienfeld des Transistors in Emitterschaltung und die h'-Parameter

Jeder der vier h-Parameter mit den Randbedingungen Leerlauf ($i_1 = 0$) und Kurzschluß ($u_2 = 0$) nach Gl. (24) stellt eine bestimmte Eigenschaft des Transistor-Vierpols dar und kann aus den Kennlinienfeldern unmittelbar abgelesen werden, und zwar jeweils als Differentialquotient und damit als Tangente an eine Kurve des Kennlinienfeldes.

Die in den Klammern der Formeln (24) stehenden Ströme und Spannungen können gemessen werden. Die Bedingungen $u_2 = 0$ (Kurzschluß auf der Sekundärseite des Transistorvierpols) und $i_1 = 0$ (Leerlauf auf der Primärseite) lassen sich infolge des hohen Ausgangs- und des niedrigen Eingangswiderstandes, insbesondere in der Basischaltung, leicht verwirklichen. Geeignete Meßschaltungen findet man in der Literatur. Der Ausgangswiderstand des Transistors ist in der Emitterschaltung genügend groß, um einen sekundären Kurzschluß leicht herstellen zu können.

Vgl. Rint IV, S. 87 ff.

Bild 43 zeigt die Kennlinienfelder des Transistors OC 71 in Emitterschaltung im Zusammenhang mit den h'-Parametern. Die Darstellung mit der Emitterschaltung wurde gewählt, da diese Schaltung in der Transistortechnik am häufigsten vorkommt. Der 1. Quadrant stellt das Ausgangskennlinienfeld $I_{ce} = f(U_{ce})$ mit dem Steuerstrom $-I_b$ als Parameter dar. Die Lage der Arbeitsgeraden C A B in dem 1. Quadranten ist durch die anliegende Gleichspannung und den Belastungswiderstand bestimmt.



Kennlinienfelder eines OC71 in Emitterschaltung

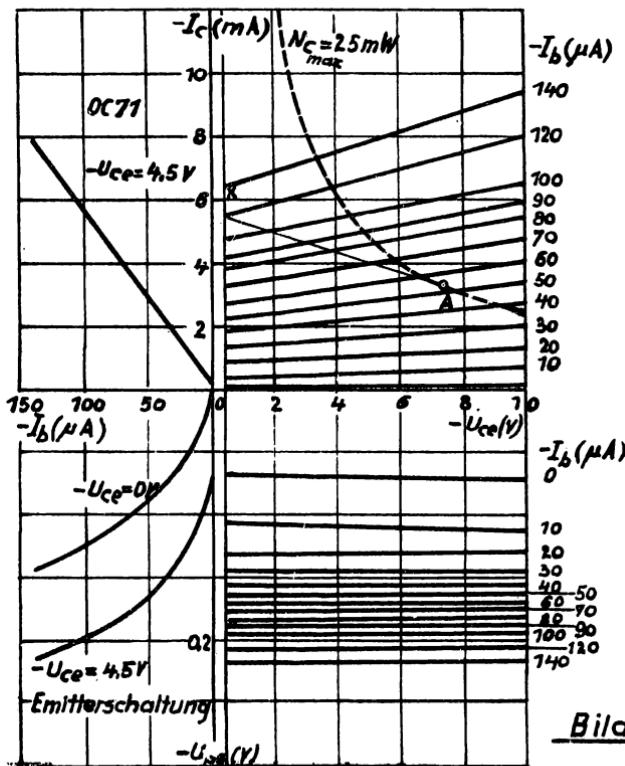


Bild 43a

Vollständige Kennlinienfeldereines OC71 in Emitter-Schaltung als Grundlage für Berechnungen

Durch den Basisstrom wird auf der Arbeitsgeraden C A B der Arbeitspunkt A festgelegt. Es gilt für die Tangente an die Kennlinie in dem Punkt A:

$$\tan \tau = \left(\frac{\partial I_c}{\partial U_{ce}} \right) = \left(\frac{i_c}{U_{ce}} \right) = h'_{22} \quad (25)$$

$$I_b = \text{konst. } i_b = 0$$

Dabei bedeuten die großen lat. Buchstaben Gleichstromwerte und die kleinen deutschen Buchstaben Wechselstromwerte. Im 2. Quadranten ist der Eingangs- (Basis-) Strom - I_b und der Ausgangs- (Kollektor-) Strom - I_c bei konstanter Kollektorspannung - U_{ce} dargestellt. Projiziert man den Arbeitspunkt A horizontal aus dem 1. in den 2. Quadranten auf diejenige Kennlinie, die für die Kollektorspannung - U_{ce} im Arbeitspunkt A gilt (vgl. Bild 43; - $U_{ce} = 4,5$ V), dann kann man den erforderlichen, einzustellenden Basisstrom - I_b ablesen (vgl. Bild 43; - $I_b = 60 \mu\text{A}$).

Es gilt für die Tangente an die Kennlinie in dem Punkt A:

$$\tan \psi = \left(\frac{\partial I_c}{\partial I_b} \right) = \left(\frac{i_c}{i_b} \right) = h'_{21}$$

(26)

$U_{ce} = \text{konst. } u_{ce} = 0$

Der 3. Quadrant stellt die Abhängigkeit des Steuerstromes - i_b von der Eingangs- (Basis) -Spannung - $U_{be} = 4,5$ V als Parameter dar. Nachdem im 2. Quadranten der für den Arbeitspunkt A erforderliche Basisstrom I_b ermittelt wurde, kann im 3. Quadranten die zugehörige Basisspannung - U_{be} durch senkrechte Projektion des Arbeitspunktes A aus der entsprechenden U_{ce} - Kennlinie bestimmt werden (vgl. Bild 43; - $U_{be} = 0,17$ V).

Es gilt für die Tangente an die Kennlinie in dem Punkt A:

$$\tan \psi = \left(\frac{\partial U_{be}}{\partial I_b} \right) = \left(\frac{u_{be}}{i_b} \right) = h'_{11}$$

(27)

$U_{ce} = \text{konst. } u_{ce} = 0$

Der 4. Quadrant stellt das Kennlinienfeld der Eingangs- (Basis-) und der Ausgangs- (Kollektor-) -Spannung, d.i. $-U_{be}$ und $-U_{ce}$, mit dem Steuerstrom $-I_b$ als Parameter dar.

Der Arbeitspunkt A wird senkrecht aus dem 1. Quadranten und zugleich horizontal aus dem 3. Quadranten in den 4. Quadranten projiziert (vgl. Bild 43; $-U_{ce} = 4,5 \text{ V}$). Es gilt für die Tangente an die Kennlinie in dem Punkt A:

$$\tan \vartheta = \left(\frac{\partial U_{be}}{\partial U_{ce}} \right) = \left(\frac{u_{be}}{u_{ce}} \right) = h'_{12} \quad (28)$$

$$I_b = \text{konst.} \quad i_b = 0$$

Wie man sieht, sind die h-Parameter als Differentialquotienten bzw. als Quotienten aus Wechselgrößen mit kleiner Amplitude erklärt. Eigentlich müßten wir auch die Ausdrücke mit \hat{u} und \hat{i} bezeichnen, was wir hier aus drucktechnischen Gründen vermeiden wollen. Die h-Matrix beschreibt demnach das Verhalten des Transistors für hinreichend kleine Amplituden. Bei großen Amplituden versagt also unsere hier gezeigte Rechnung. Berechnungen von Verstärkern für große Amplituden werden in den späteren Abschnitten gezeigt. Den Zusammenhang zwischen den h -, h' - und h'' -Parametern der drei Grundschaltungen in Matrixform zeigt Tafel 2. Diese Näherungsgleichungen zeigen nur einen normalen Fehler von 1 %.

Tafel 2

Mathematischer Zusammenhang der h -, h' und h'' -Parameter
der drei Grundschaltungen in Matrixform

Gesuchte Werte	Vorgegebene Werte		
	$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h'_{11} & h'_{12} \\ h'_{21} & h'_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h''_{11} & h''_{12} \\ h''_{21} & h''_{22} \end{pmatrix}$
Δh	$\Delta' h$	$\Delta'' h$	
$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$	—	$\begin{pmatrix} h'_{11} & \frac{\Delta h - h'}{1+h'_{21}} \\ -h'_{21} & \frac{h'_{22}}{1+h'_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h''_{11} & \frac{h''_{21} + \Delta'' h}{\Delta'' h} \\ h''_{12} - \Delta'' h & \frac{h''_{22}}{\Delta'' h} \end{pmatrix}$
$\begin{pmatrix} h'_{11} & h'_{12} \\ h''_{21} & h''_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{h_{11}}{1+h_{21}} & \frac{\Delta h - h'}{1+h_{12}} \\ -\frac{h_{21}}{1+h_{21}} & \frac{h_{22}}{1+h_{21}} \end{pmatrix}$	—	$\begin{pmatrix} h''_{11} & 1 - h''_{12} \\ -1 - h''_{21} & h''_{22} \end{pmatrix}$
$\begin{pmatrix} h''_{11} & h''_{12} \\ h''_{21} & h''_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{h_{11}}{1+h_{21}} & 1 \\ -1 & \frac{h_{22}}{1+h_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h'_{11} & 1 \\ -1 - h'_{21} & h'_{22} \end{pmatrix}$	—

Hierbei haben die Determinanten die Werte: $\Delta h = h_{11} - h_{22} + h_{12} h_{21}$, $\Delta' h = h'_{11} h'_{22} - h'_{12} h'_{21}$ und $\Delta'' h = h''_{11} h''_{22} - h''_{12} h''_{21}$.

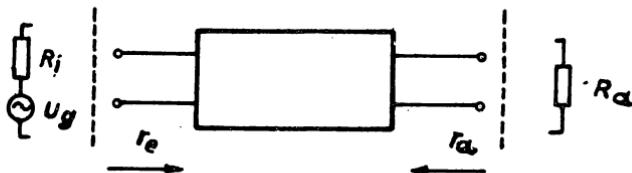
Es kann manchmal schwierig sein, den Parameter h_{21} , der fast den Wert - 1 annimmt, mit genügender Genauigkeit zu bestimmen. In den folgenden Berechnungen tritt öfters der Ausdruck $1 + h_{21}$ auf, worin sich ein Fehler wegen des geringen Wertes der Differenz stark bemerkbar macht. Man verweise deshalb anstatt der Kurzschlußstromverstärkung h_{21} der Basisschaltung diejenige der Emitterschaltung h'_{21} , die sehr groß gegen 1 ist, und berechnet daraus h_{21} :

$$h_{21} = \frac{-h'_{21}}{1 + h'_{21}} ; \text{ vgl. Tafel 2.}$$

2.5 Die h-Parameter für Verstärkung kleiner Amplituden im Zusammenhang mit einem Vierpol, der ein- und ausgangsseitig abgeschlossen ist

Für kleine Amplituden ersetzt man, wie Bild 43 zeigt, die Kennlinie durch eine Gerade, die Tangente; und es besitzt nun jeder h' -Parameter einen festen Wert, mit dem man die Berechnung durchführen kann.

Bild 44 zeigt eine Schaltung, in welcher der Transistor durch einen Vierpol, der mit den reellen Widerständen R_i und R_a abgeschlossen ist, ersetzt ist. In diesem der Praxis entsprechenden Fall müssen der Innenwiderstand R_i der Spannungsquelle sowie der Belastungswiderstand R_a bei der Rechnung mit berücksichtigt werden.



Vierpol mit abgeschlossenem Eingang und Ausgang

Bild 44

Unter Berücksichtigung von R_i und R_a werden die Ausdrücke für Eingangs- und Ausgangswiderstand, Spannungs-, Strom- und Leistungsverstärkung im angepaßten und nicht-anipaßten Zustand gebildet. Die nachstehenden Formeln gelten für alle drei Grundschaltungen, wenn die jeweiligen Parameter h , h' , h'' eingesetzt werden. Man muß aber auf die Vorzeichen achten. Eine Ableitung einiger der folgenden Gleichungen finden Sie am Ende dieses Abschnittes.

$$\text{Stromverstärkung } \alpha = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_a} \quad (29)$$

$$\text{Spannungsverstärkung } \beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} \cdot R_a}{h_{11} + \Delta h \cdot R_a} \quad (30)$$

$$\text{Eingangswiderstand } r_e = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_a}{1 + h_{22} \cdot R_a} \quad (31)$$

$$\text{Ausgangswiderstand } r_a = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_i}{\Delta h + h_{22} R_i} \quad (32)$$

$$\text{Leistungsverstärkung } \gamma = -\alpha \beta = \frac{N_a}{N_e} =$$

$$\frac{h_{21}^2 \cdot R_a}{(1 + h_{22} \cdot R_a) \cdot (h_{11} + 4h \cdot R_a)} \quad (33)$$

Leistungsverstärkung bei angepaßtem Eingangswiderstand ($r_e = R_i$)

$$\frac{N_a}{N_e \text{ max}} = \frac{4 R_i \cdot R_a \cdot h_{21}^2}{[R_i (1 + h_{22} \cdot R_a) + h_{11} + 4h \cdot R_a]^2} \quad (34)$$

Leistungsverstärkung bei angepaßtem Eingangs- und Ausgangswiderstand ($r_e = R_i; r_a = R_a$)

$$(r_e = R_i; r_a = R_a)$$

$$\frac{N_a}{N_e \text{ max}} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{4h + \sqrt{h_{11} h_{22}}}} \right)^2 \quad (35)$$

Hierbei betragen die optimalen Widerstände R_i und R_a :

$$R_{i \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot 4h}{h_{22}}} \quad (36) \quad R_{a \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot 4h}} \quad (37)$$

Gemäß obenstehenden Gleichungen sinkt die Stromverstärkung mit wachsendem Lastwiderstand R_a , während die Spannungsverstärkung damit steigt. Unterhalb bzw. oberhalb bestimmter Lastwiderstände R_a bleiben die Verstärkungen praktisch konstant. Für die konstanten Maximalwerte der Strom- und Spannungsverstärkung gilt Tafel 3:

<u>Tafel 3</u>	$ \alpha $	$ \beta $
Basissschaltg.	1	$\frac{1}{\Delta h} \gg 1$
Emitterschaltg.	$\frac{1}{1+h_{21}} \rightarrow 1$	
Kollektor-schaltung		1

Vergleichen Sie hierzu die Bilder 45 und 46.

Die Stromverstärkung wird ferner durch die Parameter h_{21} und h_{22} bestimmt, die Spannungsverstärkung durch h_{11} , h_{21} und Δh . Die Parameter sind unabhängig voneinander, und es existiert kein innerer Zusammenhang zwischen der Strom- und der Spannungsverstärkung eines Transistors. Bild 45 und 46 zeigen diese beiden Verstärkungen in Abhängigkeit vom Belastungswiderstand R_a für die drei Grundschaltungen.

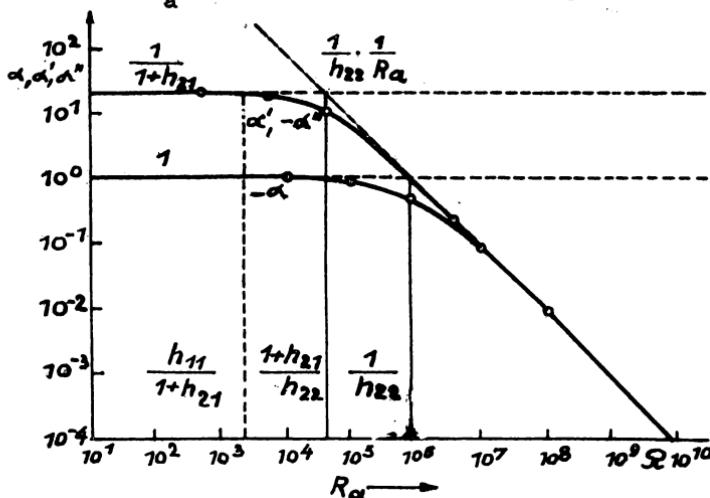


Bild 45

Die Stromverstärkung des Flächentransistors

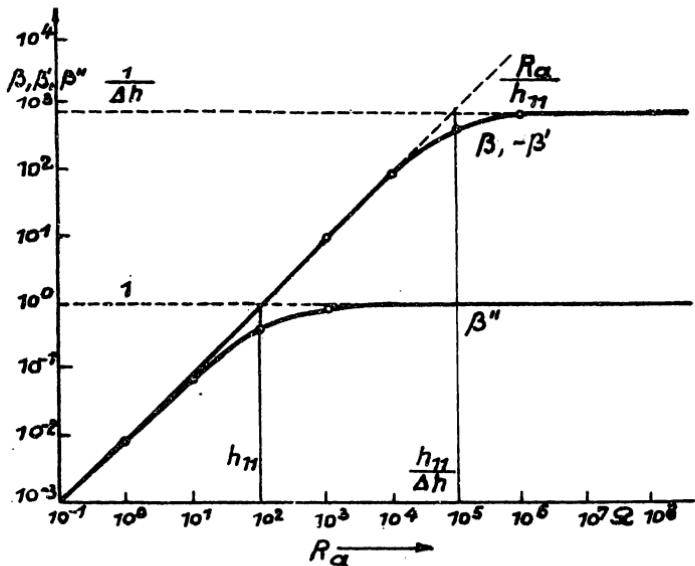
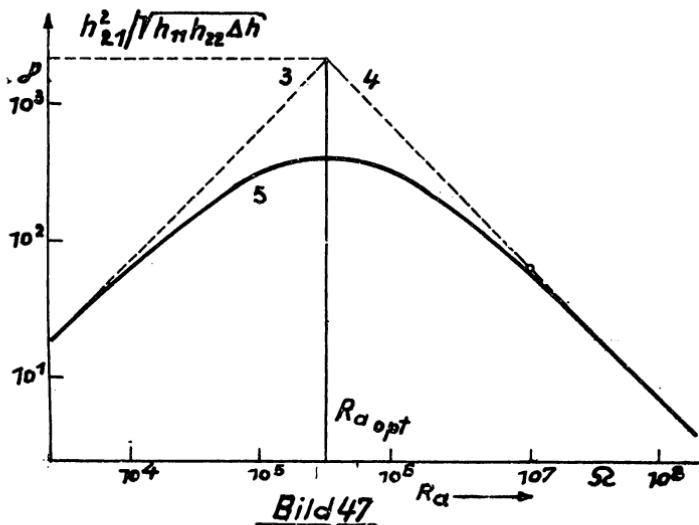


Bild 46

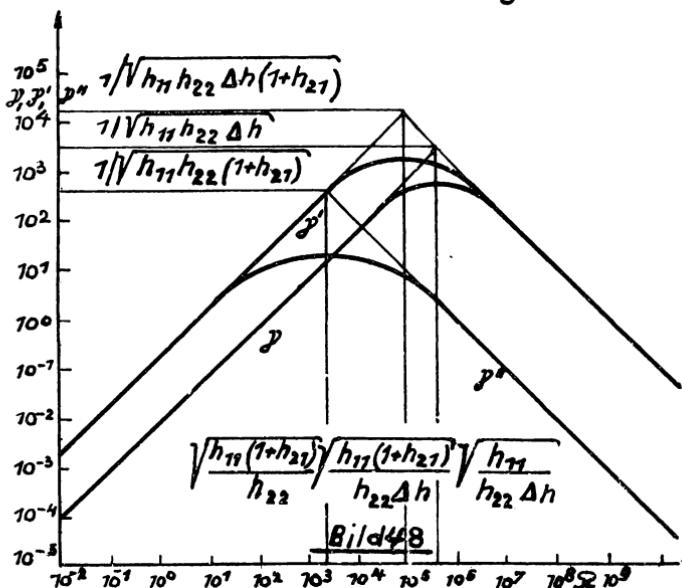
Die Spannungsverstärkung des Flächentransistors

Leistungsverstärkung

- Der optimale Lastwiderstand ist in der Basisschaltung am größten und in der Kollektorschaltung am kleinsten. Vgl. Bild 47 und 48.
- Die optimale Leistungsverstärkung ist in der Emitterschaltung am größten und in der Kollektorschaltung am kleinsten (Vergleichen Sie zu Punkt b) bis e) Bild 48).
- Bei sehr großen Lastwiderständen haben Basis- und Emitterschaltung dieselbe Leistungsverstärkung, während die Kollektorschaltung eine um $\Delta h \approx 10^{-3}$ mal kleinere Verstärkung besitzt.



Leistungsverstärkung des Flächentransistors
in der Basissschaltung



Die Leistungsverstärkung des Flächentransistors

- d) Bei sehr kleinen Lastwiderständen ist die Verstärkung in Emitter- und Kollektorschaltung praktisch gleich. Die Verstärkung der Basisschaltung ist um den Faktor $1 + h_{21} = 0,01$ bis $0,1$ mal kleiner.
- e) Bei allen Lastwiderständen ist die Leistungsverstärkung der Emitterschaltung gleich groß oder größer als die der anderen Schaltungen. Bei niedrigen Lastwiderständen hat die Kollektorschaltung eine höhere Verstärkung als die Basisschaltung, während es bei hohen Lastwiderständen umgekehrt ist. Vgl. Nachrichtentechnik H 9, 1958, S. 415 ff.

Eingangswiderstand r_e

Auch der Eingangswiderstand lässt sich auf die Strom- und Spannungsverstärkung α und β zurückführen. Die grundlegende Beziehung lautet:

$$r_e = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1}{u_2} \cdot u_2 \cdot \frac{i_2}{i_1} \cdot \frac{1}{i_2} = - \frac{\alpha}{\beta} R_a$$

In der Basisschaltung und der Kollektorschaltung vergrößert sich der Eingangswiderstand bei einer Erhöhung des Lastwiderstandes; in der Emitterschaltung ist das Gegenteil der Fall. Die Parameter h_{11} und $\frac{1}{h_{22}}$ stellen

die Grenzwerte dar, zwischen welchen der Eingangswiderstand veränderbar ist. Die höchsten Eingangswiderstände erzielt man mit der Kollektor-, die kleinsten mit der Basisschaltung. Vergleichen Sie hierzu Bild 49.

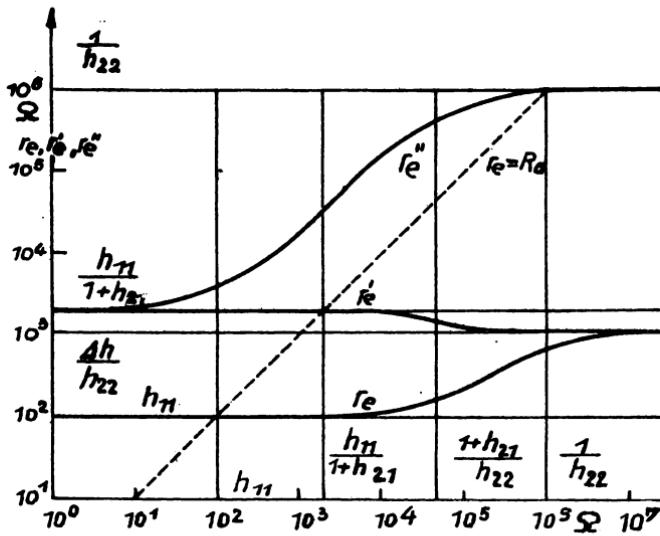


Bild 49 $R_a \rightarrow$

Der Eingangswiderstand des Flächentransistors

In diesem Bild ist auch die Gerade $r_e = R_a$ eingetragen. Ihre Schnittpunkte mit den Kurven für r_e , r_e' und r_e'' stellen die Eingangswiderstände für mehrere gleiche Transistoren dar, die unmittelbar hintereinander geschaltet sind, wie z.B. bei einer RC-Kopplung. Für die Bereiche, in denen der Eingangswiderstand von R_a unabhängig ist, gelten die Beziehungen:

$$r_e \approx h_{11}$$

$$r_e' \approx \frac{h_{11}}{1+h_{21}}$$

$$r_e''' \approx \frac{1}{h_{22}}$$

Ausgangswiderstand r_a

Auch hier stellen wie beim Eingangswiderstand die Parameter h_{11} und $\frac{1}{h_{22}}$ die Grenzwerte dar, welche die maximal erreichbaren Ausgangswiderstände annehmen können.

In der Kollektor- und Basisschaltung steigt r_a mit dem wachsenden R_i , in der Emitterschaltung ist es umgekehrt. Die Größenordnungen der drei Grundschaltungen sind gegenüber dem Eingangswiderstand r_e vertauscht, d.h., die höchsten Werte des Ausgangswiderstandes erreicht man in der Basisschaltung, die niedrigsten in der Kollektorschaltung. Vergleichen Sie hierzu Bild 50.

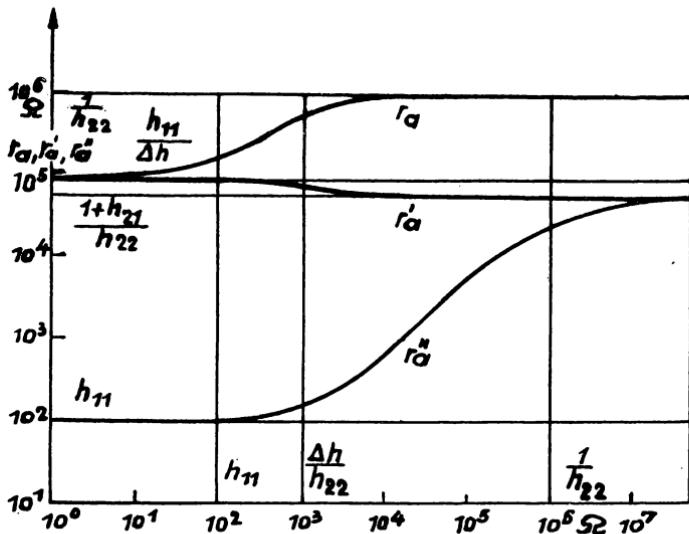


Bild 50 $R_a \longrightarrow$

Der Ausgangswiderstand des Flächentransistors

Ableitungen der Gleichungen (29) bis (34)

Aus Gl. (23) h-Form der Vierpolgleichungen

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Für Eingangsspannung u_1 gilt: $-u_1 = u_o + R_i i_1 \quad (23a)$

für Ausgangsspannung u_2 gilt: $-u_2 = R_a i_2 \quad (23b)$

Stromverstärkung α

$$i_2 = h_{21} i_1 - h_{22} R_a i_2$$

$$\alpha = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_a} \quad (29)$$

Spannungsverstärkung β

aus (23b) und (29)

$$i_1 = i_2 \cdot \frac{1 + h_{22} R_a}{h_{21}} = -u_2 \cdot \frac{1 + h_{22} R_a}{h_{21} R_a}$$

eingesetzt in 1. Vierpolgleichung (23)

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

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

$$\beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} R_a}{h_{11} + \Delta h \cdot R_a} \quad (30) \text{ mit } \Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$$

Eingangswiderstand r_e

$$\text{Aus (23)} \quad r_e = \frac{u_1}{i_1} = h_{11} + h_{12} \quad \frac{u_2}{i_1} = h_{11} - h_{12} R_a \frac{i_2}{i_1}$$

Gl. (29) eingesetzt

$$\begin{aligned} r_e &= h_{11} - h_{12} \frac{\frac{h_{21}}{R_a}}{1 + h_{22} R_a} = \frac{h_{11} + h_{12} h_{22} R_a - h_{12} h_{21} R_a}{1 + h_{22} R_a} \\ &= \frac{h_{11} + \Delta h R_a}{1 + h_{22} R_a} \end{aligned} \quad (31)$$

Ausgangswiderstand r_a

Aus (23) 1. Vierpolgleichung und (23a) für $u_o = 0$
(Quellenspannung nicht vorhanden)

$$u_1 = -R_i i_1 ; -R_i i_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 ;$$

$$-i_1 (h_{11} + R_i) = h_{12} u_2 ; -i_1 = \frac{h_{12} u_2}{h_{11} + R_i} ;$$

eingesetzt in 2. Vierpolgleichung (23)

$$i_2 = \frac{h_{12} h_{21} u_2}{h_{11} + R_i} + h_{22} u_2 =$$

$$\frac{-h_{12} h_{21} u_2 + h_{11} h_{22} u_2 + h_{22} R_i u_2}{h_{11} + R_i}$$

$$i_2 = \frac{(\Delta h + R_i) u_2}{h_{11} + R_i} \quad r_a = \frac{h_{11} + R_i}{\Delta h + R_i h_{22}} \quad (32)$$

Leistungsverstärkung γ

Aus Gl. (29), (30) und (33) links

$$\gamma = -\alpha \beta = -\frac{h_{21}}{1+h_{22}R_a} \cdot \frac{-h_{21}R_a}{h_{11}+4hR_a} = \frac{h_{21}^2 R_a}{(1+h_{22}R_a)(h_{11}+4hR_a)} \quad (33)$$

Leistungsverstärkung bei angepaßtem Eingangswiderstand

$$r_e = R_1$$

$$N_a = i_2^2 R_a$$

$$N_{e \max} = \frac{u_o^2}{4 R_1} \quad \text{maximale Leistung der Spannungsquelle } u_o$$

$$\frac{N_a}{N_{c \max}} = 4 R_1 \cdot R_a \left(\frac{i_2}{u_o} \right)^2$$

aus (23), (23a), (23b) i_1, u_1, u_2 eliminiert,

bleiben nur i_2 und u_o übrig.

$$u_2 = -R_a i_2 \quad u_1 = u_o - R_1 i_1$$

$$u_1 = h_{11} i_1 - h_{12} R_a i_2,$$

$$-u_o - R_1 i_1 = h_{11} i_1 - h_{12} R_a i_2;$$

$$-\frac{u_o}{R_1 + h_{11}} + \frac{h_{12} R_a}{R_1 + h_{11}} i_2 = i_1;$$

$$i_2 = h_{21} i_1 - h_{22} R_a i_2; \quad \frac{1}{h_{21}} i_2 + \frac{h_{22} R_a}{h_{21}} i_2 = i_1;$$

gleichgesetzt:

$$- \frac{u_o}{R_i + h_{11}} + \frac{h_{12} R_a}{R_i + h_{11}} i_2 = \frac{1}{h_{21}} i_2 + \frac{h_{22}}{h_{21}} R_a i_2;$$

$$- \frac{u_o}{R_i + h_{11}} = \left[\frac{1}{h_{21}} + \frac{h_{22}}{h_{21}} R_a - \frac{h_{12} R_a}{R_i + h_{11}} \right] i_2$$

$$- \frac{1}{R_i + h_{11}} - \frac{1}{\frac{1}{h_{21}} + \frac{h_{22}}{h_{21}} R_a - \frac{h_{12} R_a}{R_i + h_{11}}} = \frac{i_2}{u_o}$$

$$- \frac{1}{\frac{R_i + h_{11}}{h_{12}} + \frac{(R_i + h_{11}) h_{22} R_a - h_{12} R_a}{h_{21}}} =$$

$$- \frac{\frac{1}{R_i + h_{11}}}{\frac{h_{21}}{(R_i + h_{11}) h_{22} R_a + h_{12} R_a}} =$$

$$- \frac{h_{21}}{R_i + h_{11} + R_i h_{22} R_a + h_{11} h_{22} R_a - h_{12} h_{21} R_a} ;$$

$$- \frac{h_{21}}{h_{11} + R_i (1 + h_{22} R_a) + 2 h R_a} ;$$

Mit $\left(\frac{i_2}{u_o} \right)^2$ ergibt sich die Leistungsverstärkung

$$\frac{N_a}{N_{e \text{ max}}} = \frac{\frac{4}{\delta_I \delta_{II}} R_I R_a h_{21}^2}{[h_{11} + R_I (1 + h_{22} R_a) + 4 h R_a]^2} \quad (34)$$

Lösungen der Übungen zu Determinanten und Matrizen

Zu 1. Nach Umformung des Gleichungssystems

$$u_1 - \frac{1}{\delta_I \delta_{II}} \cosh \cdot (g_I + g_{II}) u_3 + \frac{1}{\delta_I \delta_{II}} \cdot \gamma_{II} \sinh(g_I + g_{II}) \gamma_3$$

$$\gamma_1 = \delta_I \delta_{II} \frac{1}{\gamma_{II}} \sinh(g_I + g_{II}) u_3 + \delta_I \delta_{II} \cosh(g_I + g_{II}) \gamma_3$$

erhalten wir dieses in der Form einer Matrix

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ \gamma_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\delta_I \delta_{II}} \cosh(g_I + g_{II}) + \frac{1}{\delta_I \delta_{II}} \cdot \gamma_{II} \sinh(g_I + g_{II}) \\ \delta_I \delta_{II} \cdot \frac{1}{\gamma_{II}} \sinh(g_I + g_{II}) + \delta_I \delta_{II} \cosh(g_I + g_{II}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_3 \\ \gamma_3 \end{pmatrix}$$

Zu 2.)

$$D = \begin{vmatrix} 1,12 & 0,15 & -3,2 \\ 2,66 & 0,2 & -0,7 \\ 1,1 & 2,27 & -11,3 \end{vmatrix}$$

$$D_1 = \begin{vmatrix} -13,1 & 0,15 & -3,2 \\ 15,8 & 0,2 & -0,7 \\ 2,4 & 2,27 & -11,3 \end{vmatrix}$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} 1,12 & -13,1 & -3,2 \\ 2,66 & 15,8 & -0,7 \\ 1,1 & 2,4 & -11,3 \end{vmatrix}$$

$$D_3 = \begin{vmatrix} 1,12 & 0,15 & -13,1 \\ 2,66 & 0,2 & 15,8 \\ 1,1 & 2,27 & 2,4 \end{vmatrix}$$

$$\begin{aligned} D &= 1,12 \cdot 0,2 (-11,3) + 0,15 (-0,7) 1,1 + (-3,2) 2,66 \cdot 2,27 \\ &\quad - (-3,2) \cdot 0,2 \cdot 1,1 - 1,12 (-0,7) 2,27 - 0,15 \cdot 2,66 (-11,3) \\ &= -2,53 - 0,116 - 19,39 + 0,704 + 1,78 + 4,52 = -15,03 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_1 &= (-13,1) 0,2 (-11,3) + 0,15 (-0,7) 2,4 + (-3,2) 15,8 \cdot 2,27 \\ &\quad - (-3,2) 0,2 \cdot 2,4 - (-13,1) (-0,7) 2,27 - 0,15 \cdot 15,8 (-11,3) \\ &= 29,6 - 0,252 - 114,77 + 1,54 - 20,8 + 26,8 = -77,88 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_2 &= 1,12 \cdot 15,8 \cdot (-11,3) + (-13,1) (-0,7) 1,1 + (-3,2) 2,66 \cdot 2,4 \\ &\quad - (-3,2) 15,8 \cdot 1,1 - 1,12 (-0,7) 2,4 - (-13,1) 2,66 (-11,3) \\ &= -200 + 10,09 - 20,43 + 55,6 + 1,88 - 394 = -546,86 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_3 &= 1,12 \cdot 0,2 \cdot 2,4 + 0,15 \cdot 15,8 \cdot 1,1 + (-13,1) 2,66 \cdot 2,27 \\ &\quad - (-13,1) 0,2 \cdot 1,1 - 1,12 \cdot 15,8 \cdot 2,27 - 0,15 \cdot 2,66 \cdot 2,4 \\ &= 0,54 + 2,61 - 79,1 + 2,88 - 40,18 - 0,96 = -114,21 \end{aligned}$$

$$x = \frac{D_1}{D} = \frac{-77,88}{-15,03} = \underline{\underline{5,17}}$$

$$y = \frac{D_2}{D} = \frac{-546,86}{-15,03} = \underline{\underline{36,25}}$$

$$z = \frac{D_3}{D} = \frac{-114,21}{-15,03} = \underline{\underline{7,58}}$$

zu 3.)

$$D = \begin{vmatrix} 2 & -2,5 & 1,25 \\ 0,75 & 0 & 3,2 \\ 15,5 & 1,5 & 0,3 \end{vmatrix}$$

$$D_1 = \begin{vmatrix} -4 & -2,5 & 1,25 \\ 2 & 0 & 3,2 \\ 3 & 1,5 & 0,3 \end{vmatrix}$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} 2 & -4 & 1,25 \\ 0,75 & 2 & 3,2 \\ 15,5 & 3 & 0,3 \end{vmatrix}$$

$$D_3 = \begin{vmatrix} 2 & -2,5 & -4 \\ 0,75 & 0 & 2 \\ 15,5 & 1,5 & 3 \end{vmatrix}$$

$$\begin{aligned} D &= (-2,5)3,2 \cdot 15,5 + 1,25 \cdot 0,75 \cdot 1,5 - 2 \cdot 3,2 \cdot 1,5 - (-2,5) \cdot \\ &\quad 0,75 \cdot 0,3 \\ &= -124 + 1,406 - 9,6 + 0,413 = 131,78 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_1 &= (-2,5) \cdot 3,2 \cdot 3 + 1,25 \cdot 2 \cdot 1,5 - (-4) \cdot 3,2 \cdot 1,5 - (-2,5) \cdot 2 \cdot 0,3 \\ &= -24 + 3,75 + 19,2 + 1,5 = 0,45 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_2 &= 2 \cdot 2 \cdot 0,3 + (-4) \cdot 3,2 \cdot 15,5 + 1,25 \cdot 0,75 \cdot 3 \\ &\quad - 1,25 \cdot 2 \cdot 15,5 - 2 \cdot 3,2 \cdot 3 - (-4) \cdot 0,75 \cdot 0,3 \\ &\equiv 1,2 - 198,4 + 2,81 - 38,75 - 16 + 0,9 = \\ &\quad -248,24 \end{aligned}$$

$$D_3 = (-2,5)2 \cdot 15,5 + (-4) \cdot 0,75 \cdot 1,5 - 2 \cdot 2 \cdot 1,5 - (-2,5) \\ 0,75 \cdot 3 \\ = - 77,5 - 4,5 - 6 + 5,63 = - 82,37$$

$$x = \frac{D_1}{D} = \frac{0,45}{-131,78} = - \underline{\underline{0,00342}}$$

$$y = \frac{D_2}{D} = \frac{-248,24}{-131,78} = \underline{\underline{1,89}}$$

$$z = \frac{-82,37}{-131,78} = \underline{\underline{0,626}}$$

INGENIEUR- FERNSTUDIUM

KUTZSCHBACH/SCHWÄBE

VERSTÄRKER- TECHNIK

7

**HERAUSGEBER
INGENIEURSCHULE FÜR ELEKTRO-
TECHNIK MITTWEIDA**

1110-07/63

1963

ZENTRALSTELLE FÜR FACHSCHULAUSBILDUNG · BEREICH MASCHINENBAU, ELEKTROTECHNIK, LEICHTINDUSTRIE DRESDEN

Verstärkertechnik

Lehrbrief 7

von

Ing. Ernst Kutzschbach und Dipl.-Ing. Herbert Schwäbe
mit einem Beitrag von Helmut Reck

3. Auflage



Herausgeber:
Ingenieurschule für Elektrotechnik Mittweida

Alle Rechte vorbehalten

Nur für den internen Gebrauch im Ingenieur-Fernstudium

Gebühr DM 3,50 Ag 616/ 117 /63 Best-Nr. 1110-07/63

Inhaltsverzeichnis

	Seite
2.6 Allgemeine Daten des Transistors und die Exemplarstreuung	1
Lehrbeispiele	2
Übungen	5
2.7 Abhängigkeit der h-Parameter vom Arbeitspunkt	6
Lehrbeispiele	10
Übungen	12
Zusammenfassung 2.22 bis 2.7	12
3.0 Temperaturabhängigkeit der Transistoren	13
3.1 Temperaturabhängigkeit des Reststromes des Transistors	13
3.2 Die Verlustleistung in Abhängigkeit von der Kristall- und Umgebungstemperatur	15
3.3 Arbeitspunkt und Kollektorverlustleistung bei Erhöhung der Kristalltemperatur	22
Lehrbeispiele	24
3.4 Abhängigkeit der h-Parameter von der Temperatur	25
Lehrbeispiele	31
Übungen	32
3.5 Statische Stabilisierung	32
3.6 Dynamische Stabilisierung	37
Lehrbeispiele	43
Zusammenfassung 3.0 bis 3.6	44
4.0 Transistor-Verstärker für große Amplituden	45
4.1 NF-Verstärker	46
4.11 A-Verstärker mit Transformatorkopplung	46
4.12 A-Verstärker mit Widerstandskopplung	52

	Seite
Übung	57
4.13 Gegentakt-B-Verstärker	57
Übungen	61
Zusammenfassung 4.0 - 4.13	61
4.2 Hochfrequenzverstärkung und Lehrbeispiele	63
4.21 Ersatzschaltungen eines HF-Transistors und Berechnung der Leistungsverstärkung einer HF-Stufe ohne und mit Selektions- kreis	67
4.3 ZF-Verstärker mit Lehrbeispiel	77
4.4 Breitbandverstärker	87
Zusammenfassung 4.2 - 4.4	89
Lösungen	90

2.6 Allgemeine Daten des Transistors und die Exemplarstreueung

Im allgemeinen sind die Angaben in den Datenblättern für Transistoren auf die im Bild 40 angegebenen Pfeilrichtungen bezogen. Der Parameter h_{21} hat einen physikalisch negativen Wert, während die anderen Parameter, h_{11} , h_{12} , h_{22} , positiv sind. Für die von deutschen Firmen hergestellten Transistoren in Glasröhren mit kleiner Verlustleistung ($< 100 \text{ mW}$) gelten etwa folgende Zahlenwerte:

für die Basisschaltung: $h_{11} = 10 \dots 80 \Omega$
 $h_{12} = 2 \cdot 10^{-4} \dots 30 \cdot 10^{-4}$
 $h_{21} = -0,95 \dots -0,99$
 $h_{22} = 0,5 \cdot 10^{-6} \dots 2,5 \cdot 10^{-6} \text{s}$

für die Emitterschaltung: $h'_{11} = 200 \dots 8000 \Omega$
 $h'_{12} = 0,5 \cdot 10^{-4} \dots 60 \cdot 10^{-4}$
 $h'_{21} = 20 \dots 100$
 $h'_{22} = 100 \cdot 10^{-6} \dots 50 \cdot 10^{-6} \text{s}$

für die Kollektorschaltung: $h''_{11} = 200 \dots 8000 \Omega$
 $h''_{12} \approx 1$
 $h''_{21} = -20 \dots -100$
 $h''_{22} = 100 \cdot 10^{-6} \dots 50 \cdot 10^{-6} \text{s}$

Sogenannte "Leistungstransistoren" sind teilweise niedrigohmig, jedoch ist die Stromstärkung dieselbe.

Unter Exemplarstreuung der Transistoren versteht man die Verschiebung der Kennlinien der einzelnen Exemplare eines Transistors gegenüber einem mittleren Kennlinienfeld. Die Verlagerung des Arbeitspunktes beim Auswechseln von Trans-

sistoren nennt man statische Streuung. Die Änderung der Verstärkung sowie die Änderung des Wechselstromwiderstandes am Eingang und Ausgang beim Auswechseln von Transistoren nennt man dynamische Streuung. Die Änderung der dynamischen Streuung ist von dem durch die statische Streuung eingestellten Arbeitspunkt abhängig.

Lehrbeispiel 1

Ein Flächentransistor soll für einen bestimmten Arbeitspunkt in Basisschaltung folgende h-Parameter haben:

$$h_{11} = 100 \Omega, h_{12} = 10^{-3}, h_{21} = -0,95, h_{22} = 10^{-6} \text{ s.}$$

Berechnen Sie die h' - und h'' -Parameter der Emitter- und Kollektorschaltung !

Aus den Formeln der Tafel 2 ergeben sich die folgenden Werte:

$$1 + h_{12} = 1 - 0,95 = 0,05; \quad Ah = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} \\ = 100 \cdot 10^{-6} + 0,95 \cdot 10^{-3} = 10,95 \cdot 10^{-4}$$

$$h'_{11} = h''_{11} \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}} \approx \frac{100}{0,05} \approx 2 \cdot 10^3 \Omega$$

$$h'_{22} = h''_{22} \approx \frac{h_{22}}{1 + h_{21}} \approx \frac{10^{-6}}{0,05} \approx 20 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$h'_{21} \approx \frac{-h_{21}}{1 + h_{21}} \approx \frac{0,95}{0,05} \approx 19$$

$$h''_{21} \approx \frac{-1}{1 + h_{21}} \approx \frac{-1}{0,05} \approx -20$$

$$h'_{12} \approx \frac{Ah - h_{12}}{1 + h_{21}} \approx \frac{10,95 \cdot 10^{-4} - 10^{-3}}{0,05}$$

$$= 19 \cdot 10^{-4} ; \quad h'_{12} \underset{=====}{\underset{=} \approx} 1$$

Lehrbeispiel 2

1.) Ein Transistor OC 811 habe für einen bestimmten Arbeitspunkt in Emitterschaltung die Parameter:

$$\begin{aligned} h'_{11} &= 2 \cdot 10^3 \Omega \\ h'_{12} &= 16,7 \cdot 10^{-4} \\ h'_{21} &= 45 \\ h'_{22} &= 100 \cdot 10^{-6} \text{ s} \end{aligned}$$

- a) Wie groß sind die Stromverstärkung, die Spannungsverstärkung, die Leistungsverstärkung und der Eingangswiderstand des Transistors für einen Belastungswiderstand $R_a = 1000 \Omega$?
- b) Wie groß ist der Ausgangswiderstand, wenn der innere Widerstand der Stromquelle $R_i = 3500 \Omega$ beträgt?
- c) Wie groß ist die Leistungsverstärkung des Transistors bei angepaßtem Eingangs- und Ausgangswiderstand bzw. nur bei angepaßtem Eingangswiderstand?

1a) Stromverstärkung $\alpha' = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h'_{21}}{1 + h'_{22} \cdot R_a}$
nach Gl. (29)

$$= \frac{45}{1 + 100 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3} = 40,9 \underset{=====}{\underset{=} \approx}$$

Spannungsverstärkung $\beta' = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h'_{21} \cdot R_a}{h'_{11} + A'h \cdot R_a}$
nach Gl. (30)

$$A'h = h'_{11} h'_{22} - h'_{12} h'_{21} = 2 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}$$

$$- 16,7 \cdot 10^{-4} \cdot 45 = 0,125$$

$$\beta' = \frac{45 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 0,125 \cdot 10^3} = - \frac{21,1}{1 + 0,125} \quad \text{Man beachte das Vorzeichen!}$$

$$\text{Leistungsverstärkung } \gamma' = - d' \cdot \beta' = 40,9 \cdot 21,1 = \frac{863}{100}$$

nach Gl. (33)

Man beachte das Vorzeichen!

$$\text{Eingangswiderstand } r'_e = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h'_{11} + d'h \cdot R_a}{1 + h'_{22} \cdot R_a}$$

nach Gl. (31)

$$= \frac{2 \cdot 10^3 + 0,125 \cdot 10^3}{1 + 100 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3} = \frac{1,932 \cdot 10^3}{1000000} \Omega$$

$$1b) \text{ Ausgangswiderstand } r'_a = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h'_{11} + R_1}{d'h + h'_{22} \cdot R_1}$$

nach Gl. (32)

$$= \frac{2 \cdot 10^3 + 3,5 \cdot 10^3}{0,125 + 100 \cdot 10^{-6} \cdot 3,5 \cdot 10^3} = \frac{11,45 \cdot 10^3}{1000000} \Omega$$

- 1c) Zuerst sind hier gemäß Gl. (36) und (37) die optimalen Widerstände R_1 und R_a zu berechnen:

$$R_{1 \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h'_{11} \cdot d'h}{h'_{22}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^3 \cdot 0,125}{100 \cdot 10^{-6}}} = \frac{1,582 \cdot 10^3}{1000000} \Omega$$

$$R_{a \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h'_{11}}{h'_{22} \cdot d'h}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^{-6} \cdot 0,125}} = \frac{12,65 \cdot 10^3}{1000000} \Omega$$

Leistungsverstärkung bei angepaßtem Eingangs- und Ausgangswiderstand nach Gl. 5)

$$\frac{N_a}{N_{a \text{ max}}} = \left(\frac{h'_{21}}{\sqrt{A'h} + \sqrt{h'_{11}h'_{22}}} \right)^2$$

$$= \left(\frac{45}{\sqrt{0,125} + \sqrt{2 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}} \right)^2 = \frac{3160}{====}$$

Leistungsverstärkung nur bei angepaßtem Eingangswiderstand
 $r_e = R_i = 1,937 \cdot 10^3 \Omega$ nach Gl. (34)

$$\frac{N_a}{N_{a \text{ max}}} = \frac{4 \cdot R_i \cdot R_a \cdot h'_{21}^2}{[R_i (1 + h'_{22} \cdot R_a) + h'_{11} + A'h \cdot R_a]^2}$$

$$= \frac{4 \cdot 1,937 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \cdot 45^2}{[1,937 \cdot 10^3 (1+100 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3) + 2 \cdot 10^3 + 0,125 \cdot 10^3]^2}$$

$$= \frac{863}{====}$$

Sie erkennen, daß dieser Wert vom Ergebnis der Leistungsverstärkung der Aufgabe 1 a nicht abweicht.

Übungen 1 und 2

- 1.) Ein Transistor habe für einen bestimmten Arbeitspunkt in Basisschaltung folgende h-Parameter:

$$h_{11} = 22 \Omega$$

$$h_{12} = 7 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21} = -0,98$$

$$h_{22} = 0,8 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

Berechnen Sie die h' - und h'' - Parameter für die Emitter- und Kollektorschaltung !

- 2.) Wie groß sind die Stromverstärkung, die Spannungsverstärkung und die Leistungsverstärkung bei kleinen Amplituden für den Transistor der 1. Aufgabe bei angepaßtem Eingangs- und Ausgangswiderstand $r_e = R_i$ und $r_a = R_a$ in Basis-, Emitter- und Kollektorschaltung ?

2.7 Abhängigkeit der h-Parameter vom Arbeitspunkt

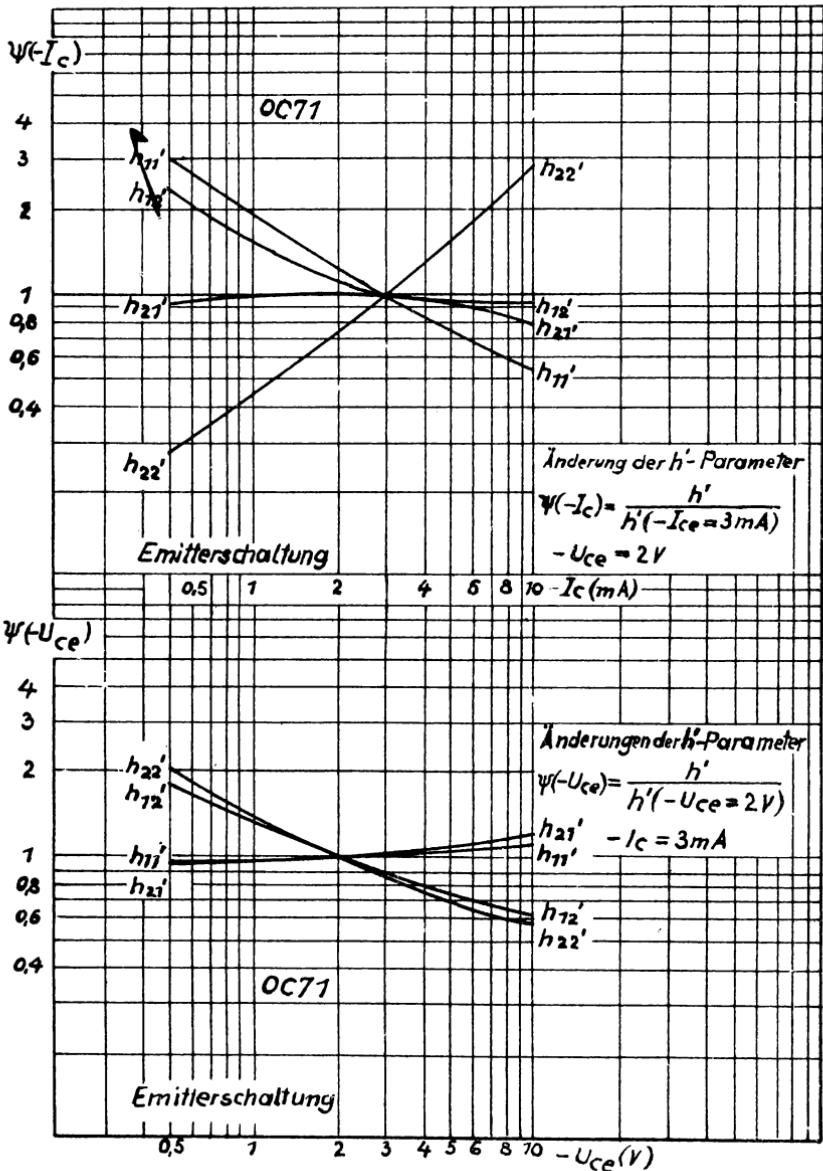
Die Ursache für die Abhängigkeit der h-Parameter vom Arbeitspunkt beruht auf der Krümmung der statischen Kennlinien. Die Änderung ist aus den Kennlinien qualitativ erkennbar. Für Berechnungen zeigt Bild 51 die Änderung der h' -Parameter (dynamische Kenndaten) eines OC 71 als Funktion der Kollektorspannung U_{ce} und des Kollektorstromes I_{ce} , bezogen auf den Arbeitspunkt - $U_{ce} = 2$ V und - $I_{ce} = 3$ mA.

Gemäß Gl. (33) ist die Leistungsverstärkung in Emitter-schaltung:

$$\gamma' = \frac{h'^2_{21} \cdot R_a}{(1 + h'^2_{22} R_a) (h'^2_{11} + R_a \cdot A'h)} \quad (33)$$

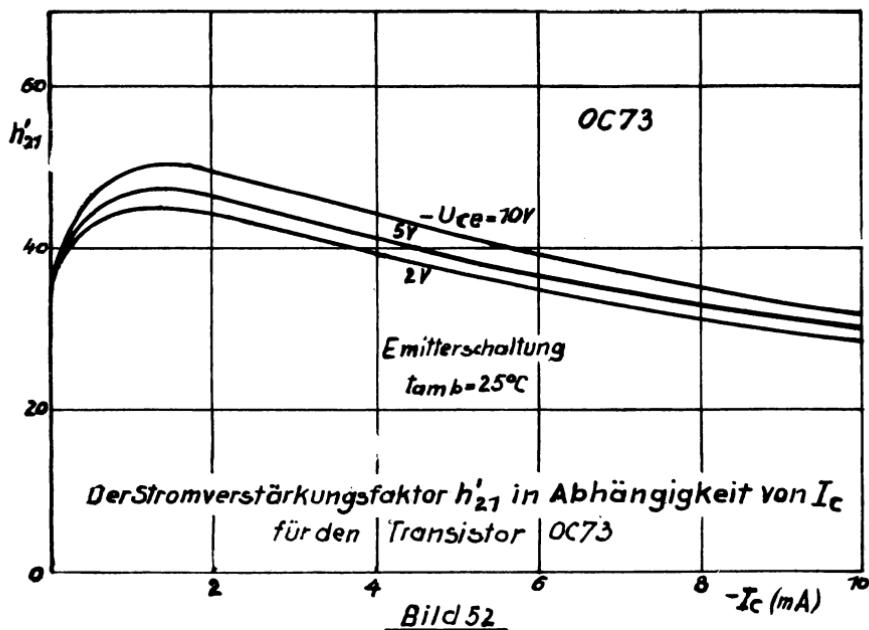
Der Parameter h'^2_{21} ist, wie Sie aus Bild 51 errechnen können, praktisch spannungsunabhängig, aber starker stromabhängig. Dieser Parameter hat einen großen Einfluß auf die Leistungsverstärkung, da er in obengenannter Gl. (33) im Zähler quadratisch auftritt.

Die Bilder 52 und 53 zeigen den Stromverstärkungsfaktor $\alpha' = h'^2_{21}$ in Abhängigkeit vom Kollektorstrom I_c mit einem oder mehreren Werten der Kollektorspannung - U_{ce} als Para-

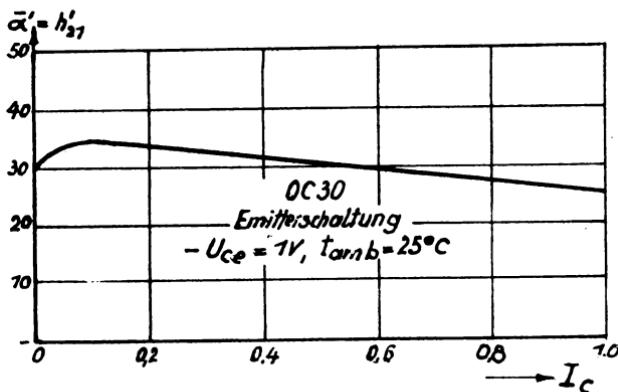


Dynamische Kenndaten eines OC71 in Emitterschaltung (h'-Parameter) als Funktion der Kollektorspannung U_{ce} u. des Kollek. Str. I_c Bild 51

meter für die Transistoren OC 73 und OC 30, woraus Sie sehen, daß der Wert h'_{21} von einem Maximum aus mit größer werdendem Kollektorstrom flach abfällt. Man wählt den Arbeitspunkt zweckmäßigerweise im Scheitel der Kurve, damit Stromänderungen in der Umgebung des Scheitels der Kurve nur geringe h'_{21} - Änderungen bewirken. Man berücksichtigt ferner einen Sicherheitsabstand, um durch die Umgebungs-temperatur (Abnahme des Kollektorstromes) nicht in das Gebiet des h'_{21} - Abfallen hineinzukommen.



In den Bildern ist t_{amb} die Umgebungstemperatur (amb kommt aus dem Englischen und heißt Umgebung).



Der Stromverstärkungsfaktor h_{21} in Abhängigkeit von I_c für den Transistor OC 30

Bild 53

Die Summanden der beiden Klammerausdrücke im Nenner der Gl. (33) haben meist dieselbe Größenordnung. Bild 51 zeigt auch, daß h'_{11} und h'_{22} angenähert einen reziproken Verlauf besitzen und daher eine Kompensation eintritt. Die gleichzeitigen Parameteränderungen kann man nicht vollständig übersehen, da sich die Determinante $\Delta' h$ als Differenzgröße stark ändert und sogar das Vorzeichen wechselt.

Ferner ist bei der Wahl des Arbeitspunktes des Transistors zu berücksichtigen, daß die Eingangskennlinie bei kleinen Strömen stärker gekrümmt ist als bei großen. Um eine starke Änderung des dynamischen Eingangswiderstandes bei kleinen Arbeitspunktänderungen zu vermeiden, verlegt man den Arbeitspunkt in den geradlinigen Teil der Kennlinie nach Bild 43 bzw. 43 a.

Die folgende Berechnung zeigt, welchen Arbeitspunkt man für die Leistungsverstärkung kleiner Amplituden wählen muß, ohne daß die Leistungsverstärkung stark absinkt.

Lehrbeispiele 3, 4 und 5

3.) Die h' - Parameter haben für den Arbeitspunkt 2 V/3 mA des Bildes 51 die Werte

$$h'_{11} = 850 \Omega, h'_{12} = 7,0 \cdot 10^{-4}, \quad h'_{21} = 50,$$

$$h'_{22} = 100 \cdot 10^{-6} \text{ s}; \quad \text{hieraus folgt:}$$

$$\Delta' h = h'_{11} h'_{22} - h'_{12} h'_{21} = 850 \cdot 100 \cdot 10^{-6} - 7,0 \cdot 10^{-4} \cdot 50 = 0,05$$

Für einen Lastwiderstand $R_a = 10 \text{ k}\Omega$ und den obengenannten Arbeitspunkt hat gemäß Gl. (33) die Leistungsverstärkung den Wert:

$$\gamma' = \frac{50^2 \cdot 10^4}{(1 + 100 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) (850 + 10^{-4} \cdot 0,05)}$$
$$= 9,25 \cdot 10^3; \quad 10 \lg 9,25 \cdot 10^3 = 39,66 \text{ dB}$$
$$=====$$

4.) Für $I_c = 0,4 \text{ mA}$ ergeben sich aus Bild 51 die h' - Parameter:

$$h'_{11} = \psi_{11} \cdot 850 = 3 \cdot 850 = 2550 \Omega$$

$$h'_{12} = \psi_{12} \cdot 7,0 \cdot 10^{-4} = 2,4 \cdot 7,0 \cdot 10^{-4} = 16,8 \cdot 10^{-4}$$

$$h'_{21} = \psi_{21} \cdot 50 = 0,95 \cdot 50 = 47,5$$

$$h'_{22} = \psi_{22} \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 0,28 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 28 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta'h = 2,55 \cdot 10^3 \cdot 28 \cdot 10^{-6} - 16,8 \cdot 10^{-4} \cdot 47,5 = -0,0087$$

Die Leistungsverstärkung hat den Wert:

$$\gamma' = \frac{47,5^2 \cdot 10^4}{(1 + 28 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-4}) (2,55 \cdot 10^3 - 10^4 \cdot 0,0087)}$$
$$= 7,15 \cdot 10^3; 10 \lg 7,15 \cdot 10^3 = \underline{\underline{38,55 \text{ dB}}}$$

h'_{11} und h'_{22} haben, wie oben erwähnt, einen angenäherten reziproken Verlauf, denn für 3.) ergibt sich für das Produkt $h'_{11} h'_{22} = 0,085$ und für 4.) $h'_{11} h'_{22} = 0,0713$. Der Wert des Zählers bleibt angenähert konstant, während der Nenner von 2700 auf 3150 wächst.

Die Leistungsverstärkung sinkt von 39,66 auf 38,55 dB.

5.) Für eine von $U_{ce} = 2 \text{ V}$ auf $U_{ce} = 0,5 \text{ V}$ verminderte Kollektorspannung ergeben sich aus Bild 51 die h-Parameter:

$$h'_{11} = \psi_{11} \cdot 850 = 0,93 \cdot 850 = 790 \Omega$$

$$h'_{12} = \psi_{12} \cdot 7,0 \cdot 10^{-4} = 1,85 \cdot 7,0 \cdot 10^{-4} = 12,95 \cdot 10^{-4}$$

$$h'_{21} = \psi_{21} \cdot 50 = 0,93 \cdot 50 = 46,5$$

$$h'_{22} = \psi_{22} \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 200 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta'h = 790 \cdot 200 \cdot 10^{-6} - 12,95 \cdot 10^{-4} \cdot 46,5$$

$$= 0,098 = h'_{11} h'_{22} - h'_{12} h'_{21}$$

$$\gamma' = \frac{46,5^2 \cdot 10^4}{(1 + 200 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) (790 + 10^4 \cdot 0,098)}$$

$$= 4,1 \cdot 10^3; 10 \lg 4,1 \cdot 10^3 = 36,08 \text{ dB}$$

h'_{11} und h'_{22} haben jetzt keinen reziproken Verlauf, denn das Produkt hat die Werte $h'_{11} h'_{22} = 0,085$ (bzw. 0,158).

Der Wert des Zählers bleibt wiederum annähernd konstant, der des Nenners steigt von 2700 auf 5310 an, und die Leistungsverstärkung fällt stärker ab als im vorigen Fall, und zwar von 39,66 auf 36,08 dB.

Übung 3

Berechnen Sie die Leistungsverstärkung γ' für den Transistor OC 71 nach Bild 51, wenn a) der Kollektorstrom I_c auf 6 mA und b) die Kollektorspannung U_{ce} auf 6 V erhöht wird!

Der Lastwiderstand beträgt wie in den Lehrbeispielen 3, 4 und 5 $R_a = 10^4 \text{ k}\Omega$.

Zusammenfassung 2.22 - 2.7

Lineare Vierpole können durch 4 verschiedene Gleichungspaare dargestellt werden, und zwar in der Widerstands-, Ketten- und h-Form. Für die Berechnung von Transistoren hat sich die Verwendung der h-Matrizen als zweckmäßig erwiesen. Die h-Parameter stellen bestimmte Eigenschaften des Transistor-Vierpols dar und können aus den Kennlinienfeldern als Differentialquotienten unmittelbar abgelesen werden. Es können auch die Ersatzschaltbilder der drei

Grundschaltungen, der Basis-, Emitter- und Kollektorschaltung, für die Berechnung verwendet werden. Für die Berechnung von Transistor-Verstärkern mit kleinen Amplituden ist der mathematische Zusammenhang der h-Parameter für einen ein- und ausgangsseitig abgeschlossenen Vierpol hinsichtlich Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung sowie Eingangs- und Ausgangswiderstand dargestellt worden. Hierzu ist auch der mathematische Zusammenhang der h-, h'- und h'' - Parameter nötig. Für Flächentransistoren sind die Werte dieser Parameter in ihrer gebräuchlichsten Form angegeben. Die Exemplarstreuung ist die Streuung der h-Parameter im Kennlinienfeld. Die Leistungsverstärkung eines Transistors, die von den h-Parametern abhängig ist, ist für einen bestimmten Arbeitspunkt bestimmt worden. Ebenso wurden die optimalen Werte für die Kollektorspannung und den Kollektorstrom anhand der dynamischen Kennlinie ermittelt, bei welchen die Leistungsverstärkung noch nicht beträchtlich abgesunken ist.

3.0 Temperaturabhängigkeit der Transistoren

3.1 Temperaturabhängigkeit des Reststromes des Transistors

Der Reststrom eines Transistors ist der Kollektorstrom bei galvanisch offenem Steuercircus. Bild 54 und 55 zeigen die zugehörigen Meßschaltungen für die Basis- und die Emitterschaltung. Der Kollektorstrom der Basisschaltung beträgt:

$$I_c = I_{co} + \overline{\alpha} \cdot I_e ; \quad I_{co} = I_c (I_e = 0) \quad (38)$$

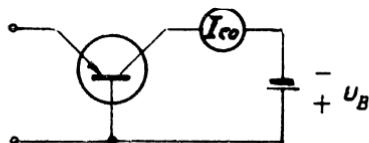
$$\overline{\alpha} = h_{21} \text{ (Stromverstärkungsfaktor der Basis- schaltung)}$$

und derjenige der Emitterschaltung:

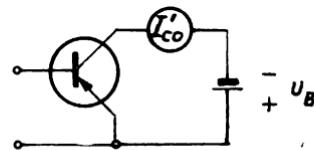
$$I_c = I'_{co} + \bar{\alpha}' \cdot I_b ; \quad I'_{co} = I_c \quad (I_b = 0) \quad (39)$$

$$\bar{\alpha}' = h'_{21} \quad (\text{Stromverstärkungsfaktor der Emitterschaltung})$$

Dabei stellen I_{co} und I'_{co} die Restströme und I_e bzw. I_b die Steuerströme dar, die mit den Stromverstärkungsfaktoren $\bar{\alpha}$ und $\bar{\alpha}'$ für große Amplituden multipliziert werden.



*Meßschaltung für den Reststrom I_{co} der Basissschaltung
Bild 54*



*Meßschaltung für den Reststrom I'_{co} der Emitterschaltung
Bild 55*

Vgl. Rint IV, S. 117 ff.

Für die meistens verwendete Emitterschaltung beträgt der Reststrom etwa das Fünfzigfache des Reststromes der Basissschaltung. Die Temperaturabhängigkeit des Reststromes wird durch die Gleichung

$$I_{co}(t_j) = I_{co}(25^\circ\text{C}) \cdot e^{K(t_j - 25^\circ\text{C})} \quad (40)$$

dargestellt. Hierbei sind

$I_{co}(25^\circ\text{C})$ = Reststrom bei 25°C und t_j die mittlere Kri-

stalltemperatur. Für sehr kleine Verlustleistung tritt praktisch keine Eigenerwärmung des Transistors ein. In diesem Fall ist die Kristalltemperatur t_j gleich der Umgebungstemperatur t_{amb} . Die Bezeichnungen j und amb sind englische Ausdrücke und bedeuten $j = junction$ und $amb = ambient$. K ist das Maß für die Temperaturabhängigkeit. Bild 56 zeigt, daß K temperaturabhängig ist. Für Überschlagsrechnungen verwendet man $K \sim 0,07$, d.h., für $10^\circ C$ Temperaturerhöhung mit $e^{10 \cdot 0,07} \approx 2$ verdoppelt sich der Reststrom. Für moderne Transistoren können Werte K bis 0,09 zugelassen werden, und für den Transistor OC 76 errechnet sich im Bereich um $30^\circ C$ nach Bild 56 ein Wert $K \approx 0,085$.

Aus Bild 56 entnehmen Sie für $t_j = 30^\circ C$ den Wert $\chi \approx 1,5$. Gl. (40) schreiben Sie nun:

$$\frac{I_{co}(t_j)}{I_{co}(25^\circ)} = \chi = e^{K(t_j - 25^\circ)} = 1,53 \quad (40a)$$

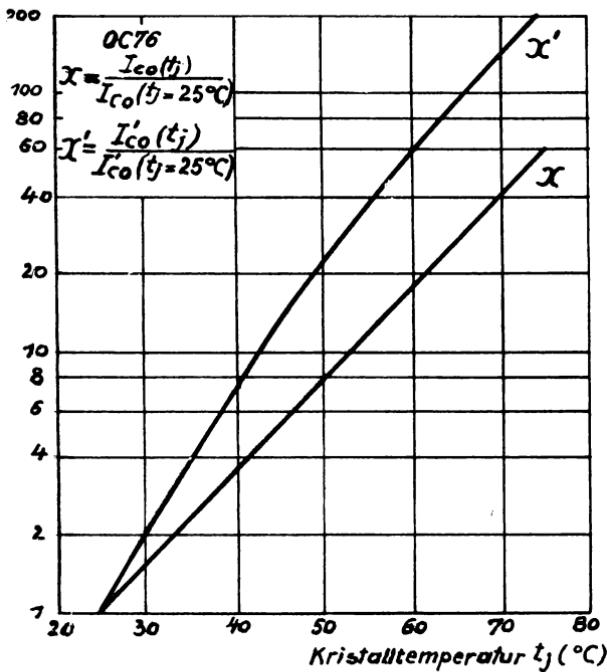
Hieraus ergibt sich

$$K = \frac{1}{30 - 25} \ln 1,53 = 0,2 \cdot 23 \cdot 0,184 \approx 0,085$$

Durch die Änderung des temperaturabhängigen Reststromes I_{co} verschiebt sich der Arbeitspunkt des Transistors auf den Kennlinien. Es verändern sich im statischen Kennlienfeld nach Bild 43 die h' - Parameter, so daß diese also Funktionen der Temperatur sind.

3.2 Die Verlustleistung in Abhängigkeit von der Kristall- und Umgebungstemperatur

Für die Temperaturabhängigkeit der Transistoren müssen 2



Relative Änderung von I_{c0} und I'_{c0} des Transistors
DC76
Bild 56

Fälle unterschieden werden:

1. Mit der Temperatur ändert sich der Arbeitspunkt. Die Anordnung bleibt stabil, und die zugelassene Verlustleistung wird nicht überschritten.
2. Mit der Temperatur ändert sich der Arbeitspunkt. Die Anordnung ist unstabil. Es erhöhen sich die Verlust-

leistung sowie die Kristalltemperatur laufend, bis sich der Transistor selbst zerstört.

Die Kristalltemperatur t_j wird durch die Umgebungstemperatur t_{amb} und die durch die inneren elektrischen Transistorverluste N_c (Kollektorverlustleistung) erzeugte Eigenerwärmung bestimmt:

$$t_j = t_{amb} + t_u (N_c)$$

Hierbei ist $t_u (N_c)$ die Übertemperatur des Kristalles für die Verlustleistung N_c . Um wieviel Grad sich durch eine bestimmte Verlustleistung die Kristalltemperatur über der Umgebungstemperatur einstellt, ist von der Kühlung abhängig. Für den stabilen Fall stellt sich ein thermisches Gleichgewicht zwischen der erzeugten und der nach außen abgeführten Wärmemenge ein. Jede Erhöhung der Kristalltemperatur nach Gl. (40) bewirkt eine Erhöhung des Reststromes I_{co} bzw. I'^{co} , so daß die Verlustleistung steigt. Es kann daher der Fall eintreten, daß sich kein Gleichgewichtszustand einstellt, d.h., es steigern sich Kristalltemperatur t_j und Verlustleistung N_c bis zur Zerstörung des Transistors.

Das Maß für die Temperaturerhöhung durch die Kollektorverlustleistung N_c ist der Wärmewiderstand χ :

$$\chi = \frac{t_j - t_{amb}}{N_c} \quad (41)$$

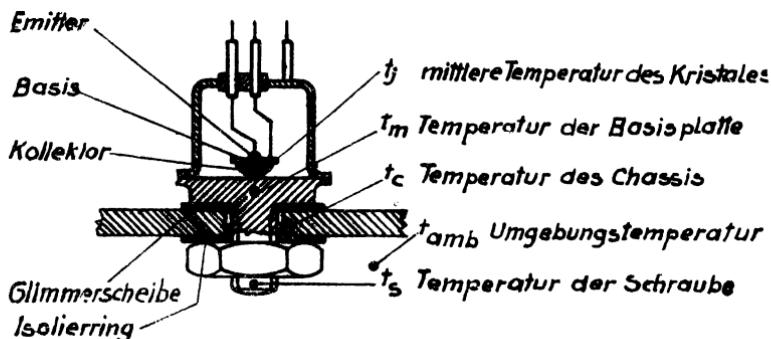
Die Gleichung stellt eine Näherung dar, die für Verstärker meistens ausreicht. Genauer genommen müßte auch die Verlustleistung des Steuerstromes berücksichtigt werden. Für Transistoren im Glasröhren liegt χ etwa zwischen 0,5 und 0,25° C/mW. Bei einer maximalen Kristalltemperatur

von 65° C und einer maximalen Umgebungstemperatur von 45° C beträgt die Verlustleistung N_c etwa 40 ... 80 mW.

Bei Leistungstransistoren muß eine Reihenschaltung von Wärmewiderständen in die Gl. (41) eingesetzt werden, die für den Transistor OC 16 Bild 57 zeigt. Die Wärmemenge fließt bei der dargestellten isolierten Montage über Basisplatte, die aus Kupfer besteht, über Schraube, Mutter und Isolierscheibe in das Chassis ab. Der gesamte thermische Widerstand in Reihenschaltung beträgt:

$$\chi = \chi_m + \chi_i + \chi_h , \quad (42)$$

entsprechend den Temperaturdifferenzen $t_j - t_m$, $t_m - t_c$ und $t_c - t_{amb}$.



Aufbau eines Leistungstransistors OC16

Bild 57

Die zulässige Verlustleistung im Bereich bis zur maximalen Kristalltemperatur $t_{j\ max}$ ergibt sich aus Gl. (41):

$$N_c = \frac{t_j - t_{amb}}{\chi} \quad (41\ a)$$

Vom Hersteller werden oft für die Baueinheit, d.i. Transistor, Mutter und Isolation, die thermischen Widerstände χ_m und χ_i angegeben, so daß noch der von der Montage und Kühlung abhängige Wert χ_h bestimmt werden muß. Aus Tafel 4 entnehmen Sie Anhaltspunkte für den Wärmewiderstand χ_h bei verschiedenen Betriebsbedingungen. Der Kollektor ist oft mit dem Metallgehäuse verbunden. Der ganze Transistor wird mit dem Flansch auf die Kühlfläche aufgeschraubt. Die große Auflagefläche gewährleistet eine gute Wärmeabfuhr. Sofern eine Isolation zwischen Kollektor und Chassis erforderlich ist, wird eine dünne Glimmerscheibe dazwischengelegt.

Tafel 4 Wärmewiderstand χ_h für verschiedene Betriebsbedingungen

Größe des Kühlbleches	bei horizontaler Aufst.		bei vertik. Auf- stellung geschwärzt	Ein- heit
	blank	geschwärzt		
9 cm x 20 cm	5,5	3,5	3,2	°C/W
18 cm x 18 cm	3,6	2,8	2,7	°C/W

Oft gibt der Hersteller auch den Wert der Summe $\chi = \chi_m + \chi_i$ an, wobei gemäß Gl. (42) vorausgesetzt ist, daß χ_h Null ist. Zu diesem Wert χ muß gemäß obiger Tafel 4 χ_h addiert werden. Für den Transistor OC 16 gibt man $\chi = \chi_m + \chi_i = 2,5$ °C/W an. Eine Isolation durch eine

dünne Glimmerscheibe zwischen Kollektor und Chassis erhöht den Wärmewiderstand χ_i um etwa $0,7^\circ\text{C}/\text{W}$.

Ist der Widerstand χ_s zwischen Basisplatte und Schraubenkopf, der aus der Bolzenabmessung und der Wärmeleitfähigkeit des Materials bestimmt werden kann, bekannt, so können Sie durch Messung der Temperatur t_s am Schraubenkopf für eine bestimmte Kollektorleistung den Wärmewiderstand χ_h außerdem aus folgender Gleichung bestimmen:

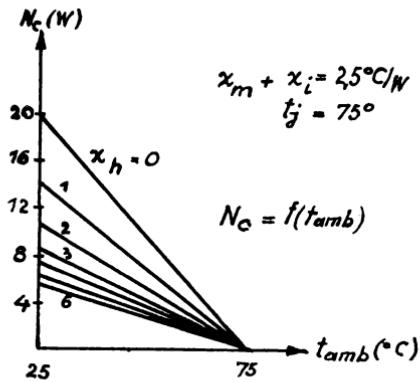
$$\chi_h = \frac{t_s - t_{amb}}{\frac{N_c}{F}} - (\chi_i - \chi_s) \quad (43)$$

Manchmal wird auch die Größe der Kühlfläche vorgeschrieben; dann bezieht sich der gesamte Wert χ auf diese.

Nach einer anderen Gleichung kann man ebenfalls χ_h bestimmen, wenn die effektive Kühloberfläche F und die Wärmeleitfähigkeit δ bekannt sind:

$$\chi_h = \frac{1}{\delta \cdot F} \quad (44)$$

Aus den χ_h -Werten der Tafel 4 lassen sich mit Gl. (44) die zugehörigen Werte δ ermitteln. Bild 58 zeigt die zulässige Verlustleistung eines OC 16 in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, wobei χ_h als Parameter eingezeichnet ist.



Abhängigkeit der zulässigen Verlustleistung N_c eines OC16 von der Umgebungstemperatur t_{amb}

Bild 58

Lehrbeispiel 6 und 7

6.) Für einen Transistor ist listenmäßig der Wärmewiderstand $\chi = \chi_m + \chi_i = 3,0\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ angegeben. Zur Isolierung ist zwischen Kollektor und Basis eine Glimmerscheibe eingefügt, die den Wärmewiderstand χ_i um $0,8\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ erhöht. Die Größe des blanken Kühlbleches in horizontaler Aufstellung, an dem der Transistor angeschraubt ist, beträgt etwa $18\text{ cm} \times 18\text{ cm}$.

Wie groß ist die Kristalltemperatur t_j , wenn die Verlustleistung $N_c = 2\text{ W}$ und die Umgebungstemperatur $t_{amb} = 25^{\circ}$ betragen?

Lösung mit Gl. (41) und (42):

$$\chi = \chi_m + \chi_i = 3,0 + 0,8 = 3,8\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}; \text{ nach Tafel 4:}$$

$$\chi_h = 3,6^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$\chi_{\text{ges}} = \chi_m + \chi_i + \chi_h = 3,8 + 3,6 = 7,4^\circ/\text{W}$$

$$t_j = \chi_{\text{ges}} \cdot N_c + t_{\text{amb}} = 7,4 \cdot 2 + 25 = \underline{\underline{39,8^\circ}}$$

7.) Für den Transistor OC 811 sind lt. Herstellerliste gegeben:

$$\begin{aligned} \text{Wärmewiderstand bei ruhender Luft } \chi &= \chi_m + \chi_i + \chi_h \\ &= 1,2^\circ\text{C}/\text{mW} \end{aligned}$$

$$\text{Kristalltemperatur } t_{j \max} = 65^\circ\text{C}$$

$$\text{Umgebungstemperatur } t_{\text{amb max}} = 45^\circ\text{C}$$

a) Wie groß ist die Übertemperatur des Kristalles ?

$$\text{Lösung: } t_u = t_{j \max} - t_{\text{amb max}} = 65 - 45 = \underline{\underline{20^\circ\text{C}}}$$

b) Wie groß ist die maximale Verlustleistung ?

$$\text{Lösung: } N_{c_{\max}} = \frac{t_{j \max} - t_{\text{amb}}}{\chi} = \frac{65 - 45}{1,2} = \underline{\underline{16,5 \text{ mW}}}$$

3.3 Arbeitspunkt und Kollektorverlustleistung bei Erhöhung der Kristalltemperatur

Die Abhängigkeit der Kollektorverlustleistung von der Kristalltemperatur kann angenähert durch eine lineare Gleichung dargestellt werden:

$$N_c = N_{c_A} + \lambda \cdot \Delta t_j \quad (45)$$

Gl. (45) stellt eine Gerade dar, wie Bild 59 zeigt.

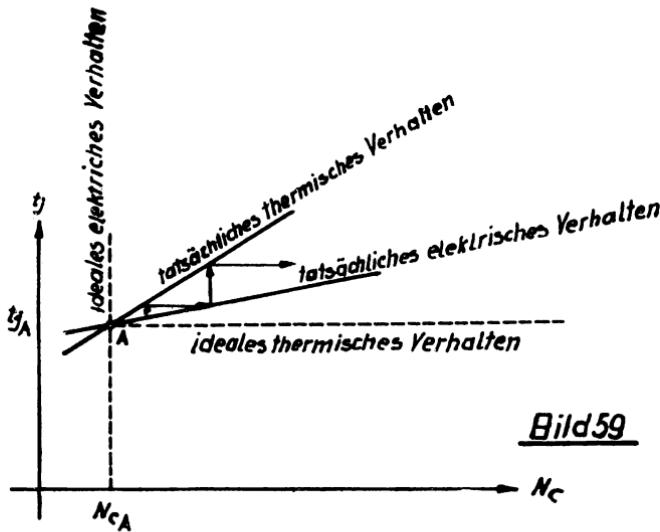


Bild 59

Zusammenhang zwischen Kristalltemperatur t_j und Verlustleistung N_c

λ ist hierin von den Stabilisierungsmaßnahmen abhängig.

Δt_j ist die Temperaturdifferenz ($t_j - t_{j_A}$), d.h. die Differenz zwischen der Temperatur eines beliebigen Punktes und derjenigen des Punktes A. Für konstante Umgebungs-temperatur ergibt sich nach Differentiation der Gl. (41)

$$\text{eine \underline{thermische} Beziehung: } \frac{dN_c}{dt_j} = \frac{1}{\lambda} \quad (46)$$

und nach Differentiation der Gl. (45)

$$\text{eine \underline{elektrische} Beziehung: } \frac{dt_j}{dN_c} = \frac{1}{\lambda} \quad (47)$$

Im Bild 59 ist die Kristalltemperatur t_j über der Verlustleistung N_c aufgetragen. Die beiden Gleichungen (46) und (47) sind durch zwei Gerade mit den Steigungen χ und $\frac{1}{\lambda}$ durch den Punkt A dargestellt. Die Gerade I besitzt die Steigung χ , die Gerade II die Steigung $\frac{1}{\lambda}$. Eine Erhöhung der Umgebungstemperatur verschiebt den Arbeitspunkt A nach rechts längs der Geraden mit der Steigung $\frac{1}{\lambda}$. Dazu gehört aber thermisch ein Punkt, der senkrecht darüber auf der Geraden mit der Steigung χ liegt (senkrechter Pfeil). Dieser Temperatur entspricht wieder eine größere Verlustleistung N'_c (horizontaler Pfeil). Man erkennt, daß die Temperatur sich dadurch erhöht. Die Schaltung ist thermisch unstabil. Thermische Stabilität ist nur vorhanden, wenn die Neigung der "thermischen" Geraden kleiner ist als die der "elektrischen".

Es gilt:

$$\left(\frac{dt_j}{dN_c} \right)_1 < \left(\frac{dt_j}{dN_c} \right)_2 \quad (48)$$

thermisch elektrisch

sowie nach Multiplikation der Gl. (46) und (47) das Stabilitätskriterium $\chi \cdot \lambda < 1$ (49)

Veranschaulichen Sie sich das selbst, indem Sie entsprechende Geraden in Bild 59 eintragen !

Lehrbeispiel 8

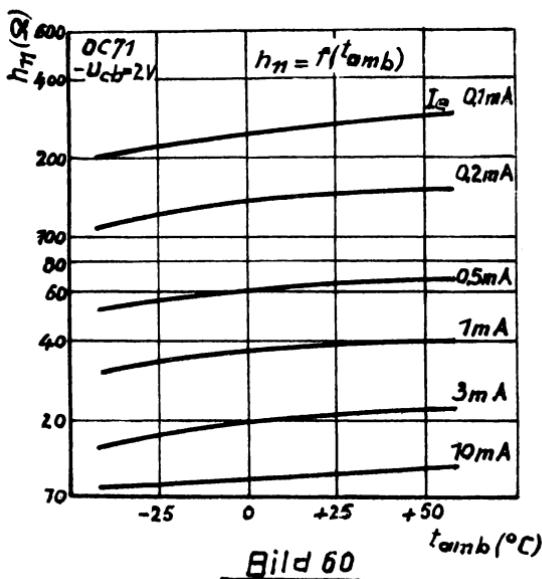
Wie groß darf die Steigerung der Kristalltemperatur eines Transistors in Abhängigkeit von der Verlustleistung höchstens sein, damit ein stabiler Wärmezustand eintritt ? Der Wärmewiderstand des Transistors bei ruhender Luft beträgt $1,2^\circ \text{C}/\text{mW}$.

Lösung nach dem Stabilitätskriterium Gl. (49):

$$\chi \cdot \lambda < 1 ; \quad \lambda < \frac{1}{\chi} ; \quad \lambda < \frac{1}{1,2} ; \quad \lambda < 0,833 \text{ mW/o}_\text{C}$$

3.4 Abhängigkeit der h-Parameter von der Temperatur

Die Kurven der Bilder 60 - 67 zeigen das Temperaturverhalten der h- und h'-Parameter von pnp - Flächentransistoren der Typen OC 71 und OC 72 in Basis- und Emitterschaltung bei verschiedenen Emitterstromen I_e als Funktion der Umgebungstemperatur t_{amb} . Die Streuwerte einzelner Exemplare dürfen nicht vernachlässigt werden.



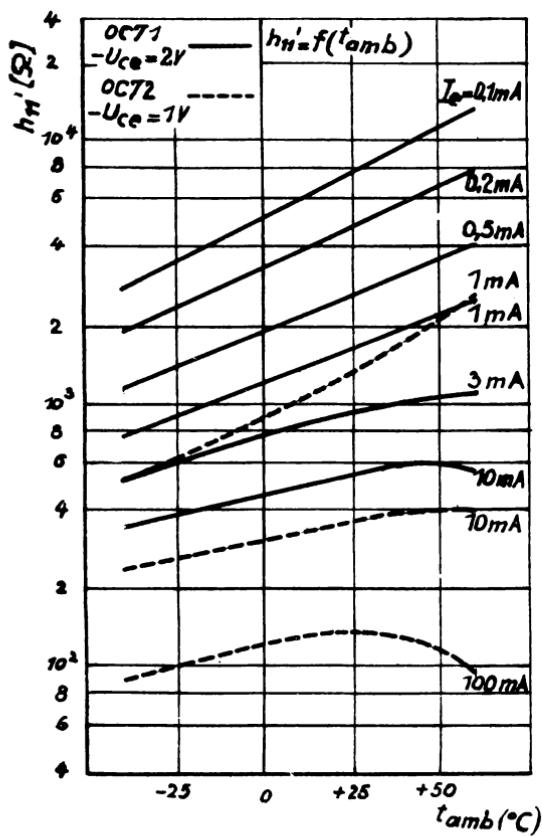
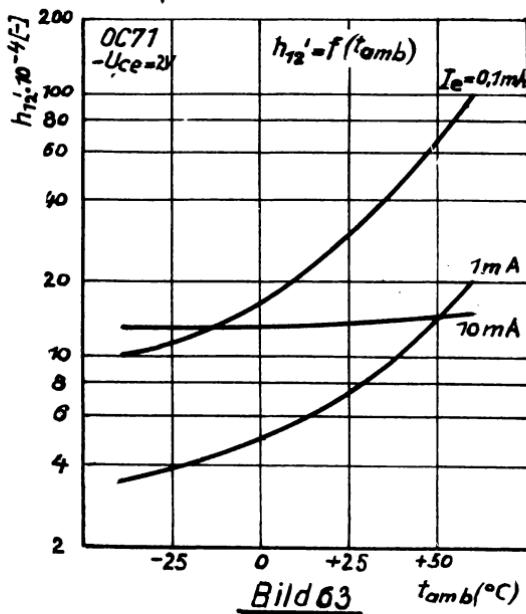
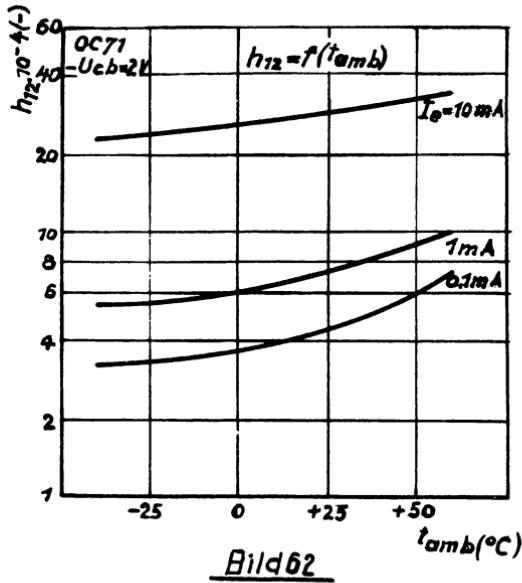


Bild 61



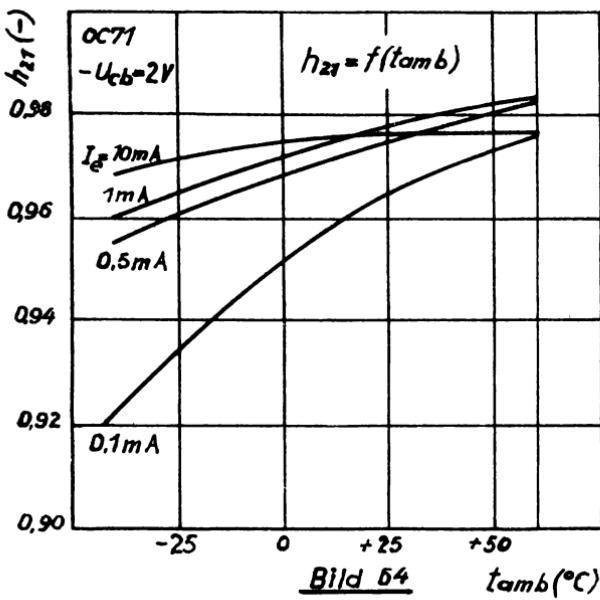


Bild 64

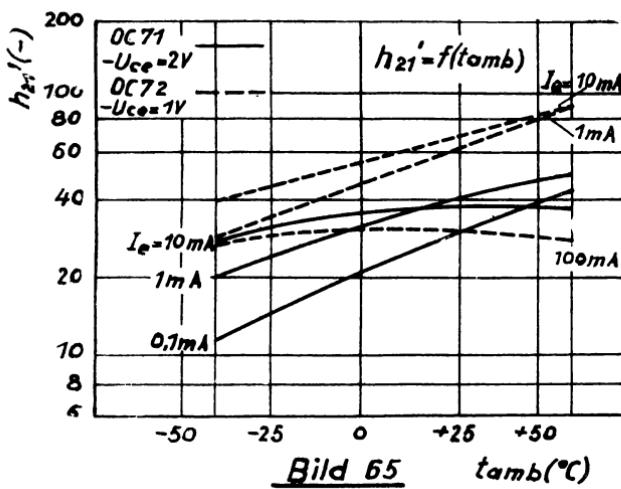
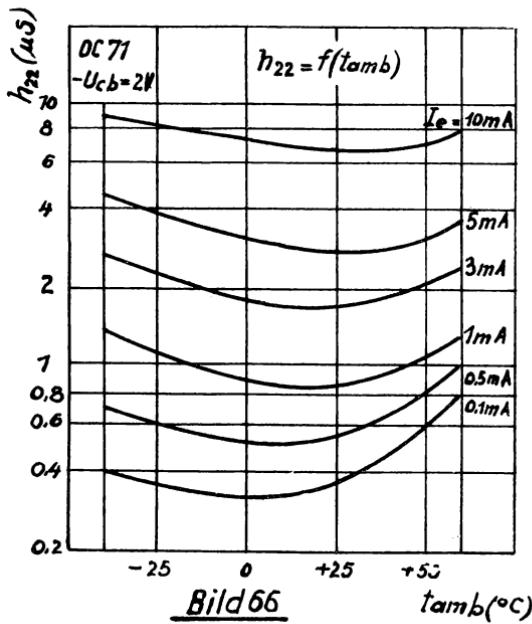
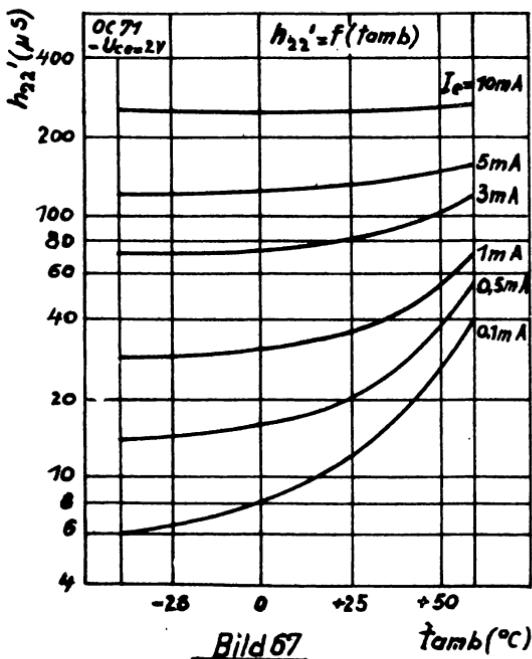


Bild 65



Der Temperaturverlauf der h-Parameter wurde über der Umgebungstemperatur t_{amb} aufgetragen. Die Differenz zwischen Kristalltemperatur t_j und Umgebungstemperatur t_{amb} ändert sich gemäß Gl. (41) $t_j = t_{amb} + \chi \cdot N_c$ proportional der Verlustleistung N_c . Sollen also die Kurven als Funktion der Kristalltemperatur t_j dargestellt werden, so müssen sie um den Betrag $\chi \cdot N_c$ nach rechts verschoben werden. Eine merkbare Verschiebung ergibt sich erst bei größeren Strömen, da die Verlustleistung erst bei größeren Werten I_c merklich ansteigt. Man beachte, daß für jede Kurve der Emitterstrom konstant ist. Aus Tafel 2 erkennt man, daß in den Ausdrücken für die Basisschaltung stets der Ausdruck $1 + h'_{21}$ im Nenner steht. Da der Wert $1 + h'_{21} \gg 1$ ($h'_{21} \sim 40 - 50$) beträgt, so sind sämtliche h-Parameter



der Basisschaltung weniger temperaturabhängig als die h' - Parameter der Emitterschaltung. Je größer der Kollektorstrom, desto geringer ist die Temperaturabhängigkeit von h'_{21} . Vgl. Bild 65. Die Temperaturverläufe der h_{21}' - Parameter der Basisschaltung sind ebenfalls bei größeren Strömen geradliniger. Vgl. Bild 64. Wir nehmen an, daß die Stromverstärkungsfaktoren für große Amplituden $\bar{\alpha} = h_{21}$ und $\bar{\alpha}' = h'_{21}$ in den Gl. (38) und (39) praktisch temperaturunabhängig sind; und es ist für einen möglichst temperaturunabhängigen Arbeitspunkt wichtig, einen großen Kollektorruhestrom einzustellen, so daß der temperaturabhän-

gige Anteil I_{co} bzw. I'_{co} von untergeordneter Bedeutung wird.

Lehrbeispiel 9

Wie ändert sich die Spannungsverstärkung eines Transistors OC 71 für einen Emitterstrom I_e von a) 0,1 b) 1,0 c) 10 mA, wenn sich die Umgebungstemperatur t_{amb} von 0° C auf 25° C erhöht?

Der Transistor soll in Basisschaltung geschaltet sein, der Lastwiderstand R_a 10 k Ω und die Spannung zwischen Kollektor und Basis - U_{cb} 2 V betragen.

Lösung:

Gemäß Gl. (30) beträgt die Spannungsverstärkung

$$\beta = \frac{-h_{21} \cdot R_a}{h_{11} + Ah \cdot R_a}; \text{ wobei } Ah = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} \text{ ist.}$$

Aus den Bildern 60, 62, 64, 66 für den Transistor OC 71 in Basisschaltung entnehmen Sie für - U_{cb} = 2 V die h-Parameter für die Umgebungstemperatur $t_{amb} = 0$ und $t_{amb} = 25^{\circ} C$ sowie für die Emitterströme $I_e = 0,1, 1,0, 10$ mA.

Aus Bild 60 für h_{11} :

Aus Bild 62 für h_{12} :

I_e	0,1	1,0	10	mA	0,1	1,0	10	mA
$t_{amb}=0^{\circ}C$	260	36	12,5	Werte $i_1 \Omega$	3,6	6	26	Werte $\times 10^{-4}$
$t_{amb}=25^{\circ}C$	280	39	13	"	4,4	7,2	31	"

Aus Bild 64 für h_{21} :

Aus Bild 66 für h_{22} :

I_e	0,1	1,0	10	mA	0,1	1,0	10	mA
$t_{amb}=0^{\circ}C$	0,951	0,971	0,975	Werte negat.	0,33	0,88	7,2	Werte $\times 10^{-6}$ s
$t_{amb}=25^{\circ}C$	0,965	0,977	0,976	"	0,37	0,88	7,0	"

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

Spannungsverstärkung β
gemäß Gl. (30):

I_e	0,1	1,0	10	mA		0,1	1,0	10	mA
$t_{amb}=0^\circ C$	3,93	6,15	26,27	Werte $\times 10^{-4}$		36	231	251	-
$t_{amb}=25^\circ C$	5,29	7,39	31,11	"		33,4	21	221	-

Übungen 4 - 6

- +.) Wie groß ist für Lehrbeispiel 9 die Leistungsverstärkung γ ?
- 5.) Wie groß ist für Lehrbeispiel 9 der Eingangswiderstand r_o ?
- 6.) Bestimmen Sie angenähert die Einzelwerte des Arbeitspunktes des Transistors OC 71 für Basisschaltung für $-U_{cb} = 2 \text{ V}$ und $-U_{ce} = 2 \text{ V}$, ohne daß sich die Leistungsverstärkung stark vermindert mit Rücksicht auf die Abhängigkeit der h -Parameter von der Umgebungstemperatur t_{amb} . Die erforderlichen Daten des Transistors sind in den Bildern 60 - 67 zu finden.

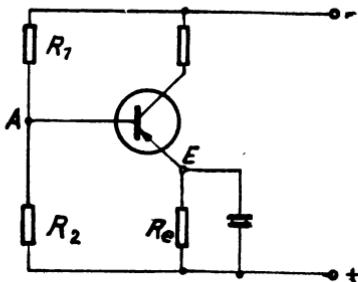
3.5 Statische Stabilisierung

Eine statische Stabilisierung bewirkt, daß der Arbeitspunkt eines Transistors von der Temperatur unabhängig ist.

1. Widerstand im Emitterzweig

Der Arbeitspunkt A wird durch einen festen Spannungsteiler R_1, R_2 eingestellt. Hierdurch ist sein Potential festgelegt. Vgl. Bild 68.

Vergrößert sich der Kollektorstrom mit der Temperatur durch den temperaturabhängigen Reststrom, so wird der Emitter E gegenüber seinem Ausgangswert durch den steigenden Spannungsabfall an R_e stärker negativ. Gemäß dem



Stabilisierung des Arbeitspunktes gegenüber Veränderungen der Kristalltemperatur durch einen Widerstand R_E im Emitterzweig

Bild 68

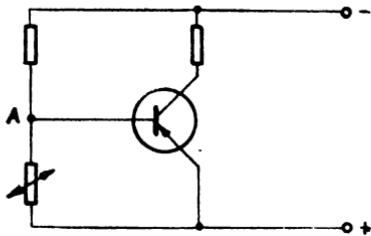
Kennlinienfeld, Bild 43 und 43 a, verringert sich die Spannung $-U_{be}$ und damit auch $-I_b$. Für die Wechselströme wird R_E mit einem Kondensator überbrückt.

Vorteil: Die Anordnung erfordert wenig Aufwand.

Nachteil: Je größer der Widerstand R_E ist, desto wirksamer ist die Schaltung. Für einen größeren Widerstand R_E ist eine größere Betriebsspannung nötig.

2. Spannungsteiler mit einem Halbleiter - Widerstand

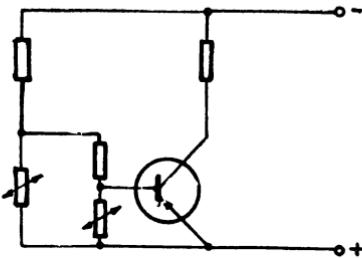
Änderungen des Kollektorstromes mit der Umgebungstemperatur können mit einer Schaltung nach Bild 69 stabilisiert werden. Hier besitzt der Punkt A kein festes Potential mehr, er wird mit steigender Temperatur weniger negativ. Der Eingangswiderstand des Transistors ändert sich unter dem Einfluß der Umgebungstemperatur ebenso wie der Halb-



Stabilisierung des Arbeitspunktes gegenüber Veränderungen der Umgebungstemperatur durch einen Heißleiter-Widerstand

Bild 69

leiter. Bei richtigem Abgleich wird der Kollektorstrom temperaturunabhängig, allerdings nur in einem bestimmten Temperaturbereich. Hat der Heißleiter einen zu steilen Temperaturverlauf, so wird er mit Festwiderständen durch Parallel- und Reihenschaltung kombiniert, so daß der gewünschte Temperaturverlauf erreicht wird (Bild 70). Voraussetzung für eine richtige Arbeitsweise der Schaltung ist die gleiche Umgebungstemperatur für den Heißleiter und den Transistor. Deshalb sollen beide in unmittelbarer Nähe angebracht werden. Da der Heißleiter ein nichtlinearer Widerstand ist, d.h. seine spez. Leitfähigkeit bei höheren Temperaturen stärker anwächst, kann auch gegebenenfalls der temperaturabhängige Reststrom I_{c0}' kompensiert werden. Die Basisspannung vermindert sich um etwa $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, bezogen auf konstanten Basisstrom. Man verwendet oft eine zusammengesetzte Schaltung nach 1) und 2), um die Temperaturänderung durch den Reststrom und die ier Umgebung zu stabilisieren.



Kombination von Heißleiter-Widerständen zur Erzielung eines vorgegebenen Temperaturverlaufes

Bild 70

Vorteil: Die Schaltung kann schon bei kleinen Betriebsspannungen verwendet werden, da die Stabilisierung spannungsunabhängig ist (Hörgeräte mit nur 1,5 V Batteriespannung).

Nachteil: Der Heißleiter weist ebenso wie der Transistor Streuungen der einzelnen Exemplare hinsichtlich des Kaltwertes und des Temperaturganges auf. Bei Serienherstellung ist daher die Schaltung für die optimale Wirkung mit einem variablen Widerstand zur genauen Einstellung des Kollektorruhestromes zu versehen.

3. Gegenkopplung zwischen Basis und Kollektor ^{x)}

Der Widerstand R_1 des Spannungsteilers der Schaltung nach Bild 71 wird nicht an die einspeisende Spannung, sondern an den Kollektor angeschlossen. Bei steigendem Kollektorstrom wird das Kollektorpotential durch den Spannungsab-

fall an R_3 weniger negativ und damit auch durch Gegenkopplung über R_1 das Potential der Basis. Dadurch verringert

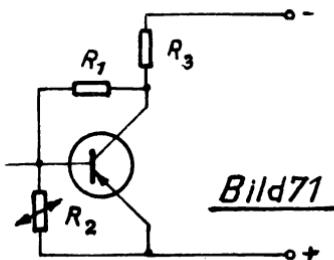


Bild 71

Schaltung zur Stabilisation des Arbeitspunktes durch eine Gegenkopplung zwischen Basis u. Kollektor

sich ebenfalls der Steuerstrom I_b (vergleichen Sie hierzu das Kennlinienfeld Bild 43). Der Widerstand R_2 ist wiederum ein Heißleiter, der wie in dem vorigen Beispiel 2) bewirkt, daß der Kollektorstrom temperaturunabhängig wird und die Stabilisierung unterstützt.

Der Vorteil der Schaltung besteht darin, daß kein zusätzliches Bauelement erforderlich ist. Es ergibt sich der Nachteil, daß neben der Gleichstrom- auch die dynamische Gegenkopplung durch den verstärkten Wechselstrom über den Widerstand R_1 wirksam ist, so daß die Leistungsverstärkung der Stufe herabgesetzt wird.

4. Einspeisung eines temperaturunabhängigen Basisstromes

Über einen Vorwiderstand R_V wird ein temperaturunabhängiger Basisstrom eingespeist (Bild 72). Der temperaturunabhängige Vorwiderstand R_V ist viel größer als der Widerstand der temperaturabhängigen Strecke Basis - Emitter.

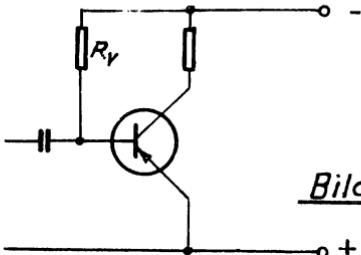


Bild 72

Einspeisung eines temperaturunabhängigen Basisstromes durch den Widerstand R_V

Der hohe Spannungsabfall an R_V wirkt auf den Basisstrom I_b stark ein, so daß sich dieser nur wenig mit der Temperatur ändert. Es handelt sich hier nicht um eine Gegenkopplungsschaltung, sondern es wird der Steuerstrom (Basisstrom I_b) nahezu konstant gehalten. Aus dem Kennlinienfeld Bild 43 ersehen Sie, daß für einen großen Spannungsabfall an R_V und für einen kleinen Spannungsabfall - U_{be} der Steuerstrom - I_b gering ist.

Vorteil: Es ergibt sich ein hoher Eingangswiderstand.

Nachteil: Die Schaltung muß mit größeren Spannungen betrieben werden, da sonst R_V nicht genügend groß gewählt werden kann, um eine gute Stromsteuerung zu erreichen.

x) Weitere ausführliche Berechnungen zur Stabilisierung von Transistorschaltungen bei veränderlicher Temperatur finden Sie in "Nachrichtentechnik" 1958 H 3, S. 98 - 108.

3.6 Dynamische Stabilisierung

Die dynamische Stabilisierung des Arbeitspunktes erfolgt durch eine Gegenkopplung mit Wechselstrom oder mit Wechselspannung.

Eine dynamische Stabilisierung ist erforderlich:

- 1.) bei Streuungen der dynamischen Kennwerte verschiedener Transistoren gleichen Typs für einen bestimmten Arbeitspunkt;
- 2.) bei Änderung der dynamischen Kennwerte eines Transistors mit der Temperatur;
- 3.) bei Änderung der dynamischen Kennwerte eines Transistors, die durch Schwankungen des Arbeitspunktes hervorgerufen werden.

Die ersten beiden Effekte können unabhängig von der statischen Stabilisierung des Arbeitspunktes, die bereits im vorhergehenden Abschnitt behandelt wurde, auftreten. Durch die dynamische Stabilisierung werden außerdem Verzerrungen vermindert und Streuungen der Leistungsverstärkung ein- oder mehrstufiger Verstärker praktisch unwirksam gemacht, indem bei Aussteuerung durch kleine oder große Amplituden gleichzeitig eine Gegenspannung bzw. ein Gegenstrom erzeugt und die dynamische Schwankung des Arbeitspunktes, der im Kennlinienfeld genau festliegen soll, ausgeglichen werden kann. Auch lineare Verzerrungen, die von anderen Schaltelementen als vom Transistor herrühren, werden durch frequenzabhängige Gegenkopplung ausgeglichen.

Wie in der Röhrentechnik gibt es auch beim Transistor zwei Arten von Gegenkopplungen:

1. die Spannungsgegenkopplung, bei der eine der Ausgangsspannung entsprechende Größe als Spannung dem Eingang zugeführt wird;
2. die Stromgegenkopplung, bei der eine dem Ausgangsstrom entsprechende Größe als Spannung dem Eingang zugeführt wird.

Da der Transistor jedoch wegen seines niederohmigen Eingangs im Gegensatz zur Röhre kein Spannungs- sondern ein

Leistungsverstärker ist, kann eine Stromgegenkopplung am Eingang Verwendung finden. Es ergeben sich für den Transistor durch Unterteilung von 1) und 2) vier Möglichkeiten der Gegenkopplung:

- 1a) die spannungsgesteuerte Spannungsgegenkopplung, bei welcher ein Teil der Ausgangsspannung u_2 der Eingangsspannung u_1 gegengekoppelt wird;
- 1b) die stromgesteuerte Spannungsgegenkopplung, bei der durch den Ausgangsstrom i_2 eine Spannung u_g erzeugt und gegenphasig zur Eingangsspannung u_1 gespeist wird;
- 2a) die spannungsgesteuerte Stromgegenkopplung, bei welcher ein der Ausgangsspannung u_2 proportionaler Strom i_g dem Eingangsstrom i_1 gegengekoppelt wird;
- 2b) die stromgesteuerte Stromgegenkopplung, bei der ein Teil des Ausgangstromes i_2 dem Eingangsstrom i_1 gegengekoppelt ist.

Die in den vier Schaltungsmöglichkeiten stabilisierten Größen haben folgende Werte:

$$\begin{aligned}
 1a) \text{ die Spannungsverstärkung} \quad k_{21} &= \left(\frac{u_2}{u_1} \right) \quad i_2 = 0 ; \\
 1b) \text{ die Steilheit} \quad \gamma_{21} &= \left(\frac{i_2}{u_1} \right) \quad u_2 = 0 ; \\
 2a) \text{ der Vorwärtswiderstand} \quad z_{21} &= \left(\frac{u_2}{i_1} \right) \quad i_2 = 0 ; \quad (50) \\
 2b) \text{ die Stromverstärkung} \quad h_{21} &= \left(\frac{i_2}{i_1} \right) \quad u_2 = 0 .
 \end{aligned}$$

Die genannten Arten der Gegenkopplung sind in den Bildern 73 - 76 dargestellt. Die zur Stabilisierung verwendeten

Schaltelelemente in den Schaltungen der Bilder 73 - 76 müssen in bezug auf Kollektorspannung, Kollektorstrom, Ein-gangs- und Ausgangswiderstand sorgfältig ausprobiert werden. Dadurch sind auch die dynamischen Schwankungen der h-Parameter ausgeglichen oder eingeengt, und die h- bzw. h' - Parameter verschieben sich nur auf den Kurven konstanter Stromstärke nach den Bildern 73 bis 76, d.h., die Temperaturabhängigkeit der Parameter ist ebenfalls für einen bestimmten Bereich ausgeglichen.

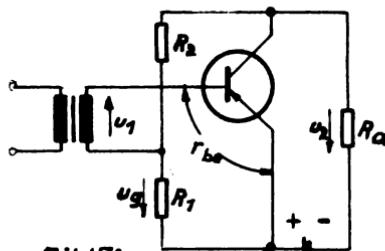


Bild 73
Spannungsgesteuerte
Spannungsgegenkopplung

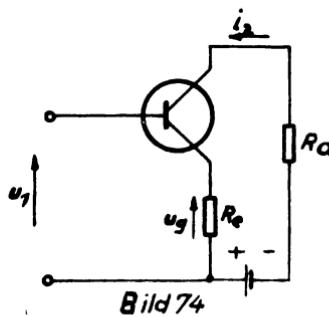


Bild 74
Stromgesteuerte Spannungsgegenkopplung durch Einbau eines Emitterwiderstandes

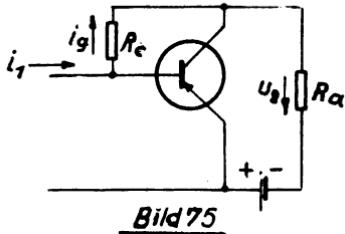


Bild 75

Spannungsgesteuerte Stromgegenkopplung mit einem Widerstand R_c zwischen Kollektor und Basis

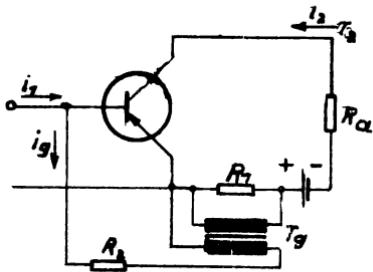


Bild 76

Stromgesteuerte Stromgegenkopplung mit einem Gegenkopplungstransformator

1a) Spannungsgesteuerte Spannungsgegenkopplung Bild 73

Der an der Kollektorspannung u_2 liegende hochohmige Spannungsteiler R_1, R_2 erzeugt eine Gegenkopplungsspannung u_g am Widerstand R_1 , welcher mit der Eingangsspannung u_1 in Serie liegt.

Voraussetzung: $R_1 + R_2 \gg R_a$, $R_1 \ll r_{be}$. Hieraus folgt, daß die Differenz $u_1 - u_g$ und i_e sehr klein sind.

1b) Stromgesteuerte Spannungsgegenkopplung Bild 74

Der Emitterstrom ist praktisch gleich dem Kollektorstrom i_2 und erzeugt in R_e eine Gegenkopplungsspannung u_g zur Eingangsspannung u_1 . Am Transistoreingang liegen beide Spannungen u_g und u_1 in Serie.

Voraussetzung: $R_e \ll R_a$. Hieraus folgt, daß die Differenz u_1 und u_g und i_e sehr klein sind.

2a) Spannungsgesteuerte Stromgegenkopplung

Die Kollektorspannung u_2 wird über einen hochohmigen Widerstand R_c an die Basis gelegt. Die Kollektorspannung befindet sich in Gegenphase zum Kollektorstrom i_2 und zum Eingangsstrom i_1 . Es wird also auch ein gegenphasiger Strom i_g eingangsseitig eingekoppelt.

Voraussetzung: $R_c \gg R_a$. Hieraus folgt, daß $i_1 - i_g \approx 0$ ist.

2b) Stromgesteuerte Stromgegenkopplung

Am Widerstand R_1 wird eine dem Kollektorstrom i_2 proportionale Spannung gewonnen und über den Transformator T_g und den hochohmigen Widerstand R_2 der Basis zugeführt. Es entsteht ein zum Eingangsstrom i_1 gegenphasiger Strom i_g .

Voraussetzung: $R_1 \ll R_a$, $R_2 \gg r_{be}$. Hieraus folgt, daß $i_1 - i_g \approx 0$ ist.

Mit den Schaltungen der Bilder 73 - 76 wird eine dynamische Stabilisierung der Leistungsverstärkung durch Gegenkopplung erreicht. Die Spannungsgegenkopplung ergibt eine gute Stabilisierung. Sie ist aber bei Trafokopplung unwirksam, da sie gegenphasig ist. In diesem Falle ist die Stromgegenkopplung zu verwenden, die aber keine so günstigen Stabilisierungseigenschaften aufweist, da der gegenphasige Strom nur gering ist. Es ist ferner möglich, die Wirkung der Transistorparameter auf die Verstärkung beliebig einzugehen, so daß Temperaturabhängigkeiten eines bestimmten Bereiches und unvermeidliche Streuungen der einzelnen Exemplare vollständig kompensiert werden. Stabilisierte Schaltungen werden für einen zulässigen Streubereich grafisch aus dem mittleren Kennlinienfeld und den Grenzkennlinienfeldern ausgelegt. Näherungsweise werden die Grenzkennlinienfelder aus dem Eingangswiderstand h'_{11} und dem Stromverstärkungsfaktor h'_{21} in Abhängigkeit vom Reststrom I'_{co} bestimmt.

Lehrbeispiel 10

Bestimmen Sie einige Daten des Grenzkennlinienfeldes für OC 71 in Emitterschaltung, das den Eingangswiderstand h'_{11} und den Stromverstärkungsfaktor h'_{21} in Abhängigkeit vom Reststrom I'_{co} darstellt. Für den Arbeitspunkt $-U_{ce} = 2$ V und $-I_c = 3$ mA gelten die folgenden Werte: $h'_{11} = 850$, $h'_{21} = 50$.

Lösung: Aus dem Kennlinienfeld Bild 43 entnimmt man den Reststrom I'_{co} in Abhängigkeit von $-U_{ce}$ und aus dem dynamischen Kennlinienfeld Bild 51 die Werte $\psi(-U_{ce})$; für die Parameter h'_{11} und h'_{21} des obengenannten Arbeitspunktes $\psi(-U_{ce}) = 1$ sind die Werte auf Tafel 5 zusammengestellt.

Tafel 5

- U _{ce}	1	2	3	6	V	
Reststrom I' _{co}	0,2	0,25	0,3	0,4	mA	
$\psi(-U_{ce})_1$ für h' ₁₁	0,95	1,0	1,05	1,1		
$\psi(-U_{ce})_2$ für h' ₂₁	0,94	1,0	1,05	1,2		
$h'_{11} = 850 \cdot \psi(-U_{ce})_1$	808	850	892	932	Ω	
$h'_{21} = 50 \cdot \psi(-U_{ce})_2$	47	50	52,5	60		

Zusammenfassung 3.0 - 3.6

Die Temperaturabhängigkeit der Transistoren kann stabil oder nicht stabil sein. In letzterem Fall wird die zugelassene Verlustleistung überschritten. Die Kristalltemperatur erhöht sich laufend bis zur Selbstzerstörung des Transistors. Die Verlustleistung hängt von Kristalltemperatur, Umgebungstemperatur und vom gesamten Wärmewiderstand der Kristallhalterung, des Kühlbleches und der Verschraubung, ab.

Eine isolierende Glimmerscheibe zwischen Kollektor und Chassis erhöht den Wärmewiderstand der Anordnung. Die Stabilität des Arbeitspunktes ist durch eine thermische und durch eine elektrische Beziehung hinsichtlich der Verlustleistung und der Kristalltemperatur sowie durch das Stabilitätskriterium $x \cdot \lambda < 1$ gekennzeichnet. Der temperaturabhängige Kollektorstrom setzt sich aus dem temperaturabhängigen Reststrom, welcher der bei offenem Steuercréis gemessene Kollektorstrom ist, und dem Produkt Stromverstärkungsfaktor x Steuerstrom zusammen. Durch die Änderung des Reststromes verschiebt sich der Arbeitspunkt auf den Kennlinien, und es verändern sich sämtliche h-Parameter

dementsprechend mit der Temperatur. Sämtliche Parameter der Basisschaltung sind weniger temperaturabhängig als die der Emitterschaltung. Für einen nahezu temperaturunabhängigen Arbeitspunkt ist die Einstellung eines großen Kollektorruhestromes erforderlich, so daß der temperaturabhängige Anteil I_{co} von untergeordneter Bedeutung bleibt. Eine statische Stabilisierung bewirkt, daß durch einfache Schaltungsmaßnahmen der Arbeitspunkt von der Temperatur unabhängig ist. Es kommen für eine Stabilisierung feste Spannungsteiler, solche mit einem Halbleiter, ein Widerstand im Emitterzweig, Gegenkopplung zwischen Basis und Kollektor und eine Einspeisung eines temperaturunabhängigen Basisstromes in Frage. Eine dynamische Stabilisierung des Arbeitspunktes durch Gegenkopplung mit Wechselstrom oder Wechselspannung ist nötig bei Streuungen der dynamischen Kenndaten und bei Änderung dieser durch Temperaturschwankungen. Hierdurch können Sie die Wirkung der h-Parameter auf die Verstärkung beliebig einengen, so daß Temperaturabhängigkeit und Exemplarstreuungen kompensiert werden. Dynamische stabilisierte Schaltungen werden für einen Streubereich aus dem Kennlinienfeld und aus den Grenzkennlinienfeldern, die den Eingangswiderstand h_{11} und den Stromverstärkfaktor h_{21} in Abhängigkeit vom Reststrom I_{co} darstellen, bestimmt.

4.0 Transistor - Verstärker für große Amplituden

Für kleine Amplituden, d.h. dann, wenn man die Kennlinie im statischen Kennlinienfeld nach Bild 43 und 43 a durch eine Gerade, die Tangente, ersetzen kann, hat jeder h-Parameter einen festen Wert, mit dem man die Berechnung der Spannungsverstärkung, Stromverstärkung, Leistungsverstärkung, des Eingangs- und Ausgangswiderstandes eines Verstärkers durchführen kann, wie in den Abschnitten 20 und 30 gezeigt wurde. Für die Auslegung einer durch große Am-

plituden voll auszusteuernden Endstufe sind nicht mehr die h-Parameter maßgebend, sondern es ist das gesamte Kennlinienfeld nach Bild 43 und 43 a zu berücksichtigen.

Wegen der stets vorhandenen Nichtlinearität der Kennlinien können die h-Parameter, wie bereits in den Abschnitten 20 und 30 behandelt, nur im Zusammenhang für einen bestimmten Arbeitspunkt quantitativ angegeben werden. Die h-Parameter gelten also nicht für den gesamten Aussteuerbereich. Für Verstärkung großer Amplituden sind die Verstärkfaktoren $\bar{\alpha}$ und $\bar{\alpha}'$ der Gl. (38) und (39) nicht konstant. Aus den statischen Kennlinienfeldern, die für einen Transistor zu den Datenblättern hinzugegeben werden, kann der Zusammenhang der Ströme und Spannungen unter den jeweiligen Betriebsbedingungen, wie im folgenden gezeigt wird, entnommen werden.

4.1 NF - Verstärker

Die beiden wichtigsten Schaltungen für Niederfrequenz sind die A-Schaltung und die B-Gegentaktschaltung. Bei allen Endstufen für die Tonfrequenzverstärkung besteht die Forderung nach großer Ausgangsleistung und gutem Wirkungsgrad bei möglichst kleinem Klirrfaktor. Demgegenüber tritt der Wunsch nach maximaler Leistungsverstärkung des Verstärkers zurück. Die folgenden Abschnitte sind im wesentlichen aus Rint IV, S. 107 ff. entnommen.

4.11 A - Verstärker mit Transformatorkopplung

Wenn nicht besondere Bedingungen vorliegen, bevorzugt man im allgemeinen wegen der besseren Anpassungs- und Verstärkereigenschaften die Emitterschaltung.

Bild 77 zeigt das Prinzipschaltbild des transformatorgekoppelten A - Verstärkers nach Bild 78 das idealisierte Ausgangskennlinienfeld zur Berechnung eines Transistor-

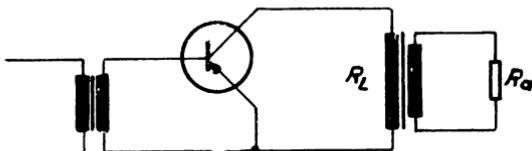
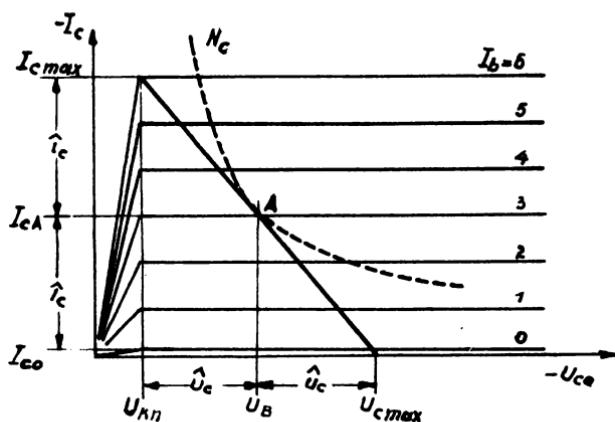


Bild 77



Idealisiertes Ausgangskennlinienfeld eines Transistors

Bild 78

verstärkers. Mit der vereinfachenden Annahme, daß der Gleichstromwiderstand des Transformators vernachlässigbar klein ist, ergibt sich folgender Zusammenhang. Der eingezeichnete Arbeitspunkt A liegt für eine große Ausgangsleistung N_a auf der gestrichelt gezeichneten Verlusthyperbel N_c , und der Kollektorruhestrom besitzt den Wert:

$$I_{cA} = \frac{N_c}{U_B} \quad (51) \quad U_B \text{ ist die eingespeiste Gleichspannung.}$$

Der Transistor kann bei einem Ruhestrom I_{cA} bis zu einem maximalen Kollektorstrom $I_{c \max}$ ausgesteuert werden.

Für die Amplitude des Kollektorstromes \hat{i}_c und der Kollektorspannung \hat{u}_c gelten:

$$\hat{i}_c = \frac{1}{2} (I_{c \max} - I'_{co}) ; \quad \hat{u}_c = \frac{1}{2} (U_{c \max} - U_{Kn}) \quad (52)$$

Hierbei sind I'_{co} der temperaturabhängige Reststrom und U_{Kn} die Kniespannung.

Durch den fächerförmigen Verlauf der Kennlinien unterhalb der Kniespannung U_{Kn} nach Bild 78 kann ein Restwert der Kollektorspannung U_{ce} nicht ausgesteuert werden, so daß bei weiterer Erhöhung des Basisstromes I_b der Kollektorstrom I_c praktisch konstant bleibt und die Spitzen eines Sinusstromes wegeschnitten werden. Das Aussteuerverhältnis beträgt für volle Aussteuerung:

$$m = \frac{\hat{i}_c}{\frac{1}{2} (I_{c \max} - I'_{co})} = 1 \quad (53)$$

Der Lastwiderstand R_a im Kollektorkreis wird durch die ausgezogene Arbeitsgerade im Kennlinienfeld dargestellt.

Vernachlässigt man die geringe Stromabhängigkeit der Kniespannung, so hat der Lastwiderstand für eine maximale Ausgangsleistung den Wert:

$$R_e = \frac{\hat{u}_c}{\hat{i}_c} = \frac{U_{c \max} - U_{Kn}}{I_{c \max} - I'_{co}} \quad (54)$$

Es dürfen hierbei die Grenzdaten des Transistors für Strom und Spannung nicht überschritten werden. Außerdem ist gegebenenfalls die Kollektorgleichspannung zur Vermeidung thermischer Instabilität nach Abschnitt 3.2 zu begrenzen.

Für die Ausgangsleistung gilt:

$$N_a = \frac{\hat{u}_c \hat{i}_c}{2} = \frac{1}{8} (I_{c\max} - I'_{co}) \cdot (U_{c\max} - U_{Kn}) \quad (55)$$

Aus $\hat{i}_c = I_{cA} - I'_{co} = \frac{1}{2} (I_{c\max} - I'_{co})$ und

$$\hat{u}_c = U_B - U_{Kn} = \frac{1}{2} (U_{c\max} - U_{Kn})$$

folgt ferner: $N_a = \frac{1}{2} (I_{cA} - I'_{co}) \cdot (U_B - U_{Kn})$

Es ist $I_{cA} \gg I'_{co}$; und es ergibt sich beim Einsetzen des Ausdrückes für N_a in Gl. (51) die Ausgangsleistung:

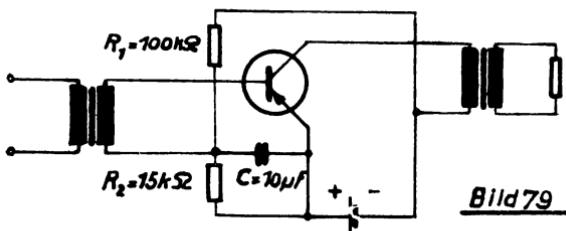
$$N_a = \frac{1}{2} N_c \cdot \frac{U_B - U_{Kn}}{U_B} \quad (56)$$

Die zugeführte Gleichstromleistung N ist gleich der Verlustleistung N_c ; und es beträgt der Wirkungsgrad für den Arbeitspunkt A:

$$\eta_A = \frac{N_a}{N} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_B - U_{Kn}}{U_B} \quad (57)$$

Der Wirkungsgrad η_A liegt bei praktischen Schaltungen allgemein bei rund 50 % und erklärt sich aus dem großen Verhältnis Speisespannung U_B zu Kniestrahlung U_{Kn} . Der Klirrfaktor beträgt dabei nur einige Prozent. Bild 79 zeigt eine praktische Schaltung eines transformatorge-

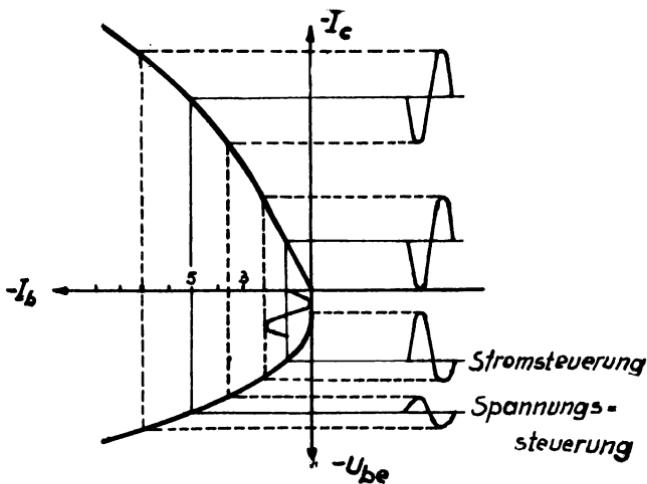
koppelten NF-Verstärkers (A-Stufe) mit Basisspannungsteiler.



Praktische Schaltung einer transformatorgekoppelten
A-Stufe mit Basis-Spannungsteiler R_1, R_2

Der Arbeitspunkt des Transistors wird über den Spannungssteiler R_1, R_2 am Eingang eingestellt. Für Wechselströme ist R_2 durch C überbrückt.

Der Eingangstransformator kann bei Verstärkung kleiner Amplituden durch die Wahl des Übersetzungsverhältnisses genau für eine maximale Leistung angepaßt werden. Bei Übertragung großer Amplituden ist dagegen der Eingangswiderstand des Transistors nicht konstant; denn die Kennlinie des Eingangswiderstandes ist gekrümmmt, wie Sie aus dem 3. Quadranten des Kennlinienfeldes Bild 43 und 43 a ersehen können. Diese Zusammenhänge sollen anhand des Bildes 80 erläutert werden. Es ist für eine konstante Kollektorspannung $-U_{ce}$ im oberen Feld der Zusammenhang zwischen dem Ausgangsstrom $-I_c$ und dem Eingangsstrom $-I_b$ wiedergegeben. Im unteren Feld ist für dieselbe Kollektorspannung die Abhängigkeit des Eingangsstromes von der Eingangsspannung $-U_{be}$ aufgetragen.



Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom $-I_c$, Eingangsstrom $-I_b$ und Eingangsspannung $-U_{be}$ eines Transistors in Emitter = Schaltung für konstante Kollektorspannung $-U_{ce}$

Bild 80

Im Bereich um $-I_b = 1$ erhält man einen unverzerrten Kollektorstrom $-I_c$ für eine Stromsteuerung am Eingang. Hierbei ist der Eingangswiderstand des Transistors klein gegenüber dem transformierten Ausgangswiderstand des Vorverstärkers. Dagegen erhält man im Bereich um $-I_b = 5$ einen unverzerrten Kollektorstrom, wenn Spannungssteuerung angewendet wird, da beide Kennlinien etwa spiegelbildlich liegen, d.h., der Eingangswiderstand muß groß sein. Im Bild 80 ist in beiden Fällen dieselbe Amplitude des Kollektorstromes \hat{I}_c gewählt. Für größere Amplituden im Bereich um $-I_b = 3$ ergeben sich für beide Halbwellen ver-

schiedene Anpassungsforderungen, die nicht gleichzeitig erfüllt werden können. Deshalb verwendet man Gegentaktschaltungen. Bei der Auslegung des Eingangstransformators kann, je nach Lage der Kennlinien und des Arbeitspunktes, durch eine Abweichung von der Leistungsanpassung hinsichtlich der Spannungs- als auch der Stromsteuerung die Wiedergabe verbessert werden. Eine lineare Kennlinie - $I_c = f(-U_{be})$ ist nur im Zusammenhang mit der Spannungssteuerung sowie auch eine Kennlinie der Stromverstärkung - $I_c = f(-I_b)$ nur im Zusammenhang mit der Stromsteuerung möglich. Für die Auslegung des Transformators gelten die von der Röhre her bekannten Gesichtspunkte des Frequenzganges, der Sättigung usw. In Bild 79 sind die Dimensionen einiger Bauelemente einer praktischen Schaltung angegeben.

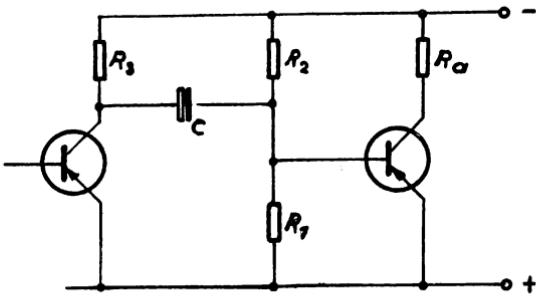
4.12 A- Verstärker mit Widerstandskopplung

Das Schaltbild eines Transistors für einen widerstandsgekoppelten A-Verstärker in Emitterschaltung ist in Bild 81 und das idealisierte Ausgangskennlinienfeld für die Berechnung in Bild 82 dargestellt. Es soll der letzte Transistor des Bildes 82 berechnet werden.

Der Arbeitspunkt A liegt wieder auf der Verlusthyperbel N_c senkrecht über U_{cA} . Der Reststrom I'_{co} ist viel kleiner als der Kollektorstrom I_{cA} für den Arbeitspunkt A und soll wie im vorigen Beispiel vernachlässigt werden. Der Aussteuerungsgrad m errechnet sich für volle Aussteuerung nach Bild 82:

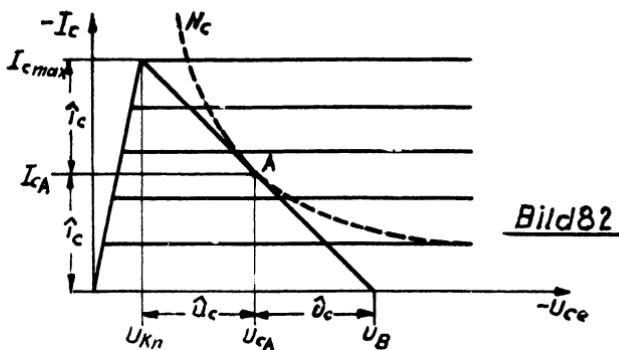
$$m = \frac{\hat{I}_c}{\frac{1}{2} \cdot I_{c \max}} = 1 \quad (58)$$

Für die Strom- und Spannungsamplitude ergibt sich ebenfalls nach Bild 82:



*Prinzipschaltung eines widerstandsgekoppelten
A-Verstärkers mit Basis -
Spannungsteiler R_1, R_2*

Bild 81



*Idealisiertes Ausgangskennlinienfeld eines
Transistors für Berechnung einer Widerstandskopplung*

$$\hat{i}_c = \frac{1}{2} I_{c \max} \quad (59)$$

$$\hat{u}_c = \frac{U_B - U_{Kn}}{2} \quad (60)$$

Der Lastwiderstand ist bestimmt aus:

$$R_e = \frac{U_B - U_{Kn}}{I_{c \max}} \quad (61)$$

Nach Bild 82 ergeben sich für kleinere Kollektorspannungen $-U_{ce}$ auf der Verlusthyperbel N_c höhere Kollektörströme $-I_c$. Es verlagert sich dementsprechend der Arbeitspunkt A auf der Verlusthyperbel. Wegen der steileren Arbeitsgeraden durch diesen Arbeitspunkt steigt $I_{c \max}$ stark an, so daß der für den Transistor maximal zulässige I_c -Wert erreicht wird. Bei modernen Transistoren kann diese Grenze bereits so hoch liegen, daß die zulässige Verlustleistung überschritten wird.

Die Ausgangsleistung ist bei $m = 1$:

$$N_a = \frac{\hat{i}_c \hat{u}_c}{2} = \frac{1}{8} I_{c \max} (U_B - U_{Kn}) \quad (62)$$

$$\text{aus } I_{cA} = \frac{I_{c \max}}{2} \quad \text{und} \quad U_{cA} = \frac{U_{Kn} + U_B}{2} \quad (63)$$

ergibt sich:

$$N_a = \frac{1}{2} N_c \frac{U_B - U_{Kn}}{U_B + U_{Kn}} \quad (64)$$

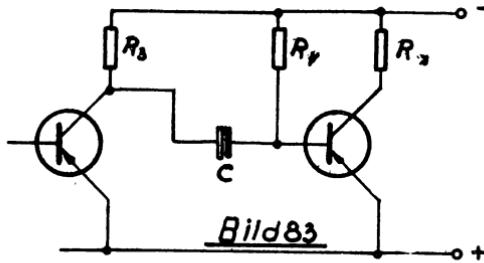
Für die zugeführte Gleichstromleistung $N = N_c$ ergibt sich bei Vernachlässigung des Reststromes I'_{co} der Wirkungs-

grad der widerstandsgekoppelten A-Stufe für den Arbeitspunkt A zu:

$$\eta_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_B - U_{Kn}}{U_B + U_{Kn}} \quad (65)$$

Die Kniestellung U_{Kn} geht zweifach in die Gleichung ein. Man vergleiche Gl. (57) des Wirkungsgrades für transformatorgekoppelte A-Stufen, worin U_{Kn} nur einmal erscheint. Der Wirkungsgrad ist deshalb etwas niedriger als bei den transformatorgekoppelten Stufen.

Eine Stabilisierung des Arbeitspunktes A wird bei der Schaltung des Bildes 81 mit einem festen Spannungsteiler R_1 , R_2 und bei der Schaltung des Bildes 83 durch einen Vorwiderstand R_v erreicht. Vgl. Abschnitt 3.5 "Statische Stabilisierung".

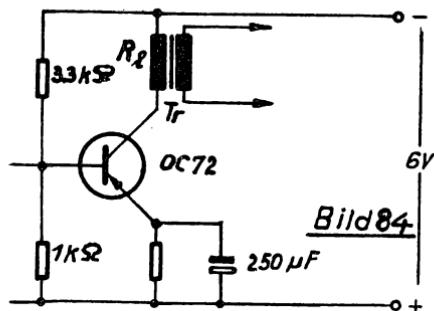


Schaltung einer A-Stufe mit Vorwiderstand R_v zur Einstellung des Arbeitspunktes

Für größere Kollektorspannungen soll der Querstrom des Spannungsteilers nach Bild 81 etwa das Sieben- bis Zehnfache des Basisruhestromes betragen. Bei kleinen Speise-

spannungen muß der Spannungsteiler niederohmig sein und verbraucht, da er parallel zum Eingang des Transistors liegt, einen Teil der Wechselstromsteuerleistung. Um diese Verluste zu vermindern, muß der Gleichstromwiderstand R_1 im Basiskreis möglichst groß sein.

Eine praktische erprobte Schaltung zeigt Bild 84 Hier wird eine Stabilisierung gegenüber der Umgebungstemperatur nach Bild 68 verwendet.



*Praktische Schaltung einer A-Stufe mit
OC72 für 6V Betriebsspannung*

Bei einem Kollektorwiderstand $R_a = 300 \Omega$ erhält man eine Ausgangsleistung von rund 40 mW bei einem Klirrfaktor von etwa 4 %. In Widerstandsverstärkern wendet man für die Stabilisierung öfters die Stromgegenkopplung an, da die gleichzeitig auftretende Wechselstromkopplung durch kapazitives Überbrücken des Emitterwiderstandes beseitigt werden kann.

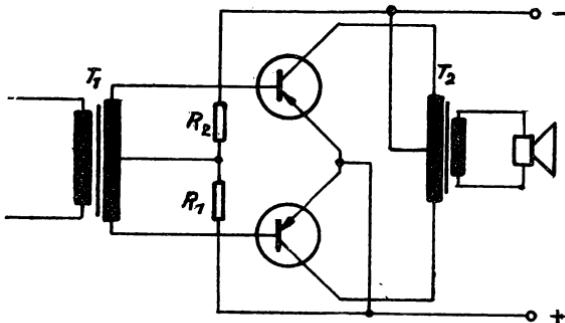
Übung 7

7. Zeichnen Sie das Schaltbild eines Widerstandsverstärkers mit Transistoren, der mit einem Heißleiter an der Basis stabilisiert ist, und erklären Sie die Wirkungsweise dieser Stabilisierungsschaltung !

4.13 Gegentakt-B-Verstärker

Der Gegentakt-B-Verstärker ist eine in der Praxis viel angewandte Schaltung, bei der zwei in ihren Kennlinien symmetrische Transistoren im Gegentakt ausgesteuert werden und bei der man einen höheren Wirkungsgrad erreicht. Er ist schematisch in Bild 85 dargestellt.

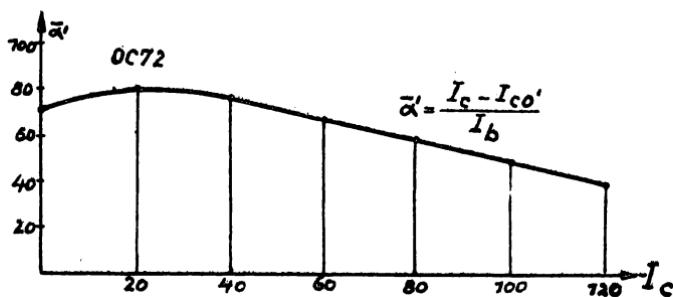
Die Herstellerfirmen liefern für Gegentaktstufen ausgewählte Transistorenpaare, deren Kollektorgleichströme nur maximal um $\pm 10\%$ voneinander abweichen.



*Schaltbild eines transformatorgekoppelten
Gegentakt - B-Verstärkers in Emitterschaltung*

Bild 85

Die Symmetrie der beiden Transistoren ist erforderlich wegen der Einstellung des Arbeitspunktes über einem gemeinsamen Spannungsteiler am Eingang, d.h., mit einer festen Gleichspannung am Eingang sollen beide Transistoren auf denselben Kollektorruhestrom einstellbar sein. Weiterhin muß die Stromverstärkung sowohl bei kleiner als auch bei maximaler Aussteuerung praktisch gleich sein, da unzulässige Verzerrungen und eine Überlastung entstehen können. Für einen Transistor OC 72 ist der Verlauf des Stromverstärkungsfaktors α' für große Amplituden gemäß Gl. (39) als Funktion des Kollektorstromes $- I_c \approx I_e$ für die Emitterschaltung in Bild 86 dargestellt. Wie bereits im Abschnitt 4.11 beschrieben, bewirkt die gekrümmte Eingangskennlinie nach Bild 80 nur kleine Verzerrungen.



Stromverstärkungsfaktor α' für große Amplitude eines OC72 als Funktion des Kollektorstromes $I_c \approx I_e$

Bild 86

Um Verzerrungen noch zu vermindern, versucht man einen horizontalen Verlauf der Kurve des Bildes 86 zu erreichen, da hierdurch die Leistungsverstärkung der Stufe gehoben wird. Bild 87 zeigt, daß die Ausgangsleistung eines der

beiden Transistoren des Gegentakt-B-Verstärkers bei sin.

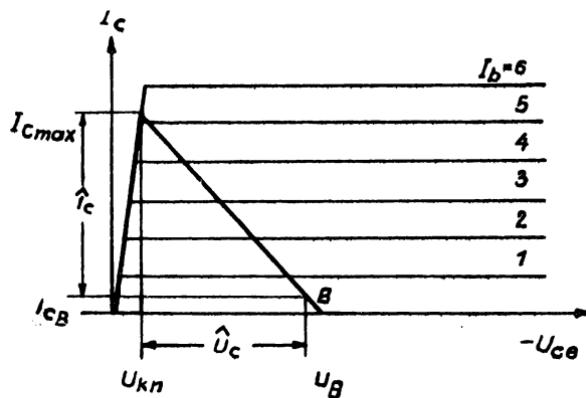


Bild 87

*Idealisiertes Ausgangskennlinienfeld
eines Transistors bei Gegentakt-B-Betrieb*

förmigen Aussteuerverhältnis

$$N_a = \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_c \hat{i}_c}{2} \quad (66)$$

beträgt. Aus Bild 87 entnehmen Sie ferner:

$$\hat{i}_c = m (I_{Cmax} - I_{CB}) \quad (67)$$

$$\hat{u}_c = m (U_B - U_{Kn}) \quad (68)$$

$$N_a = \frac{1}{4} (I_{c \max} - I_{cB}) \cdot (U_B - U_{Kn}) m^2 \quad (69)$$

Die zugeführte Gleichstromleistung N ist von m abhängig.

$$N = m \frac{1}{4} (I_{c \max} - I_{cB}) \cdot U_B + \frac{I_{cB} U_B}{2} \quad (70)$$

$$\text{Hieraus folgt die Verlustleistung: } N_c = N - N_a \quad (71)$$

Aus Gl. (69), (70), (71) errechnet sich die Verlustleistung in Abhängigkeit des Aussteuerverhältnisses m :

$$N_c = \frac{I_{cB} U_B}{2} + \frac{(I_{c \max} - I_{cB})}{\pi} \cdot m - \frac{(I_{c \max} - I_{cB}) \cdot (U_B - U_{Kn}) m^2}{4} \quad (72)$$

Das Maximum der Verlustleistung $N_{c \max}$ ergibt sich für das Aussteuerverhältnis zu:

$$m = \frac{2}{\pi} \frac{U_B}{U_B - U_{Kn}} \quad (73)$$

$$N_{c \max} = \frac{I_{cB} \cdot U_B}{2} + \frac{(I_{c \max} - I_{cB}) \cdot U_B}{2} \cdot \frac{U_B}{U_B - U_{Kn}} \quad (74)$$

Zur Bemessung einer Schaltung geht man bei niedrigen Speisespannungen vom zulässigen Spitzstrom aus; bei höheren Spannungen ist die zulässige Verlustleistung maßgebend. Der Wirkungsgrad der Gegentakt-B-Schaltung ergibt sich aus Gl. (69) und (70) für $m = 1$ und $I_{cB} \ll I_{c \max}$:

$$\eta_B = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_B - U_{Kn}}{U_B} \quad (75)$$

η_B beträgt im allgemeinen rund 75 %.

Im Hinblick auf die starke Krümmung der Eingangskennlinie bei kleinen Strömen (vgl. Bild 80) wählt man einen Ruhestrom I_{cB} , der im Interesse eines großen Aussteuerbereiches möglichst niedrig sein soll.

Die Anpassungsverhältnisse der Eingangs- und Ausgangstransformatoren werden hergestellt, wie bereits im vorigen Abschnitt beschrieben wurde. Bei Verstärkungsanstieg in Abhängigkeit von der Temperatur ist die Anordnung eines Gegenkopplungszweiges mit einem Heißleiter im Baiskreis ähnlich Bild 69 und 70 zweckmäßig. Man erreicht dadurch eine Stabilisierung des Arbeitspunktes bis etwa 55° C.

Oft wird an Stelle des Ausgangsübertragers eine Drossel verwendet. Es muß dann ein größerer Außenwiderstand, z.B. ein hochOHMiger Lautsprecher, verwendet werden. Die Anzapfung befindet sich dabei in der Mitte der Drosselwicklung, und der Außenwiderstand erscheint am Kollektor als Lastwiderstand mit einem Viertel seines Gesamtwertes.

Übungen 8 und 9

8. Berechnen Sie die maximale Kollektorverlustleistung $N_c \text{ max}$ und den Wirkungsgrad η für einen Gegentakt-E-Verstärker, der mit 2 Transistoren OC 71 bestückt ist ! Es ist das genaue Kennlinienfeld Bild 43 a zu benutzen.

9. Mit einer Gegenkopplungsschaltung soll der Gegentakt-B-Verstärker der Übung 8 dynamisch stabilisiert werden. Geben Sie die erforderlichen Maßnahmen und ihren Zweck an !

Zusammenfassung 4.0 - 4.13

Für die Auslegung einer durch große Amplituden voll auszusteuernden Endstufe sind nicht mehr die h-Parameter

maßgebend, sondern es ist das gesamte Kennlinienfeld zu berücksichtigen. Es sollen eine große Ausgangsleistung, ein guter Wirkungsgrad und ein kleiner Klirrfaktor erreicht werden. Das Bestreben, eine maximale Leistungsverstärkung zu erreichen, tritt dahinter zurück. Aus dem Kennlinienfeld, dem Aussteuerungsgrad, der Verlusthyperbel, die in das Kennlinienfeld eingezeichnet ist, und dem gegebenen Lastwiderstand errechnen sich für die transformator- und widerstandsgekoppelte A-Endstufe die maximalen Amplituden des Kollektorstromes und der Kollektorspannung, die Ausgangsleistung und der Wirkungsgrad. Es sind für beide oben genannte Endstufen des NF-Bereiches praktisch ausgeführte Schaltungen mit Stabilisierungsmaßnahmen angegeben. Für größere Amplituden ergeben sich für beide Halbwellen verschiedene Anpassungsforderungen, die nicht gleichzeitig erfüllt werden können, weshalb man Gegentaktverstärker verwendet. Hier ist die Stromverstärkung sowohl bei kleiner als auch bei maximaler Aussteuerung praktisch gleich. Die gekrümmte Eingangskennlinie bewirkt nur kleine Verzerrungen.

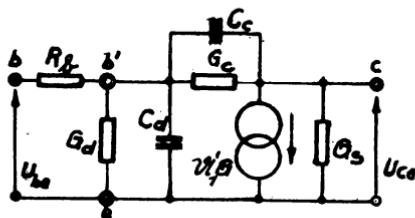
Die Berechnung des Gegentakt-B-Verstärkers ergibt ebenso wie für die A-Verstärker nach dem ähnlichen Schema die maximale Verlustleistung und den Wirkungsgrad. Dieser beträgt für die genannten Verstärker etwa 75 %. Der Wirkungsgrad eines widerstandsgekoppelten A-Verstärkers ist etwas niedriger als bei transformatorgekoppelten Stufen. Beim Gegentakt-B-Verstärker in Emitterschaltung wählt man im Hinblick auf die starke Krümmung der Eingangskennlinie bei kleinen Strömen einen kleinen Ruhestrom I_{oB} im Interesse eines großen Aussteuerbereiches. Erfolgt eine Vergrößerung der Verstärkung in Abhängigkeit der Temperatur, so ist eine Stabilisierung des Arbeitspunktes durch einen Gegenkopplungszweig mit einem Halbleiter im Basiskreis nötig.

4.2 Hochfrequenzverstärkung

Für Frequenzen, die klein sind gegenüber der Grenzfrequenz (Abfall der Stromverstärkung um 3 dB gegenüber dem Wert für 1000 Hz), gelten die normalen Kenndaten des Transistors.

Dieser Frequenzbereich beschränkt sich meistens auf das Tonfrequenzgebiet. Bei höheren Frequenzen dagegen wirken sich kapazitive Ströme und Spannungen infolge der Diffusions- und Sperrsichtkapazitäten immer stärker aus.

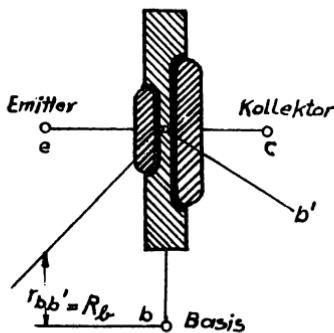
Das dynamische Verhalten eines Flächentransistors in Emitterschaltung für kleine Amplituden und hohe Frequenzen wird durch die Ersatzschaltung Bild 88 erläutert, die einen aktiven Vierpol darstellt.



II-Ersatzschaltbild eines Flächentransistors für kleine Amplituden und hohe Frequenzen

Bild 88

Ein Widerstand R_b liegt zwischen dem äußeren Basisanschluß b und dem nicht zugänglichen Basispunkt b' des Transistors. Bild 89 zeigt, wie man sich R_b , in einem Flächentransistor vorzustellen hat. Durch R_b und G_d und C_d wird bewirkt, daß mit zunehmender Frequenz eine Spannungs-



Schematischer Aufbau eines
Flächentransistors

Bild 89

teilung am Eingang stattfindet und die zugeführte Steuerleistung immer mehr an R_b verlorenginge; denn für hohe Frequenzen werden der Blindwiderstand des Kondensators C_d und der Spannungsabfall an G_d immer geringer. Der Spannungsabfall an R_b und damit auch der Leistungsverlust erhöhen sich demzufolge bei hohen Frequenzen. Durch Wahl niederohmigen Germaniums für das Basiselement sowie durch geeignete Kontaktierung der Basisleitung erreicht man, daß dieser Widerstand bei HF-Transistoren klein ist ($\approx 100 \Omega$). Er kann als konstant angenommen werden. Am Ausgang des Ersatzschaltbildes ist ein Stromgenerator $U'_1 G$ als aktives Element vorhanden. Der Leitwert G ist proportional dem Emittergleichstrom:

$$G = \frac{q}{kT} \cdot I_e \quad (76) \text{ (Steilheit des Elementartransistors)}$$

$$(q = \text{Elementarladung } 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As; } k = \text{Boltzmann-Konstante } 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{°K}}; T = \text{absolute Temperatur } ^\circ\text{K})$$

Bei Zimmertemperatur gilt ungefähr:

$$G \left[\frac{\text{mA}}{\text{V}} \right] \approx 39 \cdot I_e \left[\frac{\text{mA}}{} \right] \quad (76a)$$

Der vom Emitter zugeführte Defektelektronenstrom ist nicht abhängig von der Eingangsspannung U_1 , sondern von dem Spannungsabfall U_1' am Kondensator C_d bzw. an G_d . Infolgedessen gilt für den Stromgenerator das Produkt $U_1' G$.

Der Querleitwert G_d ist der Leitwert der Emitter-Basis-Strecke für den Basisstrom I_b . Es gilt sehr angenähert mit dem Stromverstärkungsfaktor $\alpha' = h'_{21}$; $G_d + G_d \cdot \alpha' \approx G$ oder mit Gl. (76), bezogen auf den Emitterstrom:

$$G_d = \frac{1}{1 + \alpha'} \cdot \frac{q}{kT} \cdot I_e. \quad (77)$$

Die Diffusionskapazität C_d , d.h. die Ladungsänderung der Basis ist ebenfalls proportional dem Emittergleichstrom I_e . Für die Grenzfrequenz $\omega_c \alpha'$ in Emitterschaltung ergibt sich der Zusammenhang zu:

$$C_d = \frac{G_d}{\omega_c \alpha'} \quad (78)$$

Aus der Grenzfrequenz $\omega_c \alpha'$ und der zugehörigen Stromverstärkung α' können Sie für eine gegebene Frequenz $\omega_c \alpha'$ die Stromverstärkung α berechnen, und zwar nach der Beziehung

$$\alpha = \frac{\alpha' \omega_c \alpha'}{\omega_c \alpha'} \quad (79)$$

Für die Rückwirkung bei höheren Frequenzen ist die von der Kollektorgleichspannung U_{cb} abhängige Sperrschichtkapazität C_c maßgebend. Für HF-Transistoren gilt allgemein:
 $C_c = 10 \dots 30 \text{ pF}$.

Der Leitwert G_c ist hochOHMig und kann vernachlässigt werden.

Der Kollektorleitwert $G_s = 25 \dots 50 \mu\text{S}$ in Verbindung mit C_c ist maßgebend für den Ausgangsleitwert des Transistors.

Für die Hochfrequenzverstärkung bis max. 500 MHz verwendet man sogenannte Diffusionstransistoren, deren Diffusionskapazität C_d sehr klein ist.

Lehrbeispiel 11

Für einen HF-Diffusionstransistor in Emitterschaltung beträgt der Wert des Stromverstärkungsfaktors $\alpha' = h'_{21} = 32$ bei einem Emitterstrom $I_e = 1 \text{ mA}$.

a) Wie groß ist die Grenzfrequenz, mit welcher der Transistor betrieben werden kann, wenn die Diffusionskapazität $C_d = 20 \text{ pF}$ beträgt ?

b) Wie groß ist der Stromverstärkungsfaktor h'_{21} der Aufgabe a) für eine Frequenz 3,5 MHz ?

Lösungen:

zu a) Nach Gl. (76 a) ist $G \approx 39 \cdot I_e = 39 \frac{\text{mA}}{\text{V}} = 0,039 \frac{\text{A}}{\text{V}}$;

$$\text{nach Gl. (76) und (77) ist } G_d = \frac{1}{1 + \alpha'} \cdot G = \frac{1}{1 + 32} \cdot 0,039 \\ = 0,00118 \text{ S}$$

$$G_d = 20 \cdot 10^{-12} \text{ F} ;$$

nach Gl. (78) ergibt sich die Grenzfrequenz zu:

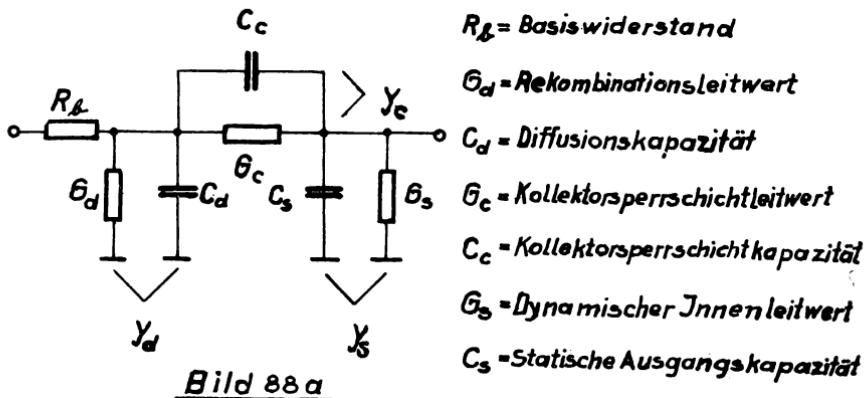
$$\omega_{cd'} = \frac{G_d}{C_d} = \frac{0,00118}{20 \cdot 10^{-12}} = \frac{1180}{20} \cdot 10^6 = 59 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}}$$

$$f_{cd'} = \frac{\omega_{cd'}}{2\pi} = 9,4 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 9,4 \text{ MHz}$$

Zu b) Nach Gl. (79) ist $\omega = \frac{d' \omega_{cd'}}{\omega_{cd}} = \frac{32 \cdot 9,4 \cdot 10^6}{3,5 \cdot 10^6} = 86$

4.21 Ersatzschaltungen eines HF-Transistors und Berechnung der Leistungsverstärkung einer HF-Stufe ohne und mit Selektionskreis

Für gewisse einfache Berechnungen von HF-Verstärkern mit Transistoren genügen folgende Ersatzschaltungen, die aktive Vierpole darstellen.



II-Ersatzschaltung

$$\text{Kollektorstrom-Steilheit} \quad \frac{i_2}{u_1} = y_m = \frac{G_m}{1 + j\omega\tau_L}$$

$$\tau_L = \frac{w^2}{6 \cdot D_p}$$

G_m = Statische Steilheit ($\omega = 0$)
 w = Dicke der Basisschicht

D_p = Diffusionskonstante

$$\text{Basisstrom-Steilheit} \quad \frac{i_1}{u_2} = y_p$$

Es ergeben sich die Leitwerte der Schaltung nach Bild 88 a, auf deren ausführliche Berechnung wir verzichten wollen:

$$G_d = \frac{1}{h_{11} - R_b} \quad G_s = h_{22} - h_{21} \frac{h_{21} + 1}{h_{11} - R_b}$$

$$G_c = \frac{h_{11}}{h_{11} - R_b}$$

Hierbei

werden h_{11} , h_{21} bei 250 Hz, h_{12} , h_{22} bei 10 Hz

und R_b bei 10 MHz gemessen. Die Messung der Kapazität zeigt Bild 88 b.

$$C_c = \frac{100 d^2}{\sqrt{\rho_b U_c}}$$

Hierbei ist d = Dicke der Sperrschicht

ρ_b = spezifischer Widerstand des Materials.

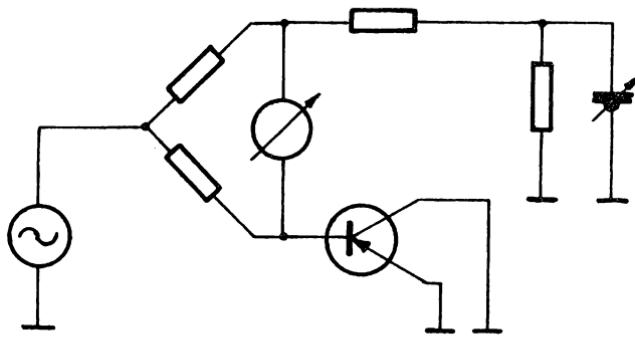


Bild 88 b

Die Leitwertgleichungen eines Transistors in der IT-Ersatzschaltung:

$$\left. \begin{array}{l} i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2 \\ i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2 \end{array} \right\} \quad \text{Gl. (21) des Lbf. 6.}$$

Dabei ist y_{11} der Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang:

$$y_{11} = G_e + j\omega C_e \quad y_{11} = \left(\frac{i_1}{u_1} \right)_{u_2=0}$$

y_{22} ist der Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang:

$$y_{22} = G_i + j\omega C_a \quad y_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2} \right)_{u_1=0}$$

y_{21} ist der Kennleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang:

$$y_{21} = [y_{21}] \cdot e^{j\varphi_{21}} \quad y_{21} = \left(\frac{1_2}{u_1} \right)_{u_2=0}$$

y_{12} ist der Rückwirkungsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang:

$$y_{12} = - (G_{rÜ} + j\omega C_{rÜ})$$

Hieraus folgt für die Leitwerte y_{11} , y_{22} , y_{12} und y_{21} :

$$y_{11} = \frac{y_d + y_e}{1 + R_b(y_d + y_c)} \quad y_{12} = - \frac{y_p + y_e}{1 + R_b(y_d + y_c)}$$
$$y_{21} = - \frac{y_M - y_c}{1 + R_b(y_d + y_c)} \quad y_{22} = y_s + y_c + R_b \frac{(y_s + y_c)(y_M - y_c)}{1 + R_b(y_d + y_c)}$$

In den Kennblättern werden allgemein Kapazitäten und Widerstände (reziproke Leitwerte) angegeben:

$$R_e, C_e, R_p C_a \text{ und } R_{rÜ}, C_{rÜ}$$

Zur Steuerung eines Transistors ist Leistung erforderlich; daher wird die Leistungsverstärkung einer HF-Stufe bestimmt. Beim Selektiv-HF-Verstärker ist wegen der benötigten Bandbreite die optimale Verstärkung γ_{opt} nicht erreichbar, sondern es kann nur γ_{max} bestimmt werden.

Aus dem Fertigschaltbild einer HF-Stufe (Bild 88 c) können Sie nachstehende Beziehungen entnehmen:

$$\gamma_1 = (G_e + G_o) U_1$$

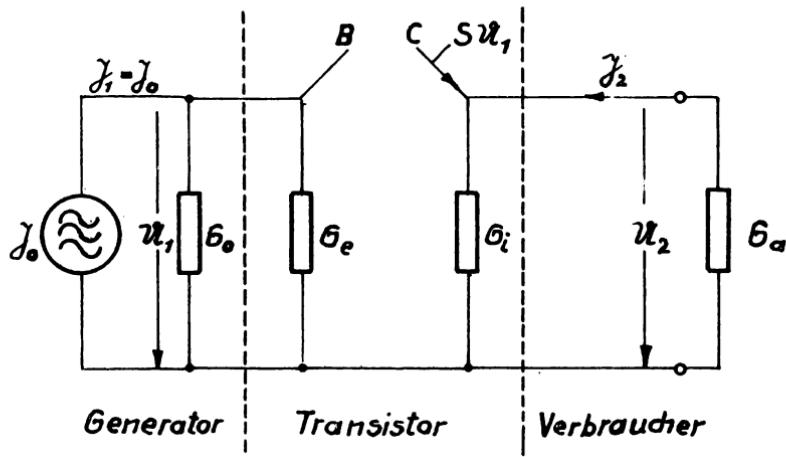


Bild 88c

Ersatzschaltbild einer HF-Stufe mit einem Transistor

$$J_2 = s u_1 + (G_1 + G_a) u_2$$

$$N_e = |u_1|^2 \cdot G_e = \frac{|J_1|^2}{(G_e + G_0)^2} \cdot G_e$$

$$\text{Für } J_2 = 0 \quad u_2 = \frac{-s u_1}{G_1 + G_a}$$

$$N_a = |u_2|^2 \cdot G_a = \frac{s^2 |u_1|^2}{(G_1 + G_a)^2} \cdot G_a$$

$$\gamma = \frac{N_a}{N_e} = \frac{s^2 |u_1|^2 \cdot G_a}{(G_1 + G_a)^2 \cdot |u_1|^2 \cdot G_e} = \frac{s^2}{(G_1 + G_a)^2} \cdot \frac{G_a}{G_e} \quad (79a)$$

Für γ_{opt} wird $G_i = G_a$;

$$\gamma_{\text{opt}} = \frac{s^2}{4 G_a \cdot G_e} = \frac{s^2 \cdot R_e R_i}{4} \quad (79b)$$

Zur Berechnung der maximalen Verstärkung eines HF-Selektivverstärkers in Abhängigkeit von der Bandbreite dient das in Bild 88 d dargestellte Ersatzschaltbild.

Daraus sind folgende Beziehungen zu entnehmen:

$$\gamma_1 = (G_e + G_o) v_1$$

$$\gamma_2 = s v_1 \frac{\ddot{u}_1}{\ddot{u}_2} + \left[G_i \left(\frac{\ddot{u}_1}{\ddot{u}_2} \right)^2 + G_k \cdot \frac{1}{\ddot{u}_2^2} + G_e \right] v_2$$

$$v_1 = \frac{\gamma_0}{G_o + G_e}$$

$$v_2 = \frac{-s v_1 \frac{\ddot{u}_2}{\ddot{u}_1}}{G_i + \frac{G_k}{\ddot{u}_1^2} + G_e \left(\frac{\ddot{u}_2}{\ddot{u}_1} \right)^2}$$

$$N_1 = |v_1|^2 \cdot G_e \quad \text{Für } G_e = G_a \text{ erhält man:}$$

$$N_2 = |v_2|^2 \cdot G_e = \frac{s^2 |v_1|^2 \left(\frac{\ddot{u}_2}{\ddot{u}_1} \right)^2}{\left[G_i + \frac{G_k}{\ddot{u}_1^2} + G_e \left(\frac{\ddot{u}_2}{\ddot{u}_1} \right)^2 \right]^2}$$

und für die maximale Leistungsverstärkung:

$$\gamma_{\max} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{s^2 \left(\frac{\ddot{u}_2}{\ddot{u}_1} \right)^2}{\left[G_i + \frac{G_k}{\ddot{u}_1^2} + G_e \left(\frac{\ddot{u}_2}{\ddot{u}_1} \right)^2 \right]^2} \quad (79c)$$

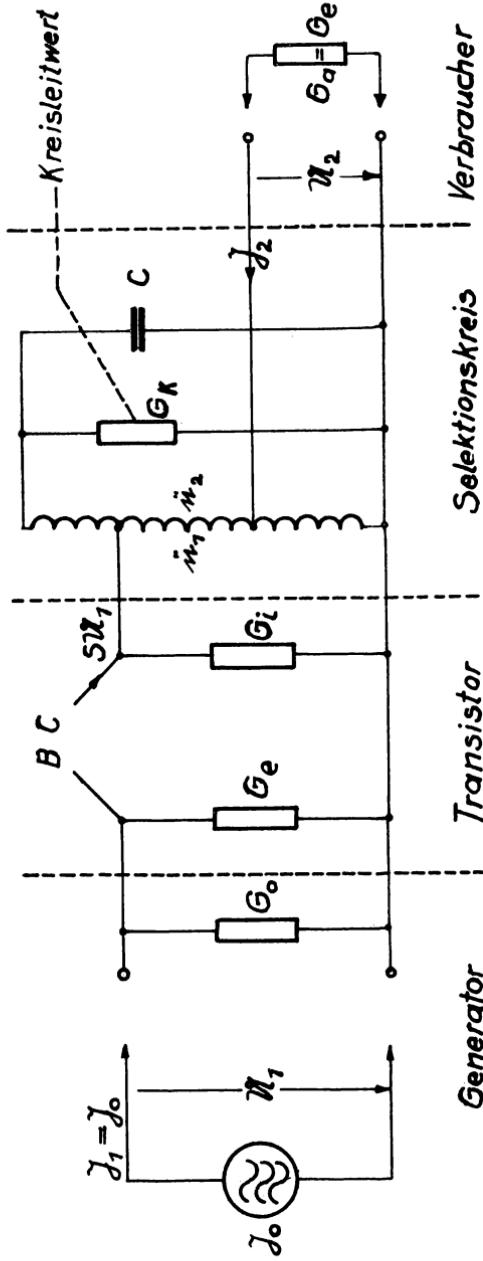


Bild 88d

Ersatzschaltbild einer HF-Stufe mit einem Transistor und einem Selektionskreis

Ist B_0 die Bandbreite des unbelasteten, verlustlosen Selektionskreises, so gilt mit der Resonanzfrequenz f_o :

$$\left. \begin{aligned} 4f_o &= B_0 = f_o \frac{G_K}{\omega C} = \frac{G_K}{2\pi C} \\ 4f_1 &= B_1 = d \cdot f_r = \frac{G}{\omega C} \cdot f_r = \frac{G}{2\pi C} \end{aligned} \right\} \quad (79d)$$

B_1 ist die Bandbreite des belasteten Selektionskreises.

$$\text{Für } G_a = G_e \quad B_1 = \frac{1}{2\pi C} \left[G_1 \dot{u}_1^2 + G_K + G_e \dot{u}_2^2 \right] \quad (79e)$$

$$B_1 = \frac{G_K}{2\pi C} + \frac{G_1 \dot{u}_1^2 + G_e \dot{u}_2^2}{2\pi C} = B_0 + \frac{G_1 \dot{u}_1^2 + G_e \dot{u}_2^2}{2\pi C};$$

$$1 - \frac{B_0}{B_1} = \frac{1}{2\pi C B_1} \left[G_1 \dot{u}_1^2 + G_e \dot{u}_2^2 \right] \quad (79f)$$

$$\text{Für Anpassung muß gelten: } \left(\frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} \right)^2 = \frac{G_1}{G_a} = \frac{G_i}{G_e} \quad (79g)$$

$$\text{Aus (79e) } 2\pi C B_1 \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right) = G_1 \dot{u}_1^2 + G_e \dot{u}_2^2 \quad (79h)$$

$$\text{Aus (79g) und (79h)} \quad \frac{2\pi C B_1}{\dot{u}_1^2} \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right) = G_1 + G_e \frac{G_1}{G_e}$$

$$= 2 G_1 \quad (79i)$$

$$\text{Aus (79i)} \quad \dot{u}_1 = \sqrt{\pi C B_1 R_1 \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right)} \quad (79j)$$

$$\text{aus Gl. (80c), (80e)} \quad \sqrt{\gamma_{\max}} = \frac{S \dot{u}_2 \dot{u}_1}{G_1 \dot{u}_1^2 + G_K + G_e \dot{u}_2^2}$$

$$= \frac{S \dot{u}_2 \dot{u}_1}{B_1 2\pi C} \quad (79k)$$

aus Gl. (79g), (79k), (79j)

$$\gamma_{\max} = \frac{s^2 \ddot{u}_2^2 \ddot{u}_1^2}{B_1^2 \cdot 4 \gamma^2 c^2} = \frac{s^2 \frac{G_1}{G_e} \ddot{u}_1^4}{4 (B_1 \gamma c)^2} = \frac{s^2 \frac{G_1}{G_e} (B_1 \gamma c)^2 \cdot \frac{1}{G_1}}{4 (B_1 \gamma c)^2}$$
$$\cdot \left(1 - \frac{B_o}{B_1}\right)^2 = \frac{s^2}{4 G_e G_1} \cdot \left(1 - \frac{B_o}{B_1}\right)^2 = \frac{s^2 \cdot R_e \cdot R_1}{4}$$
$$\cdot \left(1 - \frac{B_o}{B_1}\right)^2 \quad (791)$$

Vergleichen Sie die Gl. (79b) und (791) miteinander, so werden Sie feststellen, daß beim Selektiv-HF-Verstärker γ_{\max} kleiner ist als γ_{opt} eines HF-Verstärkers ohne Selektionskreis. Der Verlust an Leistungsverstärkung ist umso kleiner, je größer die Güte der Selektionsmittel ist, denn dann ist gemäß Gl. (79d) B_1 und der Leitwert G des belasteten Selektionskreises groß.

Lehrbeispiele 11 a und 11 b

11a) Gegeben ist ein Flächentransistor für eine HF-Verstärkerstufe ohne Selektionskreis zum Betrieb mit kleinen Amplituden in Emitterschaltung mit einem äußeren Widerstand $R_a = 5 \text{ k}\Omega$ und einer Steilheit $S = 10 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$. Benutzen Sie zur Berechnung die Bilder 49 und 50 aus dem Lbf. 6.

1.) Gesucht ist die Leistungsverstärkung γ .

2.) Gesucht sind ferner die optimale Leistungsverstärkung γ_{opt} und der äußere Widerstand R_a hierzu.

Lösung:

1.) Aus Lbf. 6 Bild 49 entnehmen Sie für $R_a = 5 \cdot 10^3 \Omega$ für kleine Amplituden, für die Emitterschaltung den Ein-

Gangswiderstand $r_e' = R_e = 2,5 \cdot 10^3 \Omega$ und aus Bild 50 den Ausgangswiderstand $r_a' = R_i = 7 \cdot 10^4 \Omega$.

Gemäß Gl. (79 a) beträgt die Leistungsverstärkung γ :

$$\begin{aligned}\gamma &= \frac{s^2}{(G_1 + G_a)^2} \cdot \frac{G_a}{G_e} = \frac{0,01 \cdot 0,01}{\left(\frac{1}{7 \cdot 10^4} + \frac{1}{5 \cdot 10^3}\right)^2} \cdot \frac{2,5 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} \\ &= 1082 \\ &===== \end{aligned}$$

Zu 2.) Die Bedingung für optimale Leistungsverstärkung γ_{opt} ist $R_i = R_a$.

Aus Lbf. 6 Bild 50 ersehen Sie: $r_a' = R_i = R_a = 7 \cdot 10^4 \Omega$
sowie aus Bild 49 für $R_a = 7 \cdot 10^4 \Omega$
=====

$$r_e' = R_e = 1,25 \cdot 10^3 \Omega.$$

Gemäß Gl. (79b) beträgt die optimale Leistungsverstärkung γ_{opt} :

$$\begin{aligned}\gamma_{opt} &= \frac{s^2 R_e R_i}{4} = \frac{0,01^2 \cdot 1,25 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^4}{4} = 2190 \\ &===== \end{aligned}$$

11b) Die HF-Verstärkerstufe des vorigen Lehrbeispiels soll einen Selektionskreis, wie im Bild 88d gezeigt ist, besitzen. Der Selektionskreis hat einen Leitwert $G_K = 10^{-5} S$ und der Kondensator eine Kapazität von 100 pF, $ü_1 = 2$.

1.) Wie groß sind die Bandbreite B_0 des unbelasteten und die Bandbreite B_1 des belasteten Selektionskreises?

2.) Wie groß ist die maximale Leistungsverstärkung γ_{max} ?

Lösung:

Zu 1.) Aus Bild 49 ersehen Sie für $R_e = R_a$, $r_e' = R_e = R_a$

$$= 1,25 \cdot 10^3 \Omega \text{ und aus Bild 50 f\"ur } R_a = 1,25 \cdot 10^3 \Omega, \\ r_a' = R_i = 8 \cdot 10^4 \Omega.$$

Nach Gl. (79g) ist:

$$\left(\frac{\ddot{u}_2}{\ddot{u}_1} \right)^2 = \frac{G_i}{G_e} \quad \ddot{u}_2^2 = \frac{G_i}{G_e} \quad \ddot{u}_1^2 \\ \ddot{u}_2 = \ddot{u}_1 \sqrt{\frac{G_i}{G_e}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{1,25 \cdot 10^3}{8 \cdot 10^4}} = 0,25$$

$$\text{Aus (79d) geht hervor: } B_0 = \frac{G_k}{2 \pi C} = \frac{10^{-5}}{2 \pi \cdot 10^{-10}} = \frac{16 \cdot 10^3}{=====} \text{ Hz}$$

$$\text{Aus (79e) folgt: } B_1 = \frac{1}{2 \pi C} \left[G_i \ddot{u}_1^2 + G_k + G_e \ddot{u}_2^2 \right] \\ = \frac{1}{2 \pi \cdot 10^{-10}} \left[\frac{4}{8 \cdot 10^4} + 10^{-5} + \frac{1}{1,25 \cdot 10^3} \cdot \right. \\ \left. \frac{1}{16} \right] = \frac{175 \cdot 10^3}{=====} \text{ Hz}$$

$$\text{zu 2.) Aus (79 1) ergibt sich: } \gamma_{\max} = \frac{s^2 R_e R_i}{4} \cdot \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right)^2 \\ = \frac{0,01 \cdot 0,01 \cdot 1,25 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^4}{4} \cdot \left(1 - \frac{16 \cdot 10^3}{175 \cdot 10^3} \right)$$

$$= 2290 \\ =====$$

4.3 ZF-Verst\"arker

Im Gegensatz zum R\"ohrenverst\"arker ist beim Transistorverst\"arker nicht die Spannungsverst\"arkung, sondern die Leistungsverst\"arkung wichtig. Um eine optimale Verst\"arkung zu erreichen, mu\ss{} man den Eingang einer Stufe an den Ausgang der vorhergehenden mittels eines Transformators an-

passen. Die Ausgangswiderstände von Flächentransistoren liegen für die Zwischenfrequenz von 460 kHz in Emitter-schaltung zwischen 40 und 80 k Ω , die Eingangswiderstände zwischen 500 und 1000 Ω . Neben der verlangten Bandbreite und Selektion einer ZF-Stufe muß der Übertragungswirkungsgrad bestimmt werden. Die optimale Leistungsverstärkung ist beim Selektionsverstärker nicht ausnutzbar, da die Anpassung unter Berücksichtigung der geforderten Bandbreite erfolgen muß. Bei gleicher Bandbreite haben Einfachkreise einen geringeren Übertragungsverlust als Bandfilter. Bei Selektionsanforderungen können Bandfilter einen höheren Übertragungswirkungsgrad als Einfachkreis aufweisen.

Bild 90 a zeigt das Prinzipschaltbild und Bild 90 b das Ersatzschaltbild eines Einfachkreises mit den Belastungswiderständen. Der Übertrager ist ein primärseitig abgestimmter ZF-Transformator, dessen Sekundärseite durch Wahl der Windungszahl den niederOHMigen Eingangswiderstand an den Ausgangswiderstand anpaßt. Es wird vorausgesetzt, daß die innere Rückkopplung des Transistors durch ein äußeres frequenzabhängiges Glied neutralisiert ist. In der Praxis genügt meistens ein Kondensator von Basis zu Basis. Es bedeuten:

R_p = Resonanzwiderstand des unbelasteten Kreises,

R_A = Ausgangswiderstand des Transistors,

$R_E' = \frac{E}{2} R_E$ = transformierter Eingangswiderstand des folgenden Transistors.

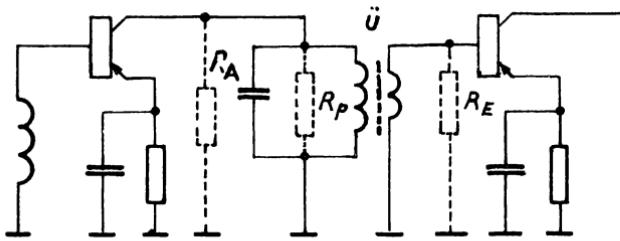
Für $R_E' = R_A$ ist die an den Eingang des Transistors gelieferte Leistung optimal.

$$N_{\max} = \frac{E^2}{4 R_E'}$$

Für R_p als zusätzlichen Leistungsverbraucher ergibt sich aus

$$U = \frac{R'_{\text{E}} \parallel R_p}{R_A + R'_{\text{E}} \parallel R_p} \cdot E \quad \text{die Leistung}$$

$$N = \left(\frac{R'_{\text{E}} \parallel R_p}{R_A + R'_{\text{E}} \parallel R_p} \right)^2 \cdot \frac{E^2}{R'_{\text{E}}} .$$



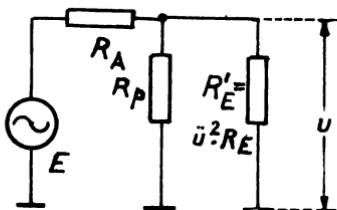
ZF-Stufe mit Transistoren; Prinzipschaltbild

Bild 90a

Aus dem Verhältnis der beiden Leistungen errechnet sich der Übertragungswirkungsgrad :

$$\eta = \frac{N}{N_{\max}} = 4 \left(\frac{R'_{\text{E}} R_p}{R'_{\text{E}} R_p + R_A (R'_{\text{E}} + R_p)} \right)^2$$

Wird für $d_o =$ Dämpfung des unbelasteten Kreises $R_p = \frac{\omega L}{d_o}$ gesetzt und für $d_B =$ Dämpfung des belasteten Kreises $R_p \parallel R_A \parallel R'_{\text{E}} = \frac{\omega L}{d_B}$, so erhält man nach einigen Umformungen für den Anpassungsfall $R_A = R'_{\text{E}}$:

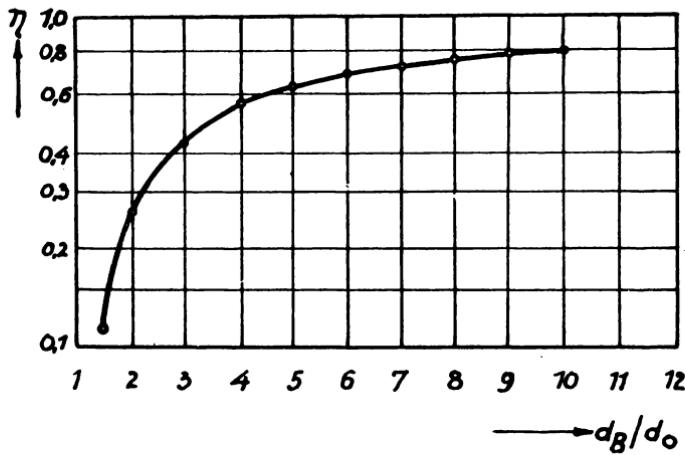


ZF Stufe mit Transistoren; Ersatzschaltbild

Bild 90 b

$$\eta = \left(\frac{d_B - d_o}{d_B} \right)^2 \quad (79m)$$

Die in Bild 90c wiedergegebene Kurve zeigt, daß ein hoher Übertragungsgrad ein großes d_B/d_o - Verhältnis erfordert. Meist ist die Betriebsdämpfung durch die Bandbreitenforderung festgelegt. Der Übertragungswirkungsgrad wird dann allein von der Dämpfung des unbelasteten Kreises beeinflußt. Obwohl die Kreiseigenschaften in der Hauptsache durch die Belastungswiderstände bestimmt werden, so muß die Kreisgüte im unbelasteten Zustand doch so hoch wie möglich gewählt werden. Drahtsorte und Kernmaterial sind sorgfältig auszuwählen. Für die Berechnung der Kreisdaten ist bei bekannten Eingangs- und Ausgangswiderständen der Transistoren meistens eine bestimmte Selektion oder Bandbreite gefordert. Damit ist auch die Betriebsdämpfung d_B



Der Übertragungswirkungsgrad η als Funktion von d_B/d_o

Bild 90c

bekannt. Aus den Beziehungen

$$d_o = \frac{\omega L}{R_p} \quad \text{und, f\"ur } R_A = R'_E \quad d_B = \frac{\omega L}{\frac{R_A}{2} \parallel R_p}$$

errechnen sich die Kreisdaten f\"ur den Einzelkreis mit der Induktivit\"at L:

$$\omega L = \frac{R_A}{2} (d_B - d_o) \quad (79n)$$

Die Anpassung des Eingangswiderstandes an den Ausgangswiderstand wird transformatorisch vorgenommen. Das Übersetzungsverhältnis wird errechnet für $k = 1$ aus:

$$\frac{U^2}{U_A} = \frac{R_E}{R_A} \quad (79o)$$

Die Bemessung eines zweikreisigen Bandfilters an Stelle eines Einzelkreises kann aus Gl. (79n) abgeleitet werden. Haben der Primär- und der Sekundärkreis dieselbe Kreisgüte im unbelasteten Zustand, und setzt man kritische Kopplung voraus, so ergibt sich, da der resultierende Übertragungswiderstand gleich der Hälfte des Resonanzwiderstandes R_p des Einzelkreises ist:

$$\omega L_{12} = R_A' (d_B - d_o) \quad (79p)$$

Bild 90 d zeigt für eine Zwischenfrequenz von 460 kHz die Gesamtbandbreite und die Gesamtselektion von drei nullgekoppelten Einfachkreises und von drei nullgekoppelten zweikreisigen Bandfiltern in Abhängigkeit von der Betriebsdämpfung des Einzelkreises bzw. des zweikreisigen Bandfilters. Die Kurven ergeben sich aus den Selektionsgleichungen des Einzelkreises:

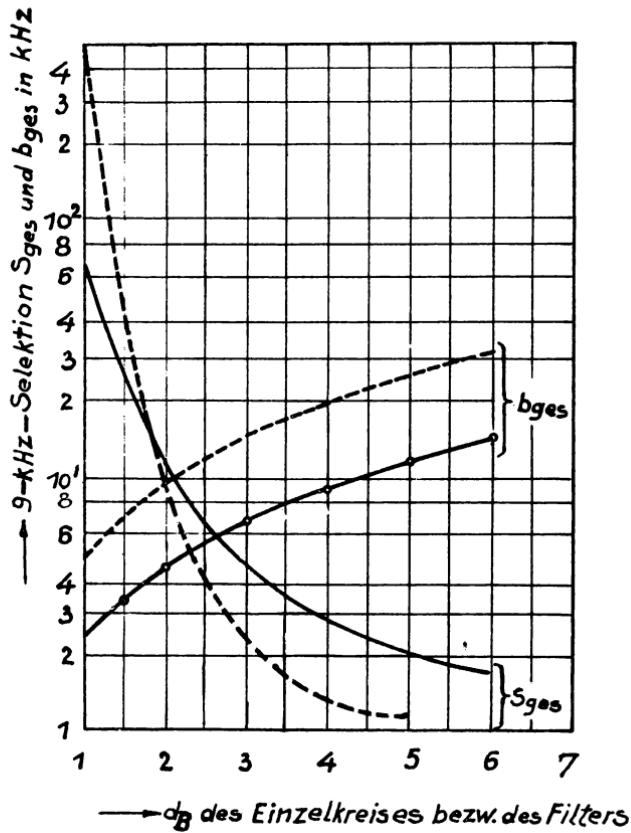
$$S_1 = \sqrt{1 + \left(\frac{v}{d_B}\right)^2} \quad (79q)$$

und des Bandfilters:

$$S_{12} = \sqrt{\frac{\left[1 + \left(\frac{k}{d}\right)^2 - \left(\frac{v}{d}\right)^2\right]^2 + 4\left(\frac{v}{d}\right)^2}{1 + \left(\frac{k}{d}\right)^2}}$$

worin

$$v = \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \approx \frac{2\Delta f}{f_o} \text{ ist.}$$



Bandbreite b_{ges} und 9-kHz-Selektion S_{ges}
 als Funktion der Betriebsdämpfung d_B
 — bei 3 nullgekoppelten Einzelkreisen
 - - - bei nullgekoppelten zweikreisigen
 Bandfiltern ($k/d=1$)

Bild 90 d

Für $k/d = 1$ vereinfacht sich diese Gleichung wie folgt:

$$s_{12} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{v}{d}\right)^2 + 4} \quad (79r)$$

Die Gesamtbandbreite beträgt für drei Einzelkreise, da die Bandeinengung bei drei nullpunktgekoppelten Kreisen 0,51 ist:

$$b_{1 \text{ ges}} = 0,51 d_{B_1} f_z \quad (79s)$$

und für das Bandfilter ($k/d = 1$) mit $\frac{v}{d} = 1,01$:

$$b_{12 \text{ ges}} = 1,01 d_{B_{12}} f_z. \quad (79t)$$

Da sich Gl. (79s) und Gl. (79t) um den Faktor 2 unterscheiden, ist bei einem dreistufigen ZF-Verstärker bei gleicher Bandbreite für die Betriebsdämpfung des Bandfilters ($k/d = 1$) nur die Hälfte der Betriebsdämpfung des Einfachkreises nötig. Bei gleicher Leerlaufdämpfung d_o besitzt der Einfachkreis gegenüber dem Bandfilter einen größeren Übertragungswirkungsgrad. Ist eine höhere Selektion erwünscht, so ist ein Bandfilter vorzuziehen, wobei man wegen des größeren Übertragungsverlustes eine Stufe mehr verwenden muß. Aus Bild 90 d ersehen Sie, bis zu welcher Betriebsdämpfung für die 9 kHz-Selektion es zweckmäßig ist, Bandfilter zu verwenden. Setzt man die Gl. (79q) und (79r), aus welchen sich die Selektion des Einzelkreises und des Bandfilters bestimmen läßt, einander gleich, so erhält man diejenige Betriebsdämpfung, bei der in beiden Fällen die 9 kHz-Selektion gleich groß ist.

$$d_B = \frac{1}{2} \cdot v$$

Für $f_z = 460$ kHz, $\Delta f = 9$ kHz, $v = 0,039$ ergibt sich:
 $d_B = 1,95\%$. In diesem schneiden sich die beiden Selektionskurven des Bildes 90 d. Ist d_B größer als dieser errechnete Wert, dann ist der Einfachkreis dem Bandfilter überlegen. Das ergibt allerdings eine kleine Bandbreite. Wo es auf einen großen Übertragungswirkungsgrad ankommt, muß man Einzelkreise verwenden.

Das Bandfilter hat bei $d_B < 0,0195$ gegenüber dem Einfachkreis den Vorzug, eine höhere 9 kHz-Selektion zu besitzen.

Beim ZF-Transistorverstärker ist die Frage, ob Einfachkreis oder Bandfilter, von Fall zu Fall zu entscheiden. Die zweckmäßige Dimensionierung ergibt sich aus den an den Verstärker gestellten Forderungen, je nachdem, ob Selektion, Bandbreite oder Wirkungsgrad im Vordergrund stehen.

Meist wird man versuchen, den günstigsten Kompromiß zu finden. Man wird anstreben, die Verstärkung jeder Stufe so groß wie möglich zu machen, um die Stufenzahl auf ein Mindestmaß zu beschränken. In jedem Fall ist die Betriebsdämpfung so groß zu wählen, wie es die Selektionsforderung zuläßt, und die Dämpfung des unbelasteten Kreises so klein, wie sie sich aus technischen und wirtschaftlichen Gründen ergibt.

Lehrbeispiel 11 c

Es soll ein dreistufiger Zwischenfrequenzverstärker mit Transistoren für eine Frequenz $f_z = 460$ kHz aufgebaut werden. Der Eingangswiderstand jedes Transistors soll 1000Ω und der Ausgangswiderstand $50 \text{ k}\Omega$ betragen. Die Dämpfung des unbelasteten Kreises wird mit $d_o = 0,6\%$ angenommen. Der Verstärker wird für eine Gesamtbandbreite von 8 kHz ausgelegt.

- a) Entscheiden Sie, ob ein Einzelkreis oder ein Bandfilter je Stufe verwendet werden soll, und ermitteln Sie die Schwingkreisdaten !
- b) Bestimmen Sie den Übertragungswirkungsgrad und die maximale Verstärkung für eine Stufe ohne Berücksichtigung der Kreisverluste ! Die Steilheit des Transistors soll $S = 15 \text{ mA/V}$ betragen.
- c) Bestimmen Sie mit Hilfe des Übertragungswirkungsgrades die praktisch erreichbare Leistungsverstärkung !

Lösung:

Zu a) Aus Bild 90 d ergibt sich für $b_{\text{ges}} = 8 \text{ kHz}$ eine Betriebsdämpfung von $d_B = 1,75 \%$ für das zweikreisige Bandfilter. Der Einfachkreis scheidet aus, da er bei der geforderten Gesamtbandbreite nur eine Gesamtselektion von 3,6 ergeben würde.

Drei zweikreisige Bandfilter liefern dagegen eine Gesamtselektion von 24.

Die Schwingkreisdaten ermitteln Sie aus Gl. (79p):

$$L = \frac{1}{\omega} R_A (d_B - d_0) = \frac{50 \cdot 10^3 (0,0175 - 0,006)}{2 \pi 460 \cdot 10^3} = 200 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Zu b) Der Übertragungswirkungsgrad ergibt sich aus (79m) oder aus Bild 90 c: $\eta = 0,43$

Die maximale Verstärkung V_{\max} je Stufe errechnet sich nach Gl. (79b) des Abschnittes 4.21, wobei die Kreisverluste nicht berücksichtigt sind:

$$V_{\max} = \frac{1}{4} S^2 \cdot R_E \cdot R_A = \frac{1}{4} (15 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 = 2780$$

Zu c) Der Übertragungswirkungsgrad setzt diesen Wert auf den praktisch erreichbaren Wert der Leistungsverstärkung

V herab:

$$V = V_{\max} \cdot \eta = 2780 \cdot 0,43 = 1200 = 30,8 \text{ dB}$$

Vgl. Funktechnik, Jg. 1956, Heft 22, Aufsatz "Das ZF-Fil-
ter im Transistor-Verstärker"

4.4 Breitbandverstärker mit Transistoren

Bild 91 zeigt das Prinzip eines rausch- und verzerrungs-
armen Verstärkers in Basisschaltung, der ein- und aus-
gangsseitig einen praktisch frequenzunabhängigen Wider-
stand von 150Ω besitzt.

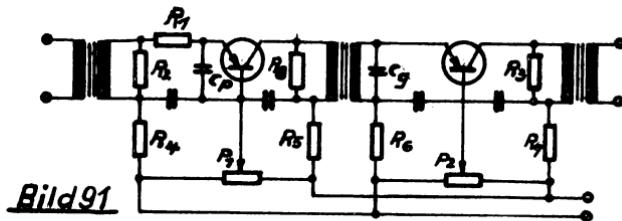


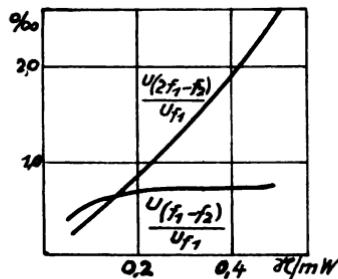
Bild 91

Schaltung eines Breitbandverstärkers mit Transistoren

Das Frequenzband umfaßt 10 bis 180 kHz.

Der Widerstand R_1 bewirkt eine hinsichtlich Frequenzgang
und Rauschzahl günstige Fehlanpassung; mittels R_2 läßt
sich der Verstärkereingangswiderstand verändern. Die Kon-
densatoren C_p und C_g verbessern den Frequenzgang. Um die
Übertrager für ein breites Band verwenden zu können, sind
Abschlußwiderstände R_8 und R_3 von etwa $15 \text{ k}\Omega$ erforder-
lich. R_3 vermindert den Einfluß der Eigenschaften des
zweiten Transistors, die durch die U-Parameter ausgedrückt
sind, auf den Ausgangswiderstand des Vorverstärkers. R_8

wirkt günstig auf den Frequenzgang des zweiten Transistors. Die Vorwiderstände R_4 bis R_7 dienen zur Stabilisierung und gewährleisten genaue Betriebsströme. Mit den Potentiometer P_1 und P_2 wird das Minimum der quadratischen Verzerrung eingestellt.



*Differenzfrequenzamplituden
2.-3. Ordnung als Funktion
der Ausgangsleistung*

Bild 92

In Bild 92 sind die Differenzfrequenzamplituden zweiter und dritter Ordnung als Funktion der Ausgangsleistung für den Verstärker Bild 91 aufgetragen, gemessen mit 20 und 23 kHz bzw. 20 und 37 kHz. Einstellung des Minimums von

$$\frac{u(f_1 - f_2)}{u_{f1}} \text{ bei } |\gamma| = 0,5 \text{ mW.}$$

Der Maßstab der Ordinate ist für

$$\frac{u(f_1 - f_2)}{u_{f1}} \text{ mit } 0,1 \text{ zu multiplizieren.}$$

Die Rauschzahl des Verstärkers beträgt 5.

Zusammenfassung 4.2 - 4.4

Bei Transistoren für höhere Frequenzen wirken sich kapazitive Ströme und Spannungen infolge der Diffusions- und Sperrsichtkapazitäten immer stärker aus. Aus der Steilheit des Elementartransistors und dem Querleitwert der Emitter-Basis-Strecke können Sie für einen Hochfrequenztransistor den Stromverstärkungsfaktor für die Grenzfrequenz ermitteln. Aus dem erwähnten Querleitwert und der Diffusionskapazität ergibt sich die Grenzfrequenz und zu jeder gegebenen Frequenz der Stromverstärkungsfaktor. Bei Zwischenfrequenzverstärkern muß wegen Selbsterregung die Diffusionskapazität klein sein. Andernfalls wird durch Neutralisation die Rückkopplung mit einer entsprechenden Gegenphase kompensiert. Die Leistungsübertragung ist von der Güte der ZF-Kreise und von der gewünschten Bandbreite abhängig. Für die Hochfrequenzverstärkung bis 500 MHz maximal verwendet man sogenannte Diffusionstransistoren, deren Diffusionskapazität sehr klein ist. Breitbandverstärker mit einem frequenzunabhängigen Widerstand und einem Frequenzband von 10 bis 180 kHz besitzen einen Eingangskreis, der aus Widerständen für eine günstige Fehlanpassung und Kondensatoren für Verbesserung des Frequenzganges besteht. Mittels bestimmter Abschlußwiderstände wird der Einfluß der Eigenschaften des zweiten Transistors auf den Ausgangswiderstand des ersten Transistors herabgesetzt; dadurch wird erreicht, daß der Verstärker für ein breites Band verwendet werden kann.

Lösungen für die Übungsaufgaben

Zu 1) Aus Tafel 2 umgerechnet:

$$h_{11}' \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}} \approx \frac{22}{1 - 0,98} \approx \underline{\underline{1100 \Omega}}$$

$$h_{11}'' \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}} \approx \underline{\underline{1100 \Omega}}$$

$$h_{12}' \approx \frac{4h - h_{12}}{1 + h_{21}} ; \quad 4h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21} = 22 \cdot 0,8 \cdot$$

$$10^{-6} + 7 \cdot 0,98 \cdot 10^{-4} = 7,046 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{12}' \approx \frac{7,046 \cdot 10^{-4} - 7 \cdot 10^{-4}}{0,02} \approx \underline{\underline{2,3 \cdot 10^{-4}}}$$

$$h_{12}'' \approx \underline{\underline{1}}$$

$$h_{21}' \approx \frac{-h_{21}}{1 + h_{21}} \approx \frac{0,98}{0,02} \approx \underline{\underline{49}}$$

$$h_{21}'' \approx \frac{-1}{1 + h_{21}} \approx \frac{-1}{0,02} \approx \underline{\underline{-50}}$$

$$h_{22}' \approx \frac{h_{22}}{1 + h_{21}} = \frac{0,8 \cdot 10^{-6}}{0,02} \approx \underline{\underline{40 \cdot 10^{-6} s}}$$

$$h_{22}'' \approx \frac{h_{22}}{1 + h_{21}} = \frac{0,8 \cdot 10^{-6}}{0,02} \approx \underline{\underline{40 \cdot 10^{-6} s}}$$

Zu 2) Aus den Gl. (36) und (37) für die Basisschaltung folgt:

$$R_{i \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot A_h}{h_{22}}} = \sqrt{\frac{22 \cdot 7,046 \cdot 10^{-4}}{0,8 \cdot 10^{-6}}} = 139,1 \Omega$$

$$R_{a \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot A_h}} = \sqrt{\frac{22}{0,8 \cdot 10^{-6} \cdot 7,046 \cdot 10^{-4}}} = 197,5 \text{ k}\Omega$$

Aus Gl. (35) ergibt sich:

$$\frac{N_a}{N_e \text{ max}} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{A_h} + \sqrt{h_{11} \cdot h_{22}}} \right)^2 = \left(\frac{-0,98}{\sqrt{7,046 \cdot 10^{-4}} + \sqrt{22 \cdot 0,8 \cdot 10^{-6}}} \right)^2 = 1012 \text{ V}$$

Für die Emitterschaltung:

$$R_{i' \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}' \cdot A'h}{h_{22}'}} ; \quad A'h = h_{11}'h_{22}' - h_{12}'h_{21}' \\ = \frac{A_h}{1 + h_{21}'} = \frac{7,046 \cdot 10^{-4}}{0,02} = 0,0352$$

$$R_{i' \text{ opt}} = \sqrt{\frac{11 \cdot 10^2 \cdot 0,0352}{40 \cdot 10^{-6}}} = 938 \Omega ;$$

$$R_{a' \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}'}{h_{22}' \cdot A'h}} = \sqrt{\frac{11 \cdot 10^2}{40 \cdot 10^{-6} \cdot 0,0352}} = 27,9 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{N_a'}{N_e \text{ max}} = \left(\frac{h_{21}'}{\sqrt{A'h} + \sqrt{h_{11}'h_{22}'}} \right)^2 = \left(\frac{49}{\sqrt{0,0352} + \sqrt{11 \cdot 10^2 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}} \right)^2 = 15130$$

Für die Kollektorschaltung:

$$R_1''_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}'' \cdot 4'' h}{h_{22}''}} ; \quad 4'' h = h_{11}'' h_{22}'' - h_{12}'' h_{21}''$$

$$= \frac{1}{1 + h_{21}''} = \frac{1}{0,02} = 50$$

$$R_1''_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{11 \cdot 10^2 \cdot 50}{40 \cdot 10^{-6}}} = 37,05 \text{ k}\Omega$$

$$R_a''_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}''}{h_{22}'' \cdot 4'' h}} = \sqrt{\frac{11 \cdot 10^2}{40 \cdot 10^{-6} \cdot 50}} = 742,5 \Omega$$

$$\frac{N_a''}{N_e''_{\text{max}}} = \left(\frac{h_{21}''}{\sqrt{4'' h} + \sqrt{h_{11}'' h_{22}''}} \right)^2$$

$$= \left(\frac{-50}{\sqrt{50} + \sqrt{11 \cdot 10^2 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}} \right)^2 = 47$$

Zu 3 a)

$$h_{11}' = \psi_{11} \cdot 850 = 0,65 \cdot 850 = 552 \Omega$$

$$h_{12}' = \psi_{12} \cdot 7,0 \cdot 10^{-4} = 0,9 \cdot 7,0 \cdot 10^{-4} = 6,3 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21}' = \psi_{21} \cdot 50 = 0,88 \cdot 50 = 44$$

$$h_{22}' = \psi_{22} \cdot 100 \cdot 10^{-5} = 1,8 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 180 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

$$4'' h = h_{11}' h_{22}' - h_{12}' h_{21}' = 552 \cdot 180 \cdot 10^{-6} - 6,3 \cdot 10^{-4} \cdot 44$$
$$= 0,0717$$

$$\gamma' = \frac{\frac{h_{21}'}{R_a}^2}{(1 + h_{22}' R_a)(h_{11}' R_a + A'h)} =$$

$$\frac{44^2 \cdot 10^4}{(1 + 180 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4)(550 + 10^4 \cdot 0,0718)}$$

$$= 5,45 \cdot 10^3 = 37,36 \text{ dB}$$

=====

Zu 3 b)

$$h_{11}' = \psi_{11} \cdot 850 = 1,05 \cdot 850 = 892 \Omega$$

$$h_{12}' = \psi_{12} \cdot 7,0 \cdot 10^{-4} = 0,7 \cdot 7,0 \cdot 10^{-4} = 4,9 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21}' = \psi_{21} \cdot 50 = 1,15 \cdot 50 = 57,5$$

$$h_{22}' = \psi_{22} \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 0,65 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 65 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

$$A'h = h_{11}'h_{22}' - h_{12}'h_{21}' = 892 \cdot 65 \cdot 10^{-6} - 4,9 \cdot 10^{-4}$$

$$57,5 = 0,0298$$

$$\gamma = \frac{h_{21}^2 \cdot R_a}{(1 + h_{22}' R_a)(h_{11}' + R_a \cdot A'h)} =$$

$$\frac{57,5^2 \cdot 10^4}{(1 + 65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4)(892 + 10^4 \cdot 0,0298)} = 16,85 \cdot 10^3$$

$$= 42,28 \text{ dB}$$

Bei Erhöhung des Kollektorstromes von 3 auf 6 mA vermindert sich die Leistungsverstärkung von 39,66 auf 37,36 dB.
 Bei Erhöhung der Kollektorspannung von 2 auf 6 V vergrößert sich die Leistungsverstärkung von 39,66 auf 42,28 dB.

Zu 4) Wie groß ist für Lehrbeispiel 9 die Leistungsverstärkung γ ?

Lösung:

Nach Gl. (33) ist die Leistungsverstärkung:

$$\gamma = \frac{h_{21}^2 \cdot R_a}{(1 + h_{22} R_a) (h_{11} + \Delta h \cdot R_a)}$$

Leistungsverstärkung γ

I_e	0,1	1,0	10	mA
$t_{amb} = 0^\circ C$	34,1	222	229	-
$t_{amb} = 25^\circ C$	32	204	201	-

Zu 5) Wie groß ist für Lehrbeispiel 9 der Eingangswiderstand ?

Nach Gl. (31) ist der Eingangswiderstand:

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

Eingangswiderstand r_e

I_e	0,1	1,0	10,0	mA
$t_{amb} = 0^\circ C$	264	41,6	35,2	Ω
$t_{amb} = 25^\circ C$	282	45,5	41,2	Ω

Zu 6) Nach Gl. (33) ist die Leistungsverstärkung in Basis-Schaltung:

$$\gamma = \frac{h_{21}^2 \cdot R_a}{(1 + h_{22} R_a)(h_{11} + R_a - \Delta h)}$$

In dieser Formel sind die Parameter h_{11} , h_{21} und h_{22} enthalten. Sie ersehen aus den Bildern 60, 64 und 66, daß die Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur für diese Parameter bei einem Emitterstrom $I_e = 10$ mA am gleichmäßigsten ist. Danach ist die Leistungsverstärkung γ für $I_e = 10$ mA in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur annähernd konstant.

Zu 7) Der Widerstand R_1 im Bild 81 wird durch einen Heißleiter-Widerstand ersetzt. Hierdurch kann man die 2. Stufe des Widerstandsverstärkers gegenüber Veränderungen der Umgebungstemperatur stabilisieren. In diesem Falle hat der Punkt A kein festes Potential mehr, sondern er wird mit steigender Temperatur weniger negativ. Dadurch wird zugleich eine Stabilisierung des Eingangswiderstandes der 2. Stufe des Widerstandsverstärkers bewirkt. Gleichzeitig man den Temperaturlang richtig aus, so wird I_e für einen gewissen Temperaturbereich temperaturunabhängig. Ebenso kann die praktische Schaltung nach Bild 84 stabilisiert werden.

Zu 8) Aus Gl. (74) ergibt sich:

$$N_c_{\max} = \frac{I_{cB} U_B}{2} + \frac{(I_{c_{\max}} - I_{c_B}) \cdot U_B}{2} \cdot \frac{U_B}{U_B - U_{kn}}$$

Wird nach Bild 87 und dem Kennlinienfeld in Bild 43 a an die Hyperbel $N_c = 25$ mW vom Punkt X eine Tangente gelegt,

so kann entnommen werden:

$$U_{kn} = 0,5 \text{ V}$$

$$I_{c_{max}} \approx 5,6 \text{ mA}$$

$$I_{cB} \approx 0,1 \text{ mA}$$

$$\frac{\hat{u}_g}{2} \approx 7,5 \text{ V} ; \quad \hat{u}_e \approx 15 \text{ V}$$

$$U_B = 15,5 \text{ V}$$

$$N_{c_{max}} \approx \frac{0,1 \cdot 15,5}{2} + \frac{(5,6 - 0,1)}{2} \cdot 15,5 \cdot \frac{15,5}{15,5 - 0,5}$$

$$= 0,775 + 42,5 \cdot 1,03 = 44,68 \text{ mW}$$

=====

Aus Gl. (75) folgt:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{U_B - U_{kn}}{U_B} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{15,5 - 0,5}{15,5} = 0,755$$

Zu 9) Bild 85 stellt einen Gegentakt-B-Verstärker mit Festlegung des Arbeitspunktes durch einen beiden Transistoren gemeinsamen Spannungsteiler dar. Es handelt sich um eine statische Stabilisierung des Arbeitspunktes durch Festlegung der Basisspannung. Eine Gegenkopplung tritt hier nicht auf. Eine dynamische Stabilisierung, bestehend aus einer stromgesteuerten Spannungsgegenkopplung, lässt sich durch Einbau je eines Emitterwiderstandes in die Emitterleitung beider Transistoren durchführen. Es ist auch möglich, eine spannungsgesteuerte Stromgegenkopplung mit einem Widerstand R_c zwischen Kollektor und Basis anzuwenden.

