

PHILIPS

**p-n-p-FLÄCHENTRANSISTOREN
-KOMPENDIUM-**

PHILIPS ELECTRON TUBE DIVISION

p-n-p-Flächentransistoren

– Kompendium –

von F. Weitzsch

Dieses und ein weiteres Heft sollen das Wichtigste von dem vermitteln, was einerseits als praktische Erfahrung über den p-n-p-Flächentransistor bekannt geworden ist und was andererseits für die Entwicklung von Geräten aller Art an Wissen unumgänglich erscheint.

Verzeichnis der Abschnitte

Teil I (Grundlagen)

	Seite
1	Einleitung 3
2	Der Transistor als aktives Schaltelement 4
2.1	Aufbau und elektrische Eigenschaften 4
2.2	Kennlinienfelder, Ersatzschaltbilder und Begriffe 7
2.2.01	Kennlinienfelder 8
2.2.02	Verlustleistung 9
2.2.03	Kniespannung 9
2.2.04	Restströme 10
2.2.05	Schaltstellungen 12
2.2.06	Spannungs- und Stromsteuerung 12
2.2.07	Kennlinien der Basisschaltung 13
2.2.08	(h)-Matrix 14
2.2.09	(h)-Ersatzschaltbild 15
2.2.10	Vierpolformeln 16
2.2.11	(h)-Parameter in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt 18
2.2.12	T-Ersatzschaltbild 18
2.3	Temperaturabhängigkeit der elektrischen Eigenschaften 19
2.3.1.	Thermisches Verhalten des Kollektorstromes und der Basis-Emitter-Spannung 19
2.3.2.	Kollektorbelastung und Kristalltemperatur 21
2.3.3.	Stationäres Verhalten 23
2.3.4.	Instationäres Verhalten 23
2.4	Gleichstrom-Stabilisierung und thermische Stabilität 24
2.4.1.	Stabilisierung des Kollektorstromes 24
2.4.2.	Die Faktoren ρ_j und λ in Abhängigkeit vom Emitterstrom 27
2.4.3.	Thermische Stabilität 28
2.4.4.	Zahlenbeispiel für Instabilität 31
2.5	Streuungen der statischen und dynamischen Kennwerte 32

	Seite
3	Allgemeine Gesichtspunkte für NF-Verstärker-Anwendungen 34
3.1	Transformator- und RC-Kopplung 35
3.2	Arbeitspunkteinstellungen 36
3.2.1.	Kleinsignal-Verstärkerstufen 36
3.2.2.	Großsignal-Verstärkerstufen 37
3.3	Formeln für NF-Endstufen 38
3.3.1.	Klasse A-Betrieb 38
3.3.2.	Gegentakt Klasse B-Betrieb 40
3.4	Gegenkopplung 42
3.5	Rauschen 46

Anhang

1.A	Beispiel zur Matrizenrechnung 47
2.A	Transformationen von (h)-Parametern und r-Werten 49
3.A	Beispiel für instationäres thermisches Verhalten 50
4.A	Berechnung der Gleichstrom-Stabilisierung 50
5.A	Zum Problem der Streuungen und Sicherheiten 52

Ein weiteres Heft wird als Fortsetzung Anwendungsbeispiele des Transistors mit nachstehend angeführten Abschnitten bringen.

Teil II (Anwendungen)

4	Der Transistor in NF-Verstärker-Anwendungen
5	Der Transistor in HF-Anwendungen
6	Der Transistor als gesteuerter Schalter

p-n-p-Flächentransistoren – Kompendium –

Teil I

1 Einleitung

Im Laufe der Zeit haben sich auf dem Gebiete der Transistoren derart differenzierte Wünsche nach Orientierungsmöglichkeiten ergeben, daß auch ebenso viele Darstellungsarten in der Literatur erschienen sind — angefangen von Bastleranweisungen über Fachaufsätze aller Art bis zu einigen umfangreichen Büchern sowohl grundsätzlicher als auch praktischer Natur.

Dennoch ist eine gewisse Lücke geblieben zwischen Fachaufsatz und Buch, welche gerade von jenen Ingenieuren empfunden wird, die sich aus Zeitmangel entweder überhaupt nicht oder nur unvollkommen mit dem relativ neuen Transistorelement haben vertraut machen können.

In diesem Kompendium soll versucht werden, mit möglichst wenig Aufwand und wenigen Voraussetzungen das Wichtigste von dem zu vermitteln, was einerseits bereits als praktische Erfahrung über den Transistor bekannt geworden ist und was andererseits für die Entwicklung von Geräten aller Art an Wissen unumgänglich erscheint.

Selbstverständlich kann diese Darstellung nicht endgültig sein, da die Dinge sich noch sehr im Fluß befinden. Sie soll aber eine Grundlage sein, auf welche in künftigen Veröffentlichungen Bezug genommen werden kann.

Auf die physikalische und technische Entwicklung des Transistors soll in diesem Rahmen nicht eingegangen werden, wenngleich diese von der Entdeckung durch Bardeen und Brattain im Jahre 1948 an sehr eindrucksvoll ist. Sie ist auch für den an Schnellebigkeit gewöhnten Gegenwartsmenschen sicher ohne Beispiel.

Von den vielen vorgeschlagenen und untersuchten Ausführungsformen des Transistors steht heute der p-n-p-Flächentransistor im Vordergrund, von wel-

chem in diesem Kompendium ausschließlich die Rede sein soll.

Zunächst mögen jedoch noch einige allgemeinere Betrachtungen vorangestellt werden.

Der Transistor ist ein elektrisches Verstärkerelement ähnlich wie die Elektronenröhre (mit wenigstens einem Gitter). Bei der letzteren beruht die Verstärkerwirkung auf der Steuerung eines Elektronenstromes im Vakuum. Beim Transistor werden Ladungsträger in einem festen Körper, und zwar in einem Halbleiter, „gesteuert“. Auf den physikalischen Mechanismus kann in diesem Rahmen nicht eingegangen werden. Es soll hier lediglich vermerkt werden, daß der Transistor keiner Heizleistung bedarf, da die benutzten Ladungsträger schon im Halbleiter beweglich vorhanden sind und nicht — wie in der Röhre — erst frei gemacht werden müssen. Dies ist ein für die Wirtschaftlichkeit eines Verstärkerelementes entscheidender Vorteil. Der aus der Energiebilanz folgende Wirkungsgrad ist beim Transistor sehr viel höher als bei der Elektronenröhre. Damit ist auch die insgesamt entstehende Wärme geringer, was z. B. bei Rechenmaschinen, in denen auf kleinem Raum eine große Zahl von Verstärkerelementen untergebracht werden soll, sehr wichtig ist.

Ein bedeutender Vorzug des Transistors gegenüber der Elektronenröhre ist auch seine Kleinheit. Das Verstärkerelement besteht im wesentlichen aus einem winzigen Halbleiterkristall, der es erlaubt, den ganzen Transistor mit sehr kleinen äußeren Abmessungen herzustellen. Die z. B. für Hörgeräte entwickelten Typen haben ein Gehäuse von $3 \times 4 \times 7$ mm, so daß sich (wenn man sich die Anschlußdrähte fort-denkt) in eine Streichholzschachtel mehr als 150 Exemplare legen lassen.

Wie noch gezeigt werden wird, sind die Betriebs-

spannungen für die Transistoren sehr klein. Sie betragen bei den z. Z. im Handel befindlichen Typen etwa 1,2 bis 24 V. Damit eröffnet sich ein großes Anwendungsgebiet in der Technik transportabler Geräte. Bei den kleinen Betriebsspannungen können dann die Geräte ausschließlich nach den Vorschriften für kleine Spannungen gebaut werden, was die Konstruktion vereinfacht und den Aufwand reduziert.

Weiterhin sollen noch die mechanische Robustheit und Zuverlässigkeit der Transistoren genannt werden und schließlich die hohe Lebensdauer, die nach den bisher gemachten Erfahrungen größer ist als jene der Elektronenröhren.

Es wäre jedoch falsch, wollte man die Einschränkungen und Nachteile des Transistors nicht in Betracht ziehen. Diese sind im wesentlichen:

1. Der Transistor ist in seinen elektrischen Eigenschaften temperaturabhängig.
2. Der Transistor wird nicht leistungslos gesteuert.
3. Der Transistor ist im allgemeinen mit größeren Exemplarstreuungen behaftet.
4. Die Technologie des Transistors wird im Hinblick auf Anwendungen bei höheren Frequenzen schwieriger, so daß z. Z. bei Hochfrequenz lediglich die Verstärkung bei Frequenzen von einigen MHz wirtschaftlich in Betracht gezogen werden kann. Transistoren für das UKW-Gebiet sind zweifellos noch in weiter Ferne.

Das Gebiet der HF-Anwendungen bedarf einer besonderen Behandlung, sie wird im Anschluß an den relativ kurz gehaltenen Abschn. 5 in einem weiteren Heft erfolgen. Auf die anderen Einschränkungen wird von Fall zu Fall in den folgenden Abschnitten eingegangen werden.

Man kann die heute vorkommenden Transistor-Anwendungen praktisch in vier Gruppen einteilen:

1. Verwendung als Verstärker für NF-Signale.
2. Verwendung als Verstärker für HF-Signale.
3. Verwendung als gesteuerte Schalter.
4. Verwendung als Gleichstromverstärker.

Die letzten beiden Gruppen lassen sich zum Teil gemeinsam behandeln.

Bei den NF- und HF-Verstärker-Anwendungen unterteilt man noch zweckmäßig in Klein- und Großsignal-Verstärker. (Im Falle 3 und 4 hat man es fast immer dem Sinne nach mit großen Signalen zu tun.) Diese Unterteilungen werden sich als sehr praktisch erweisen und sind auch bei der Einteilung der Abschnitte berücksichtigt worden.

Die Anwendungen zu 1 sind heute auf einem sehr fortgeschrittenen Entwicklungsstande, so daß der Transistor bereits in serienfertigten Geräten eingesetzt wird. Auch die Anwendungen zu 2, 3 und 4 sind z. T. schon in der Serienfabrikation zu finden. Welche Anwendung in der Zukunft eine größere Bedeutung erlangen wird, ist noch nicht abzusehen.

2 Der Transistor als aktives Schaltelement

2.1 Aufbau und elektrische Eigenschaften

Der Transistor besteht im wesentlichen aus einem Halbleiterkristall (meist Germanium), der in geeigneter Weise künstlich in seinen elektrischen Eigenschaften verändert worden ist. Durch Einbau von Fremdatomen kann man erreichen, daß im Kristall zwei verschiedene elektrische Leitungsarten möglich werden, nämlich Elektronenleitung und Leitung durch scheinbar positive Ladungsträger. Letztere entsteht durch das Wandern von Lücken, d. h. von fehlenden Elektronen im Kristallgitter, so daß man dann von einer „Defekt-Elektronenleitung“ (oder auch „Löcherleitung“, in der engl. spr. Lit. „holes“) reden kann.

Der Transistorkristall ist elektrisch in drei Schichten unterteilt, in denen sich die beweglichen negativen

und positiven Ladungsträger unterschiedlich verhalten.

Im allgemeinen kann man die Betrachtung auf Gleichgewichtszustände beschränken, also auf die bei gewissen Feldstärken sich einstellenden Verteilungen der Ladungsträger. Eine vorwiegend elektronenleitende Schicht im Kristall bezeichnet man mit n-Schicht (negativ), eine vorwiegend „defektleitende“ Schicht mit p-Schicht (positiv). In einem p-n-p-Transistor ist daher die Schichtenfolge p-n-p, wobei die in der Mitte liegende n-Schicht sehr dünn ist. Die p-Schichten entstehen durch Diffusion von z. B. Indium in den n-Germanium-Kristall.

In Abb. 1 ist der Aufbau eines p-n-p-Flächentransistors skizziert. Auf beiden Seiten des rechteckigen Kristalls sind die Indium-„Pillen“ zu sehen, wobei die eine (mit „Kollektor“ bezeichnete) größer ist als

die andere (mit „Emitter“ bezeichnete). Die n-Schicht in der Mitte heißt „Basis“. Die Ausbildung der Schichten ist flächenhaft (daher „Flächen“- oder in der engl. spr. Lit. „junction“-Transistor), im Gegensatz zum Punktkontakt- oder Spitzentransistor, bei welchem sich die p-n-Schicht in der Umgebung einer aufsitzenden Metallspitze ausbildet.

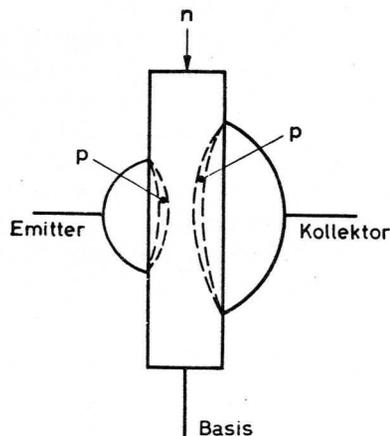


Abb. 1 Aufbau eines p-n-p-Flächentransistors

Für die Praxis genügt folgende sehr grobe Vorstellung des Transistormechanismus. Der Übergang von einer p-Schicht zur n-Schicht hat Gleichrichtereigenschaft. Man könnte daher einen p-n-p-Transistor zunächst durch zwei gegeneinander gepolte Dioden darstellen, wie es in Abb. 2 skizziert ist. Legt man zwischen Emitter und Basis eine positive und zwischen Kollektor und Basis eine negative Spannung, so arbeitet die „Emitter-Diode“ E. D. in Durchlaßrichtung und die „Kollektor-Diode“ K. D. in Sperrrichtung.

In der in der Abb. 2 skizzierten Schaltung würde noch nichts besonderes passieren. Über den kleinen Durchlaßwiderstand der Emitter-Diode würde ein starker (positiver) Strom zur Basis und ein winziger Sperrstrom von der Basis zum Kollektor fließen, wie es die Pfeile andeuten. ¹⁾

Der für das Verständnis des Transistors entscheidend wichtige Effekt ist nun der, daß bei hinreichend dünner Basisschicht die vom Emitter „emittierten“ (in die Basisschicht „injizierten“) Defektelektronen fast vollständig durch die Basisschicht hindurch zur Kollektorsperrschicht diffundieren und vom Kollektor „gesammelt“ werden. Der Strom fließt also nicht über die Basis ab, sondern wird vom Kollektor aufgenommen. Lediglich die über die n-Schicht zum Emitter in geringem Maße wandernden Elektronen und die Rekombination derselben mit den Defektelektronen verhindert, daß der Effekt vollständig ist.

Es läßt sich erreichen, daß das Verhältnis von Kollektorstrom $-I_c$ ¹⁾ zum Emitterstrom I_e

$$\frac{-I_c}{I_e} \approx 0,95 \dots 0,99$$

beträgt. Dies trifft auch für kleine Änderungen zu, z. B. für kleine Wechselströme (welche mit kleinen Buchstaben bezeichnet werden sollen).

$$\frac{-i_c}{i_e} \approx 0,95 \dots 0,99$$

Da fast der gesamte Emitterstrom zum Kollektor über den großen Sperrwiderstand fließt, ändert sich auch dann nicht viel, wenn R_a kurzgeschlossen oder der Kollektor kapazitiv mit der Basis verbunden wird. In diesem Fall bezeichnet man den Ausdruck

$$\left. \begin{array}{l} -i_c \\ i_c \end{array} \right|_{-u_{cb} = 0} = \alpha \quad (1)$$

α = „Kurzschluß-Stromverstärkung“

($-u_{cb}$ ist die Kollektor-Basis-Wechselspannung)

Befindet sich jetzt in der Emitterzuleitung eine Wechselspannungsquelle, so verursacht der über den kleinen Durchlaßwiderstand der Emitter-Diode fließende Strom — mit $\alpha \approx 1$ übertragen auch über R_a fließend — große Spannungsänderungen an R_a , wenn R_a hinreichend groß ist. Es entsteht eine Spannungsverstärkung, zugleich aber auch eine Lei-

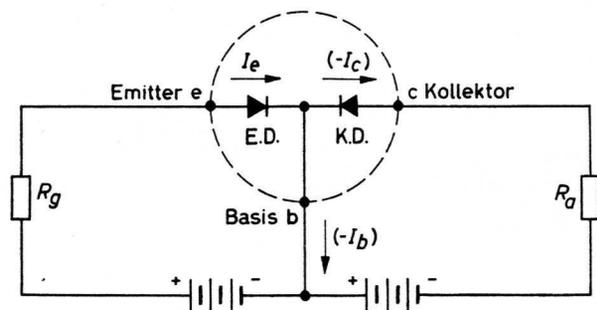


Abb. 2 Anschauungshilfe für den Transistormechanismus

¹⁾ Es sei hier gleich die für Transistoren zweckmäßige Festsetzung der Bezeichnungen und Stromrichtungen angegeben. Die Symbole bezeichnen stets die konventionelle positive Stromrichtung. Unter I_c = Kollektorstrom, I_e = Emitterstrom, I_b = Basisstrom versteht man den zum Kristallinnern gerichteten Strom, so daß in der hier vorliegenden Schaltung der Kollektor- und der Basisstrom negativ sind, also ein negatives Vorzeichen erhalten. Damit Aussagen wie $I_{c1} \leq I_{c2}$ nicht mißverständlich werden, schreibt man das Vorzeichen zweckmäßig immer dazu, also $-I_{c1} \geq -I_{c2}$, $-I_c = 3 \text{ mA}$ (und nicht $I_c = -3 \text{ mA}$) usw. Die Festsetzung der Stromrichtungen zum Kristallinnern erfolgte, weil dadurch das Rechnen mit Vierpolen für die verschiedenen Schaltungsarten erleichtert wird.

stungsverstärkung, die den Transistor damit als aktives Verstärkerelement geeignet macht.

Der Name Stromverstärkung für α ist an sich widersinnig, da dieselbe ja (übrigens nicht beim Spitzentransistor) kleiner als 1 ist. Schaltet man jedoch den Transistor in anderer Weise, erhält man eine Stromverstärkung, die sehr viel größer als 1 ist.

Abb. 3 zeigt die Steuerung des Transistors nicht am Emitter, sondern an der Basis. (Darunter ist das für den Transistor in Gebrauch gekommene Schaltzeichen skizziert.)

Da definitionsgemäß

$$I_c + I_b + I_e = 0$$

und auch

$$i_c + i_b + i_e = 0$$

sowie

$$-i_c \left(1 + \frac{i_e}{i_c} \right) = i_b$$

ist, woraus folgt

$$\left(\frac{-i_c}{-i_b} \right) = \frac{\left(\frac{-i_c}{i_e} \right)}{1 - \left(\frac{-i_c}{i_e} \right)}$$

ergibt sich mit Gl. (1) das Verhältnis von Ausgangsstrom zu Steuerstrom

$$\left. \frac{-i_c}{-i_b} \right|_{-u_{cb}=0} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

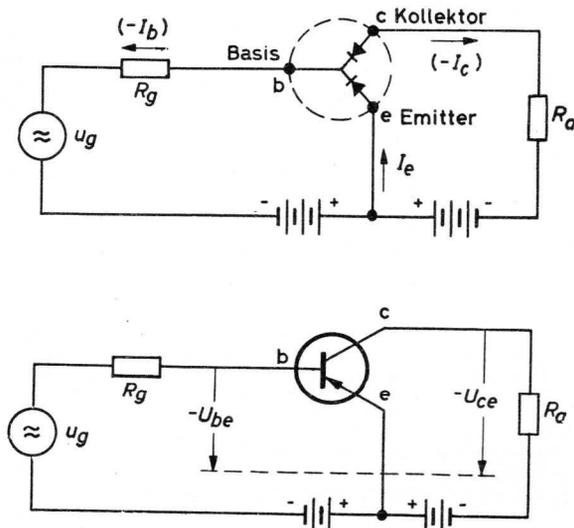


Abb. 3 Der Transistor in Emitterschaltung

Dieser Wert ändert sich auch nicht merklich, wenn $-u_{ce} = 0$ an Stelle von $-u_{cb} = 0$ gesetzt wird, so daß

$$\left. \frac{-i_c}{-i_b} \right|_{-u_{ce}=0} = \alpha' \approx \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (2)$$

gilt, mit α' = „Kurzschluß-Stromverstärkung in Emitterschaltung“. Mit „Emitterschaltung“ ist hier gemeint, daß der Eingang und Ausgang des Verstärkers den Emitter gemeinsam haben (daher auch vielfach „Schaltung mit gemeinsamem Emitter“). Die Schaltung der Abb. 2 ist dann die „Basisschaltung“ (nicht zu verwechseln mit dem Begriff „Basis“ bei Röhrenschaltungen, z. B. „Kathodenbasis-Schaltung“ usw.). (Die elektrischen Größen in der Emitterschaltung werden im übrigen zur Unterscheidung gegenüber der Basisschaltung mit einem Strich versehen.)

Aus der Gl. (2) folgt, daß die Stromverstärkung α' bei z. B. $\alpha = 0,97$

$$\alpha' \approx 32$$

beträgt. Da außerdem eine Spannungsverstärkung im Verhältnis Lastwiderstand zu Eingangswiderstand erfolgt, kann man eine beträchtliche Leistungsverstärkung erreichen.

Ähnlich wie bei Elektronenröhren ist auch noch eine dritte Art von Schaltung möglich, die „Kollektorschaltung“. Für die meisten Anwendungen bietet jedoch die Emitterschaltung die günstigsten Bedingungen, so daß diese im Vordergrund stehen wird.

Es ist möglich, fast alle elektrischen Eigenschaften des Transistors auf die bekannten Begriffe der Röhrentechnik zu projizieren. Dies wird auch gelegentlich versucht, so daß Steilheit, Durchgriff usw. auch beim Transistor definiert werden könnten.

Die Erfahrung zeigt jedoch, daß viele charakteristische Züge des Transistors deutlicher in Erscheinung treten, wenn man ihn von vornherein als eigenständiges Verstärkerelement betrachtet und nur von Fall zu Fall auf die Röhre Bezug nimmt oder Vergleiche anstellt. ²⁾

In manchen Fällen ist es sogar empfehlenswert, sich unmittelbar die physikalischen Vorgänge vor Augen zu halten, um den Transistor richtig zu verstehen.

²⁾ Wie leicht bei der Verwendung von Begriffen der Röhrentechnik Mißverständnisse auftreten können, ersieht man aus folgendem. Die Transistoren haben in der Regel Steilheiten von 50 . . . 200 mA/V. Man wendet dann diese Zahlen unbewußt sofort im Sinne der Röhrentechnik an. 200 mA/V wäre damit ein erstaunlich hoher Wert. Wie aber noch gezeigt werden wird, ist die Steilheit oft nicht genügend kennzeichnend für die Eigenschaften des Transistors, weil Transistoren sehr kleine Eingangsimpedanzen haben und die Eingangsspannung (der Gitterspannung entsprechend) viel weniger Bedeutung hat als der Eingangsstrom (Gitterstrom).

Ein wesentlich neuer Gesichtspunkt fällt bereits bei der Betrachtung der Abb. 2 und 3 auf: Der Eingangswiderstand des Transistors, also etwa der Durchlaßwiderstand der Emitter-Diode, ist sehr klein. Es ist damit stets eine gewisse Steuerleistung erforderlich, und eine Kette von Verstärkerstufen wird meist so beschaffen sein, daß jede der Stufen eine leistungsverstärkende Stufe ist.

Man sollte an dieser Stelle die gewohnten Vorstellungen von der speziellen elektrischen Verstärkungsart mit Elektronenröhren fallen lassen.³⁾

Soll z. B. die kleine Antennenleistung in große mechanische Schwingungsleistung der Lautsprechermembran verwandelt und verstärkt werden, so erfolgt im allgemeinen die Verstärkung über eine zwischenzeitliche Spannungsverstärkung. Dann ist die Elektronenröhre als Spezialfall anzusehen, während beim Transistor der allgemeinere Fall vorliegt, da von Stufe zu Stufe die Leistung verstärkt wird. Bei den Schaltern liegen ähnliche Verhältnisse vor.

Unter diesen Gesichtspunkten lassen sich auch die Anwendungsgebiete des Transistors abgrenzen, bzw. die Hauptaufgabe bei der Entwicklung von Transistorschaltungen kennzeichnen, nämlich das jeweils vorliegende Problem auf ein Problem der Leistungsverstärkung hinzuführen.

2.2 Kennlinienfelder, Ersatzschaltbilder und Begriffe

Die Kennzeichnung des Transistorverhaltens hinsichtlich der Spannungen und Ströme wäre relativ einfach, wenn die am Ausgang einer Transistor-Verstärkerschaltung erfolgenden Änderungen explizit eine Funktion der Änderungen am Eingang sein würden, d. h. die eingangsseitigen Verhältnisse unabhängig von den ausgangsseitigen wären. Dies ist bekanntlich bei der Elektronenröhre normalerweise auch der Fall, die Gitterspannung ändert sich z. B. nicht bei Änderung der Anodenlast, „die linke Seite weiß nicht, was die rechte tut“.⁴⁾ Anders beim Transistor. Änderungen am Ausgang haben hier durchaus Rückwirkungen auf den Eingang, d. h., das Ver-

halten des Transistors ist „bilateral“. Dies ist auch physikalisch einzusehen, wenn man an den Gleichgewichtszustand denkt, der sich aus Diffusion und Feldstärke ergibt.

Für das Verhalten des Transistors gibt es vor allem drei Möglichkeiten der Darstellung:

- Kennlinienfelder, die für die hinreichende Kennzeichnung 2×2 Spannungen und Ströme als Variable enthalten müssen, z. B. $-I_c$, $-U_{ce}$, $-I_b$, $-U_{be}$, I_e und U_{cb} lassen sich dann ableiten. (Vgl. auch Abb. 3)
- eine mathematisch algebraische Darstellung, für welche eine Vierpolmatrix in Frage kommt,
- Ersatzschaltbilder, die sich auf die mathematische Vierpoldarstellung beziehen oder der letzteren zugrunde liegen.

Die Kennlinienfelder sind besonders geeignet, wenn man sich eine Übersicht verschaffen, insbesondere, wenn man auch die Nichtlinearitäten des Transistors, Aussteuerungsgrenzen usw. kennenlernen will (große Signale).

Die Vierpolmatrix ist nur als lineares Hilfsmittel mit sinnvollem Aufwand anwendbar. Sie dient der Berechnung der Verstärkungseigenschaften bei kleinen Signalen und liefert vor allem die Erfassung des bilateralen Verhaltens, also z. B. die Rückwirkung der Ausgangsspannung auf die Eingangsspannung, die Rückwirkung komplexer Größen, sie ermöglicht auch die Berechnung von Gegenkopplungen, Mitkopplungen u. a. m.

Eine Matrix läßt sich entweder aus den experimentell aufgenommenen Kennlinien oder auch aus einem der Transistorphysik entnommenen Ersatzschaltbild herleiten.

Im letzteren Fall kann z. B. das Ersatzschaltbild für Niederfrequenz durch Einfügen von Kapazitäten, die durch physikalische „Diffusionsstauungen“ entstehen, für Hochfrequenz ergänzt werden.

Aus dem Vorangegangenen wird deutlich, daß man hauptsächlich

- für große Signale die Kennlinienfelder,
- für kleine Signale die Vierpolmatrix und Ersatzschaltbilder

zur Betrachtung heranzieht. Will man auch bei kleinen Signalen den Nichtlinearitäten in gewisser Weise Rechnung tragen, kann man die Matrixparameter als Funktionen des Arbeitspunktes bestimmen, was sich als sehr zweckmäßig erweist.

Daneben werden noch eine Reihe von anderen wichtigen Eigenschaftsdarstellungen erforderlich, auf welche von Fall zu Fall eingegangen werden wird.

³⁾ Der Begriff der „Verstärkung“ kann sehr verschieden aufgefaßt werden. Ganz allgemein kann die Verstärkung der verschiedensten mechanischen oder elektrischen Größen verlangt werden. Ein Zeigerinstrument ist z. B. häufig lediglich ein mechanischer Hebel, bei dem die Weganzeige verstärkt wird, ohne daß die geleistete Arbeit geändert würde. Ein Spannungsmessinstrument kann die Spannung ohne merklichen Leistungsumsatz verstärkt auf einer Katodenstrahlröhre abbilden. Im Fernsehempfänger sind die tatsächlich als „Nutzleistung“ zu wertenden Lichtenergien sehr klein gegenüber jenen, die auf dem Übertragungsweg gebraucht werden. Anders dagegen bei elektrischen Maschinen und dgl.

⁴⁾ Wenn man einmal von den Rückwirkungen bei hohen Frequenzen absieht.

2.2.01 Kennlinienfelder

Abb. 4 zeigt eine besonders zweckmäßige Darstellung für die am häufigsten gebrauchte Emitterschaltung mit den 4 Größen $-I_c$, $-I_b$, $-U_{ce}$, $-U_{be}$ am Beispiel eines Kleinsignal-Transistors, dem Typ OC 71.⁵⁾

Es ist dargestellt

$$\begin{aligned} -I_c &= f(-U_{ce}) \\ -U_{be} &= f(-U_{ce}) \end{aligned} \quad \text{mit } -I_b \text{ als Parameter}$$

und

$$\begin{aligned} -I_c &= f(-I_b) \\ -U_{be} &= f(-I_b) \end{aligned} \quad \text{mit } -U_{ce} \text{ als Parameter}$$

Betrachtet man die in der Abb. 4 mit eingezeichnete Schaltung, so wird deutlich, daß der Arbeitswiderstand $R_{a=}$ als Gerade mit der Neigung

$$\tan \gamma = \frac{1}{R_{a=}}$$

erscheint, wie sie im $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld in Abb. 4 rechts oben eingezeichnet ist. Ähnliches gilt für den Widerstand R_g ($\tan \beta = R_g$ links unten; der Ursprung $-U_g$ der Widerstandsgeraden muß weiter unten gedacht werden. $-U_g$ ist die Ursprungsspannung für die Basisgleichspannung). Damit ist die Einstellung eines bestimmten Arbeitspunktes A gegeben, der gemäß den andeutenden Pfeilen in allen vier Quadranten des Koordinatensystems festgelegt ist.

Diese Einstellung bezeichnet man mit „Gleichstrom-einstellung“.

In Abb. 4 sind vier Winkel eingezeichnet φ , ψ , τ , ϑ , welche unmittelbar praktische Bedeutungen haben.

Der Tangens des Winkels φ ist

$$\tan \varphi = \frac{-i_c}{-i_b} \Big|_{-u_{ce} = 0} = \alpha'$$

Die kleinen Buchstaben bezeichnen, wie erwähnt wurde, kleine Wechselströme, daher also differentielle Werte, wodurch exakt $\tan \varphi$ durch das Verhältnis $-i_c/-i_b$ ausgedrückt wird, welches im vorigen Abschn. (S. 6) mit $\alpha' =$ „Kurzschluß-Stromverstärkung in Emitterschaltung“ bezeichnet wurde. Von „Kurzschluß“ kann hier geredet werden, da bei einem Wechselstromwiderstand $r_a = 0$ die Arbeitsgerade eine durch den Punkt A gehende Senkrechte

⁵⁾ Dabei sind nur die Spannungen und Ströme dargestellt, die dem Arbeitsbereich entsprechen, also bei negativer Vorspannung Kollektor gegen Emitter und negativer Vorspannung Basis gegen Emitter (vgl. Abb. 3). Es gibt Anwendungen, bei denen der Transistor auch zeitweilig „invers“, also mit umgekehrt gepolter Emitter- und Kollektor-Diode arbeitet, z. B. beim Gegentakt-Gleichspannungswandler (s. II. Teil; Abschn. 6), was jedoch hier zunächst nicht berücksichtigt werden soll.

ist, und daher $-u_{ce} = 0$ ist. Im Beispiel der Abb. 4 ist etwa

$$\alpha' \approx 50$$

Bei größeren Ruhestromen ist die Kurve im linken oberen Quadranten im allgemeinen (negativ) gekrümmt, die Stromverstärkung nimmt mit wachsendem Kollektorstrom ab. Eine konstante Kurzschluß-Stromverstärkung äußert sich natürlich in

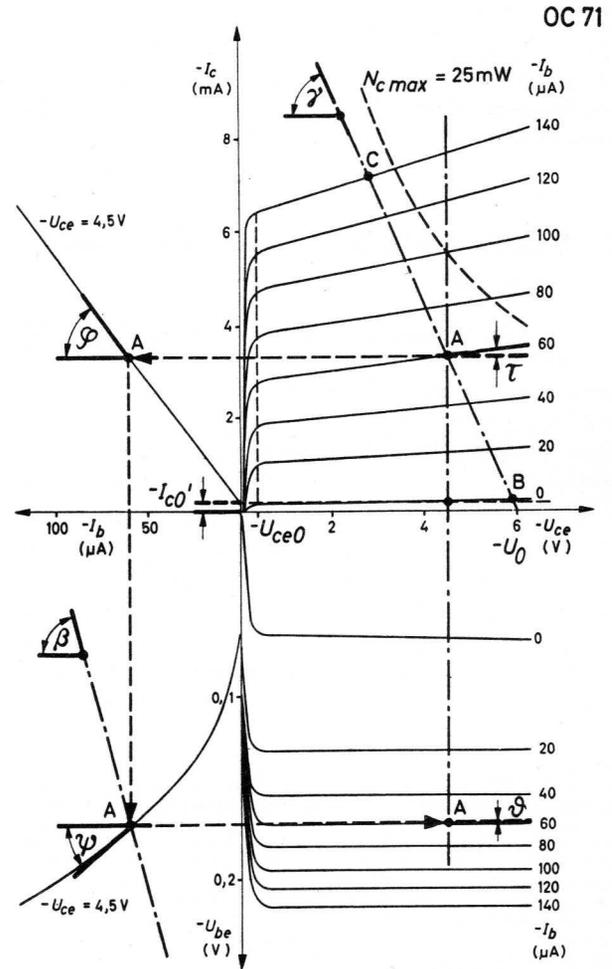
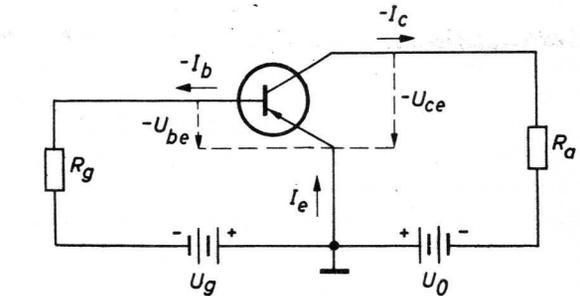


Abb. 4 Kennlinienfeld für den Transistor OC 71 in Emitterschaltung

äquidistanten Kennlinien im rechten oberen Quadranten (bezogen auf senkrechte Geraden).

Der Tangens des Winkels ψ ist der differentielle Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Kollektor

$$\tan \psi = \left. \frac{-u_{be}}{-i_b} \right|_{-u_{ce} = 0} = r_i' \Big|_{-u_{ce} = 0}$$

Die Kennlinie im linken unteren Quadranten offenbart eine „schwache Stelle“ des Transistors. Die Eingangsscharakteristik ist erheblich gekrümmt. Bei $-I_b = 100 \mu\text{A}$ ist in Abb. 4 r_i' etwa 600Ω , bei $-I_b = 20 \mu\text{A}$ etwa $2 \text{ k}\Omega$. Die Nichtlinearität ist ähnlich jener, wie sie bei Germanium-Dioden bekannt ist, was auch den Kern der Sache trifft, da die Kurve auch quasi als Abbild der Durchlaßkennlinie der Emitter-Diode aufgefaßt werden kann. Wie man sieht, verschwindet der Basisstrom, noch ehe die Basissspannung 0 geworden ist. Dann fließt der gesamte Emitterstrom zum Kollektor, er diffundiert bei gesperrter Kollektor-Diode vollständig durch die Basissschicht. Der am Eingang erscheinende (statische) Widerstand wird natürlich bei $-I_b = 0$ unendlich groß, der differentielle Widerstand kann Werte von $10 \text{ k}\Omega$ erreichen.

Der Tangens des Winkels τ ist der Ausgangsleitwert des Transistors bei „offenem“ Eingang, d. h. also bei konstantem Basisgleichstrom.

$$\tan \tau = \left. \frac{-i_c}{-u_{ce}} \right|_{-i_b = 0} = \frac{1}{r_o'} \Big|_{-i_b = 0} = g_o' \Big|_{-i_b = 0}$$

Der Ausgangswiderstand ist relativ groß. Wie man sieht, nimmt er mit wachsendem Kollektorruhestrom ab. Bei $-U_{ce} = 2 \text{ V}$, $-I_c = 3 \text{ mA}$ beträgt er in Abb. 4 etwa $10 \text{ k}\Omega$; bei $-I_c = 6 \text{ mA}$ ist er nur ca. $4,5 \text{ k}\Omega$.

Es bleibt noch der Tangens des Winkels ϑ , der unmittelbar ein Maß für den bilateralen Charakter des Transistors gibt, er bezeichnet nämlich die Spannungsrückwirkung vom Ausgang auf den Eingang (bei offenem Eingang). Es ist

$$\tan \vartheta = \left. \frac{-u_{be}}{-u_{ce}} \right|_{-i_b = 0}$$

Die Spannungsrückwirkung ist klein (etwa 10^{-4}), jedoch in vielen Fällen nicht zu vernachlässigen. In der Basisschaltung kommt sie übrigens stärker ins Spiel, wie aus der Neigung der Kennlinien auf S. 14 in Abb. 10 rechts unten hervorgeht.

2.2.02 Verlustleistung

Die Belastbarkeit eines Schaltelementes mit ohmschem Widerstand wird in der Regel als maximal zulässige Verlustleistung angegeben, obwohl es meist

ausschließlich auf die Temperatur ankommt. Dies ist immer dann möglich, wenn die im Innern des Elementes entstehende Temperatur nur von der erzeugten Wärmeleistung abhängt.

Um den genauen Zusammenhang zwischen Temperatur und Verlustleistung zu kennen, bedarf es der Ermittlung

- der Wärmeleitungs-Koeffizienten
- der Umgebungstemperatur
- der Zusammenhänge, die möglicherweise zwischen elektrischer Leistung und Temperatur über die Schaltung bestehen
- der vorhandenen Wärmekapazitäten
- der Zeitfunktion der elektrischen Leistung

Alle diese Punkte spielen beim Transistor eine sehr große Rolle, weshalb im nächsten Abschnitt auf diese Probleme gesondert eingegangen werden soll. Hier sei jedoch schon ausdrücklich vermerkt, daß die für die Transistoren meist angegebene maximal zulässige Verlustleistung sich auf eine Reihe von Nebenbedingungen bezieht. Für die Auslegung von Schaltungen ist es besser, wenn man sich auf die maximal zulässige Kristalltemperatur sowie einige andere charakteristische Daten stützt.

Die maximal zulässige Kollektorverlustleistung gibt jedoch wenigstens einen Begriff für den Anwendungsbereich, so daß ein 3 W Transistor in seinen Verwendungsmöglichkeiten sofort von einem 25 mW Transistor unterschieden werden kann. Die Verlustleistung erscheint (wie auch im Kennlinienfeld der Elektronenröhre) mit

$$-I_c = \frac{N_c}{-U_{ce}}$$

mathematisch als Hyperbel im rechten oberen Quadranten in Abb. 4.

2.2.03 Kniespannung

Die Kennlinien im $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld in Abb. 4 zeigen einen charakteristischen Knick bei sehr kleinen Spannungen. Auch die I_a/U_a -Kennlinien einer Pentode haben einen ähnlichen Knick, jedoch bei sehr viel höheren Spannungen. Damit unterscheidet sich der Transistor wiederum mit Vorteil von den Elektronenröhren. Aussteuerungen können bis zu sehr kleinen Spannungen herab erfolgen und bei Schalterbetrieb verbleibt bei großem Strom zwischen Kollektor und Emitter nur eine sehr kleine Restspannung. Letztere bedeutet kleinen Durchlaßwiderstand und geringe in diesem Zustand verbrauchte Leistung.

Für ganz grobe Betrachtungen kann man die Kennlinien, wie in Abb. 5 gezeigt ist, idealisieren und den Durchlaßwiderstand R_d als konstanten Wert angeben. Man muß jedoch daran denken, daß die Spannung am „Knie“ einer jeden Kennlinie, die „Knie“-Spannung $-U_{ce0}$, kein definierter Wert ist. Die Kennlinien zeigen eine „Auffächerung“, wie sie in Abb. 7 zu erkennen ist.

Für exaktere Angaben kann man wie in Abb. 6 verfahren. Aus der Vielzahl der Kennlinien mit verschiedenem Basisstrom $-I_b$ sucht man jene aus ($-I_{bx}$), die durch einen bestimmten Punkt, z. B. $-I_c = 135$ mA und $-U_{ce} = 1$ V geht und gibt an, wie groß die Kollektorspannung dann bei 125 mA ist. Da man bei 1 V sicher schon im flachen Kennlinienteil war, kann auf diese Art das „Knie“ eingegrenzt werden. Bei dem speziell für Schalter-Aufgaben entwickelten Transistor OC 76 ist die Kniespannung $-U_{ce0}$ bei 125 mA kleiner als 0,35 V für die Kennlinie, die durch den soeben angenommenen Punkt des Kennlinienfeldes geht. Abb. 7 zeigt das Kennlinien-Oszillogramm eines Transistors OC 76, in welchem diese Kennlinie ($-I_{bx}$) eingezeichnet ist.

2.2.04 Restströme

Die Kniespannung begrenzt den Aussteuerbereich des $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeldes zu großen Strömen und kleinen Spannungen hin. Die „andere Seite“ des Aussteuerbereiches liegt bei kleinen Strömen längs der $-U_{ce}$ -Achse im Kennlinienfeld Abb. 4, S. 8.

Nicht nur diese Ströme, sondern auch ganz allgemein jene Ströme, die bei verschwindendem Steuerstrom fließen, haben große Bedeutung. Im folgenden soll versucht werden, dies zu erläutern. Man betrachte zunächst die Abb. 2, S. 5. Denkt man sich dort die Emittierzuleitung aufgetrennt, dann fließt über die Kollektor-Diode ein Sperrstrom, dessen Größe innerhalb eines gewissen $-U_{ce}$ -Bereiches sich nur wenig ändert. Er wird mit

$$-I_{c0} = \text{Kollektorreststrom in der Basisschaltung}$$

bezeichnet. Er hat im übrigen seine Richtung nicht geändert. Trennt man an Stelle des Emitters die Basis ab, dann liegen Kollektor- und Emittter-Diode in Serie, wobei die Emittter-Diode weiterhin in Durchlaßrichtung arbeitet. Man mißt den

$$-I_{c0}' = \text{Kollektorreststrom in der Emitterschaltung}$$

Er ist größer als $-I_{c0}$, weil der Emittter noch Defektelektronen in die Basisschicht „injiziert“.

Schließlich kann man noch den Kollektor abtrennen und den über den Emittter fließenden Sperrstrom

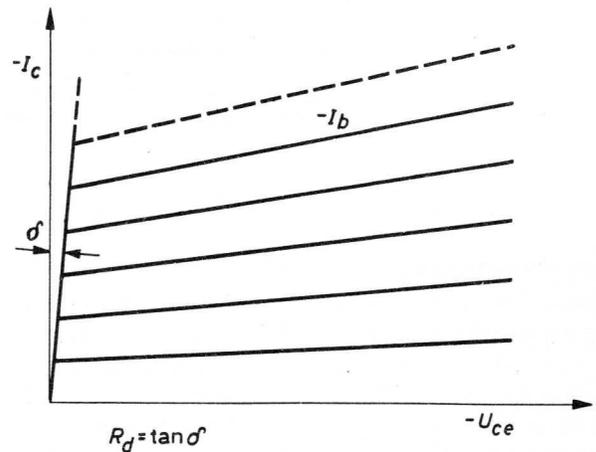


Abb. 5 Zur Erläuterung der Kniespannung. Bei Idealisierung des Kennlinienfeldes konstanter Durchlaßwiderstand des leitenden Transistors

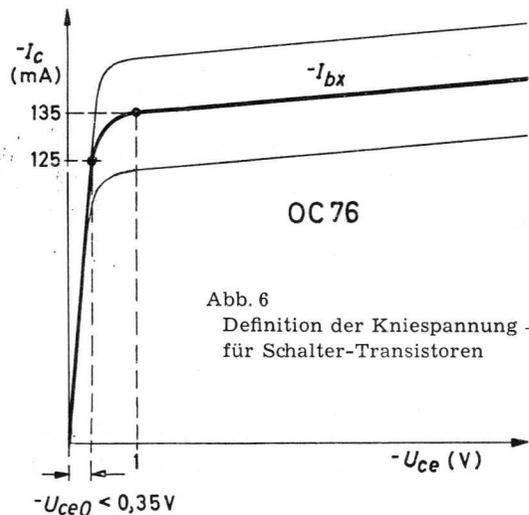


Abb. 6 Definition der Kniespannung $-U_{ce0}$ für Schalter-Transistoren

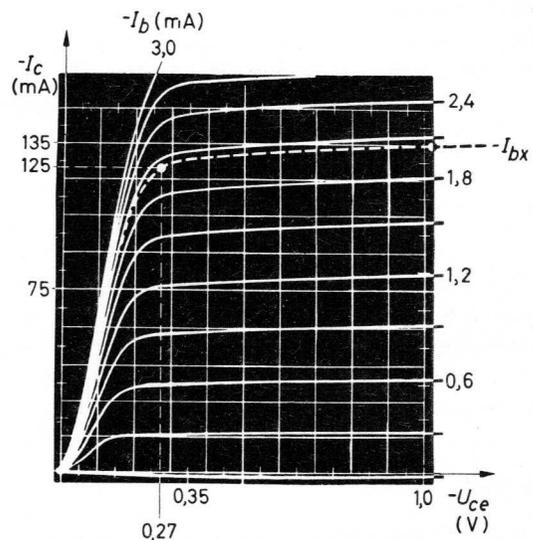


Abb. 7 Wie Abb. 6, jedoch am Beispiel eines Kennlinien-Oszillogrammes für den Transistor OC 76

messen, wozu natürlich die Basis-Emitter-Spannung umgepolt werden muß. Man mißt den Strom

$$-I_{e0} = \text{Emitterreststrom (für } -I_c = 0)$$

Er hat jetzt umgekehrte Richtung gegenüber dem normalen Betriebsstrom. (I_{e0} selbst sei als positive Zahl genommen.)

Alle drei Restströme haben auch unabhängig davon, in welcher Schaltung der Transistor gerade arbeitet, Bedeutung. Dazu mögen die Ströme z. B. in der Emitterschaltung betrachtet werden, die man mißt, wenn die Basis-Emitter-Spannung kontinuierlich von negativen Werten zu positiven Werten hin variiert wird.

Abb. 8a zeigt die einfache Meßschaltung, darunter eine (nicht maßstabgetreue) schematische Skizze, welche die Verhältnisse verdeutlichen soll (Ab. 8b).

Wie oben erwähnt, verschwindet der Basisstrom, noch ehe die Basissspannung 0 geworden ist, weil noch zwischen Basis und Emitter eine negative Spannung abfällt. Man mißt dann im Kollektor- (und zugleich natürlich im Emitter-) Kreis den Kollektorreststrom in Emitterschaltung $-I_{c0}'$, welcher also für $-I_b = 0$ definiert ist. Er beträgt z. B. für den Typ OC 76

$$\begin{aligned} -I_{c0}' &= 70 \mu\text{A (max. 150)} \\ &\text{(bei } -U_{ce} = 6 \text{ V, Umgebungstemperatur } 25^\circ \text{ C)} \end{aligned}$$

Verändert man jetzt die Basissspannung zu positiven Werten hin, fließt über den (jetzt größer werdenden Eingangswiderstand des Transistors) ein schwacher positiver Basisstrom bei weiterer Verkleinerung des Kollektorstromes. Sobald die Basis ein bestimmtes positives Potential gegen den Emitter erreicht hat, verschwindet der Emitterstrom, die „innere“, positive Basis-Emitter-Spannung ist dann gerade durch die äußere kompensiert.

Man mißt jetzt den Kollektorreststrom in Basis-schaltung $-I_{c0}$ (vgl. Abb. 8b), welcher also für $I_e = 0$ definiert ist und z. B. für den Typ OC 76 den Wert hat

$$\begin{aligned} -I_{c0} &= 4,5 \mu\text{A (max. 10)} \\ &\text{(bei } -U_{ce} = 10 \text{ V)} \end{aligned}$$

Wie man sieht, ist seine Kenntnis in der Emitterschaltung gleichwohl wichtig, denn die Abb. 8b zeigt, daß man den Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke (also den Widerstand des gesperrten Transistors) durch positive Vorspannung der Basis noch weiter vergrößern kann, und zwar beträchtlich, denn $-I_{c0}$ ist im allgemeinen viel kleiner als $-I_{c0}'$.

Eine weitere positive Vorspannung bewirkt schließlich, daß der Kollektorstrom einem Grenzwert zustrebt.

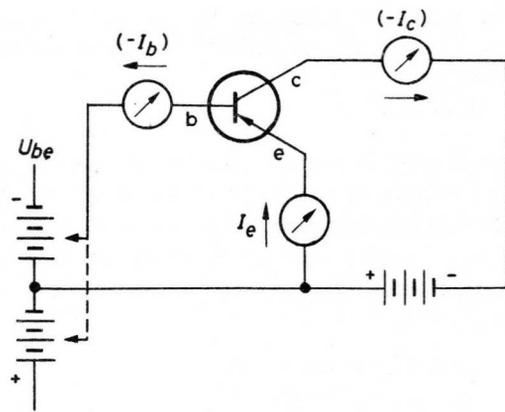


Abb. 8a Meßschaltung für die Kollektorrestströme

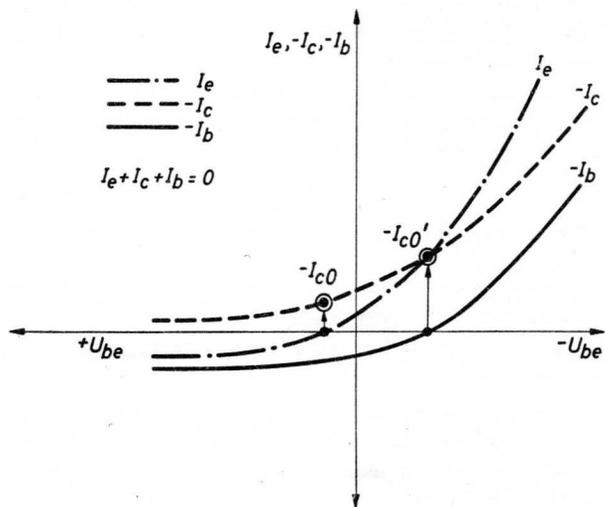


Abb. 8b Verhalten der Transistorströme in Abhängigkeit von der Basis-Emitter-Spannung U_{be} (Skizze)

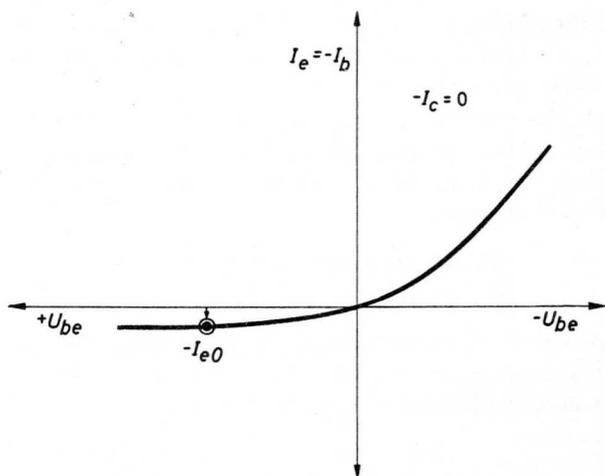


Abb. 8c Kennlinie der Emitter-Diode. Verhalten des Emitterstromes in Abhängigkeit von der Basis-Emitter-Spannung bei $-I_c = 0$ (Skizze)

Wenn man die Kollektor-Emitter-Spannung abtrennt ($-I_c = 0$) ergibt sich der Verlauf des Emitterstromes

$$I_e = -I_b$$

in Abhängigkeit von der Emitter-Basis-Spannung, wie er in Abb. 8c skizziert ist. Bei positiver Basis-Emitter-Spannung strebt der — jetzt umgekehrt fließende — Emitterstrom rasch einem Grenzwert zu, dem „Emitterstrom“ I_{e0} (definiert für $-I_c = 0$). Er beträgt für den Typ OC 76

$$I_{e0} = 4,5 \mu\text{A (max. 10)}$$

$$\text{(bei } +U_{be} = 10 \text{ V)}$$

Die Kurve in Abb. 8c ist genau die Kennlinie der Emitter-Diode. (Die Kennlinie der Kollektor-Diode erhält man für $I_e = 0$, wenn die Kollektor-Basis-Spannung variiert wird, sie hat selbstverständlich eine ähnliche Form.)

Ein wichtiger Punkt bei den Restströmen ist deren Temperaturabhängigkeit, auf welche in Abschn. 2.3.1 S. 20 eingegangen werden wird.

2.2.05 Schaltstellungen

Die im vorigen Abschnitt behandelten Begriffe „Kniespannung“ und „Restströme“ haben einen unmittelbaren Bezug zu den Schalteranwendungen des Transistors.

Eine ausführliche Behandlung dieses Themas ist in einem Aufsatz im EAB⁶⁾ zu finden. Sie wird im Abschn. 6 dieses Kompendiums noch fortgesetzt werden. Hier sei lediglich im Zusammenhang mit dem Vorangegangenen der Begriff der „Schaltstellungen“ erörtert.

In Abb. 5, S. 10 wurde in sehr grober Darstellung der Kennlinien ein „Durchlaßwiderstand“ R_d eingeführt. Es ist einleuchtend, daß dies der kleinstmögliche Wert ist, den die Kollektor-Emitter-Strecke annehmen kann.

Allgemeiner kann man sagen, ein momentaner Arbeitspunkt auf dem steilen Teil oder am Knie der Kennlinien im $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld kennzeichnet den Transistor

im „Durchlaßzustand“ oder:
der Transistor ist „eingeschaltet“.

Im „Ein“-Zustand beträgt z. B. der Durchlaßwiderstand des Transistors OC 76 in dem in der Abb. 7, S. 10 bezeichneten Punkt bei $-U_{ce} = 0,27 \text{ V}$

$$R_d = \frac{0,125}{0,27} = 0,46 \Omega$$

⁶⁾ Electronic Applications Bulletin, Vol. 16, Nr. 4, p. 154 „The application of p-n-p-junction transistors as electronic switches“.

Im anderen Fall, bei einem momentanen Arbeitspunkt in der Nähe der $-U_{ce}$ -Achse ist der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke sehr groß. Er ist um so größer, je stärker die Basis gegenüber Emitter positiv vorgespannt ist. Dies geht aus der Skizze Abb. 8b hervor. Unterhalb $-I_{c0}$ wird jedoch der Kollektorstrom dann nicht mehr merklich kleiner.

Allgemein kann man sagen, daß ein Arbeitspunkt im Gebiet

$$-I_{c0}' > -I_c > -I_{c0}$$

den Transistor

im „gesperrten Zustand“ bezeichnet, oder:
der Transistor ist „ausgeschaltet“.

Im „Aus“-Zustand beträgt z. B. der Sperrwiderstand R_s bei 25° C für einen nominellen Transistor OC 76 bei positiv vorgespannter Basis und bei $-U_{ce} = 10 \text{ V}$

$$R_s = \frac{-U_{ce}}{-I_{c0}} = \frac{10}{4,5 \cdot 10^{-6}} = 2,2 \text{ M}\Omega$$

Aus vorangegangenen wird deutlich, daß der Transistor mit dem kleinen Durchlaß- und großen Sperrwiderstand für Schalteranwendungen besonders geeignet ist, so daß dem Transistor — abgesehen von den bereits bekannten Anwendungen — in der Zukunft gerade auf diesem Gebiet noch vermehrt Bedeutung zukommen wird.

2.2.06 Spannungs- und Stromsteuerung

Beim Umgang mit Transistoren ist die Frage nach der Art der Steuerung von großer Bedeutung. Abgesehen von den Möglichkeiten der Steuerung an der Basis, am Emitter oder Kollektor ist die Steuerung zugleich ein Problem der Anpassung.

Im Gegensatz zur Röhre hat der Transistor — wie erwähnt — sehr viel kleinere Eingangsimpedanzen, so daß die Auslegung von Schaltungen immer im Zusammenhang mit der Steuerquelle betrachtet werden muß.

Die Anpassung hängt aber wiederum zusammen mit der Linearität der Verstärkung, mit dem Wert der Leistungsverstärkung und schließlich mit dem Stabilitätsproblem. Dies trifft nicht nur bei Verstärker-Anwendungen, sondern auch bei Schalter- und Gleichstrom-Verstärker-Anwendungen zu.

Es ist zweckmäßig, die Wirkung zweier verschiedener Steuerquellen zu betrachten, nämlich eine Quelle mit sehr kleinem und eine mit sehr großem inneren Widerstand. Man kann dann im ersteren Falle von einer „Spannungsquelle“, im zweiten Falle von einer „Stromquelle“ reden und dementspre-

chend von (vorwiegend) „Spannungssteuerung“ und (vorwiegend) „Stromsteuerung“. Diese Arten der Steuerung haben unmittelbaren Bezug zur Nichtlinearität der Eingangscharakteristik des Transistors.

Betrachtet man diese Eingangscharakteristik in Abb. 4, S. 8 (linker unterer Quadrant), so drängt sich die Frage auf, in welcher Weise man den Einfluß der Nichtlinearität reduzieren kann.

Die Gleichstromarbeitsgerade in Abb. 4 bezieht sich auf die Arbeitspunkteinstellung des Basisgleichstromes. Bei Anlegen einer Wechselspannung oder Einführen eines Wechselstromes kann man sich eine dynamische Widerstandsgerade $\tan \beta = r_g$ für den Quellwiderstand einzeichnen. Diese wird — je nach Zugrundelegung eines Spannungs- oder Stromquellenersatzschaltbildes — im Rhythmus der Wechselspannung oder des Wechselstromes um den Gleichstromarbeitspunkt A parallel verschoben werden, wie es in den Abb. 9a und 9b angedeutet ist.

In der Abb. 9a ändert sich bei kleinem Generatorwiderstand $r_g = \tan \beta$ die Generatorspannung um ΔU_g . Die Widerstandsgerade ist nahezu eine Waagerechte, und die Nichtlinearität der Eingangscharakteristik kommt voll zur Geltung, wie aus der in Abb. 9a rechts oben sich ergebenden Charakteristik deutlich wird. Es wird quasi von der $-U_{be}$ -Achse aus gesteuert, d. h. der Transistor wird spannungsgesteuert.

In der Abb. 9b ist der Generatorwiderstand r_g sehr groß. Die Widerstandsgerade ist nahezu eine Senkrechte. Sie verschiebt sich im Rhythmus ΔI_g des Generatorsteuerstromes um den Gleichstromarbeitspunkt A herum.⁷⁾ Die Form der Eingangskennlinie fällt nicht mehr ins Gewicht. Im Idealfall, wenn nur mit dem Strom gesteuert wird, würde die Eingangscharakteristik gänzlich unwichtig, da der Transistor nur von der $-I_b$ -Achse aus gesteuert wird. Der Transistor wird stromgesteuert.

In der Praxis werden mittlere Fälle vorkommen, wobei ein „vorwiegend mit der Tendenz zur Strom- bzw. Spannungssteuerung“ im Sprachgebrauch schon als Spannungs- bzw. Stromsteuerung bezeichnet wird.

Es ist nun jedoch nicht immer so, daß die Stromsteuerung die geringsten Verzerrungen mit sich bringt. Bei großen Strömen $-I_c$ z. B. ist die $-I_c = f(-I_b)$ Kennlinie negativ gekrümmt, dann können durch einen gewissen Grad an Spannungssteuerung die dadurch entstehenden Verzerrungen mit Hilfe der nichtlinearen Eingangscharakteristik kompensiert

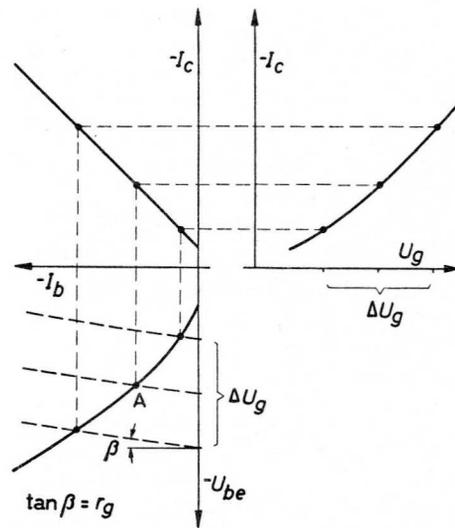


Abb. 9a Zur Erläuterung der Spannungssteuerung eines Transistors (kl. dynamischer Generatorwiderstand r_g)

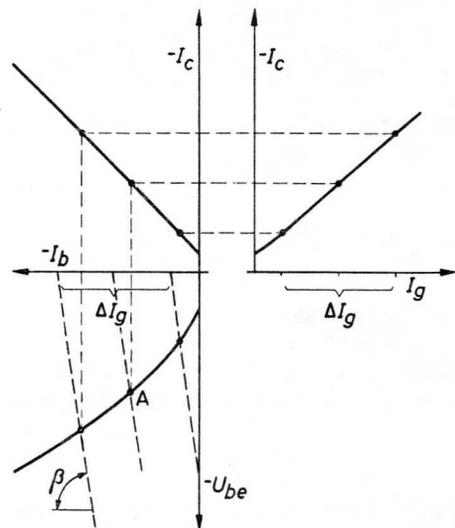


Abb. 9b Zur Erläuterung der Stromsteuerung eines Transistors (großer dynamischer Generatorwiderstand r_g)

werden (da beide Charakteristiken entgegengesetzte Krümmungen haben).

2.2.07 Kennlinien der Basisschaltung

Abb. 10 zeigt die Kennlinien der Basisschaltung für den gleichen Transistor, dessen Kennlinien Abb. 4 zeigte. Die Parameter sind jetzt die Emitterströme. Die Kurve links oben gibt eine Stromverstärkung

$$\alpha \approx 1$$

Die Kurve links unten zeigt, daß der Eingangswider-

⁷⁾ Es ist dabei gleichgültig, ob man von einer Generatorspannung oder von einem Generatorstrom ausgeht, der wirksame Innenwiderstand des Generators ist in beiden Ersatzschaltbildern der gleiche.

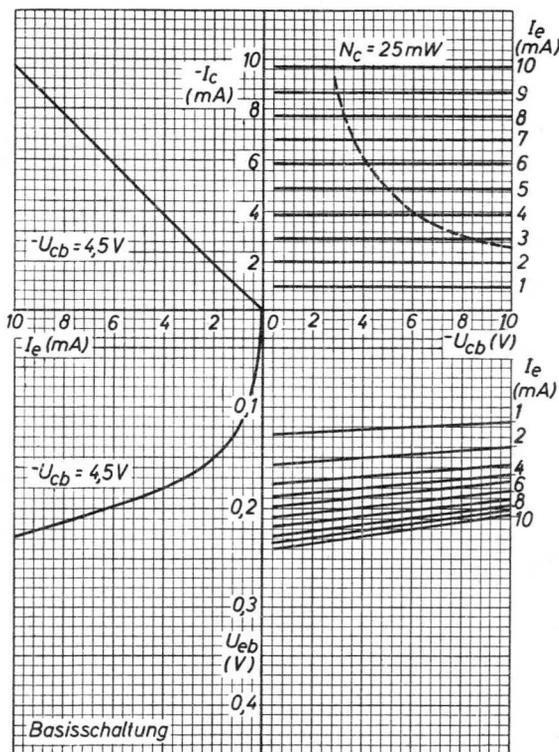


Abb. 10 Kennlinienfeld des Transistors OC 71 in Basisschaltung

stand wesentlich kleiner ist, bei $-U_{cb} = 2 \text{ V}$ und $-I_c = 3 \text{ mA}$ beträgt er etwa

$$r_i \approx 15 \Omega$$

während der Ausgangsleitwert ebenfalls kleiner, der Ausgangswiderstand daher größer ist, nämlich etwa

$$r_o \approx 500 \text{ k}\Omega$$

Im übrigen fließt der Kollektorstrom auch noch, wenn die Kollektor-Basis-Gleichspannung 0 geworden ist. Dies kommt daher, daß zwischen Basisschicht und Basisanschluß noch ein ohmscher Widerstand vorhanden ist, an welchem eine Vorspannung für die Kollektor-Diode abfällt (bei endlichem Emitterstrom). Abb. 11 zeigt die Kennlinien bei kleinen Kollektor-Basis-Spannungen, aus welchen dies deutlich wird.

Die Äquidistanz der Kennlinien ist, wie man sieht, in der Basisschaltung über einen gewissen Bereich besser. Die Gesamt-Leistungsverstärkung einer Stufe ist bei praktischen Werten jedoch kleiner als bei Anwendung der Emitterschaltung.

Abb. 11 Kennlinien der Basisschaltung bei kleinen Spannungen (OC 71)

2.2.08 (h) — Matrix

In Abb. 12 ist ein idealisiertes Kennlinienfeld dargestellt, welches dem in Abb. 4, S. 8 gezeigten sehr ähnlich ist. Dieses idealisierte Kennlinienfeld ist eine graphische Darstellung der sogenannten (h)-Matrix eines elektrischen Vierpols.

Schreibt man ganz allgemein die dem Vierpol in Abb. 13a zugehörigen Gleichungen in der Form

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \tag{3}$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \tag{4}$$

oder in der Matrizen-Schreibweise

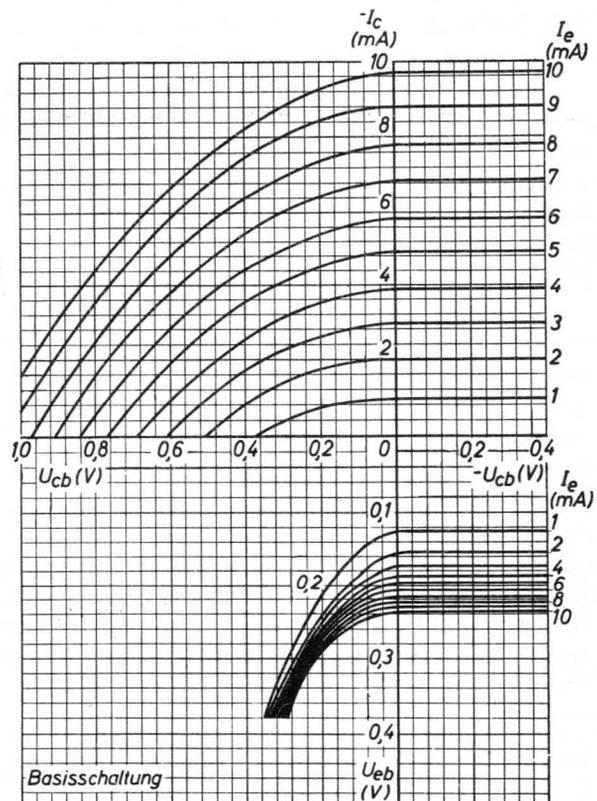
$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = (h) \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

und setzt z. B. für einen Transistor in der Emitterschaltung

$$u_1 = u_{be} ; \quad i_1 = i_b$$

$$u_2 = u_{ce} ; \quad i_2 = i_c$$

dann erweisen sich die (h)-Parameter (d. h. die Matrix-Koeffizienten) als die Tangenten der in Abb. 4 und 12 eingezeichneten Winkel. Es ist (die (h)-Parameter werden für die Emitterschaltung mit einem Strich versehen)



$$\tan \psi = h_{11}' = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{(u_2=0)} = \frac{u_{be}}{i_b} \Big|_{(u_{ce}=0)}$$

Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang $[\Omega]$

$$\tan \vartheta = h_{12}' = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{(i_1=0)} = \frac{u_{be}}{u_{ce}} \Big|_{(i_b=0)}$$

Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang [dimensionslos]

$$\tan \varphi = h_{21}' = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{(u_2=0)} = \frac{i_c}{i_b} \Big|_{(u_{ce}=0)}$$

Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang [dimensionslos]

$$\tan \tau = h_{22}' = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{(i_1=0)} = \frac{i_c}{u_{ce}} \Big|_{(i_b=0)}$$

Ausgangsleitwert bei offenem Eingang $[1/\Omega = \text{Siemens}]$

Die Parameter sind in der Emitterschaltung (bei normalen Arbeitspunkteinstellungen) alle > 0 ; h_{21}' ist genau die auf S. 6, Gl. (2) definierte Stromverstärkung α' . (Man verwendet gewöhnlich beim Rechnen mit der Matrix das Symbol h_{21}' und sonst jedoch α' .)

Die Parameter für die Basisschaltung erhält man, wenn

$$\begin{aligned} u_1 &= u_{eb}; & i_1 &= i_e \\ u_2 &= u_{cb}; & i_2 &= i_c \end{aligned}$$

gesetzt wird. h_{21}' wechselt dabei übrigens das Vorzeichen. Bei Verwendung des Symbols α für die Stromverstärkung nimmt man jedoch den Wert positiv, so daß

$$-h_{21}' = \alpha > 0$$

ist.

Der Vergleich der Abb. 4 und 12 zeigt, daß das mathematische Hilfsmittel der (h) -Matrix dem Problem besonders gut angemessen ist. Die Abbildungen zeigen im übrigen, wie weit noch das Rechnen mit den (h) -Parametern sinnvoll erscheint. Es wurde schon erwähnt, daß dies nur für die Kleinsignal-Verstärkung zutrifft. In der (h) -Matrix kommen z. B. Kennlinienkrümmungen und der Abfall der Kurven unterhalb der Kniespannung in keiner Weise in Rechnung.

2.2.09 (h) — Ersatzschaltbild

Zu jeder Vierpoldarstellung gehört ein Ersatzschaltbild. Abb. 13b zeigt das (h) -Ersatzschaltbild in der allgemeinen Form; Abb. 13c mit Einsetzen der Sym-

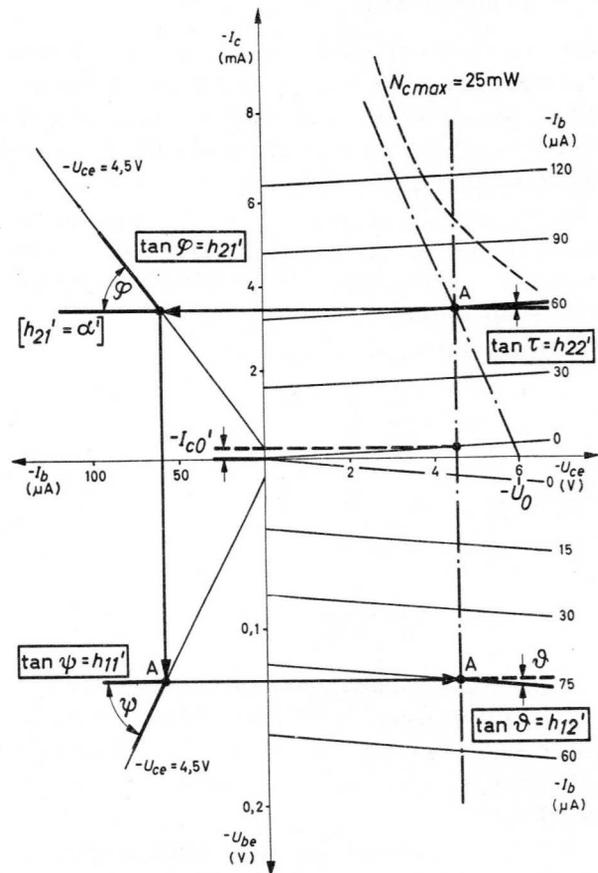


Abb. 12 Graphische Darstellung der (h) -Matrix des Transistor-Vierpols (zum Vergleich mit dem Kennlinienfeld Abb. 4)

bole für die Emitterschaltung. Ersatzschaltbilder lassen sich oft in vielfältiger Weise umformen. Das hier gezeigte ließe sich auch mit nur einer Strom- oder Spannungsquelle angeben, wobei dann jedoch die Elemente unübersichtlichere Ausdrücke erhalten würden.

Für komplizierte Schaltungen kann man im übrigen mit der (h) -Matrix formal nach den Regeln der Matrizenrechnung umgehen. Selbstverständlich ist dies auch mit anderen Darstellungsarten, z. B. der zugehörigen Widerstands- oder Leitwertmatrix, möglich. Es lassen sich bei Kenntnis der Matrizenrechnung die Betriebseigenschaften hintereinandergeschalteter Stufen, Gegenkopplungs-Schaltungen u. a. m. berechnen. Im Anhang, Ziff. 1. A, S. 47 ist ein Beispiel vorgeführt.

Ersatzschaltbilder sind fast immer nur Näherungen tatsächlich vorliegender Verhältnisse. Für spezielle Anwendungen, z. B. für Hochfrequenz- und Schalteranwendungen kann man sie jedoch ergänzen oder erweitern, wie in späteren Abschnitten noch gezeigt werden wird.

2.2.10 Vierpolformeln

Mit den (h)-Parametern kann man die Betriebs-eigenschaften einer Verstärkerschaltung formel-mäßig und numerisch exakt angeben, sofern man die Werte der (h)-Parameter im Arbeitspunkt kennt und sofern kleine Signale vorliegen.

Ohne Herleitung seien hier die Ergebnisse aufge-führt, die sich auf das Ersatzschaltbild Abb. 13b be-ziehen. Sie gelten auch für die Basisschaltung, wenn man die Symbole entsprechend einsetzt.

Zur Vereinfachung sei eingeführt

$$H = \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} h_{22}} \quad (5)$$

$$L = \frac{R_L}{R_L + 1/h_{22}} \quad (6)$$

$$G = \frac{h_{11}}{h_{11} + R_g} \quad (7)$$

Alle drei Abkürzungen sind dimensionslos. L und G sind stets > 0; H ist in der Emitterschaltung positiv, in der Basisschaltung negativ (da $h_{21} < 0$ ist). Die Abkürzungen vereinfachen die folgende Darstellung erheblich.

Es ergeben sich folgende Betriebseigenschaften einer Transistor-Verstärkerschaltung nach Abb. 13a.

BETRIEBS-STROMVERSTÄRKUNG:

$$v_i = \frac{i_2}{i_1} = h_{21} (1 - L) \quad (8)$$

Sie ist dem Betrage nach kleiner als die Kurzschluß-Stromverstärkung h_{21} , wenn $L > 0$ ist.

Die Betriebs-Spannungsverstärkung für den Fall verschwindender Spannungsrückwirkung ($h_{12} = 0$) ist

$$v_u \Big|_{(h_{12} = 0)} = \frac{u_2}{u_1} \Big|_{(h_{12} = 0)} = \frac{-i_2 R_L}{i_1 h_{11}} = -h_{21} \frac{1/h_{22}}{h_{11}} L$$

Unter Berücksichtigung von h_{12} wird die

8) H hat folgende elektrische Bedeutung:
Es ist

$$H = \frac{\left(\frac{i_2}{u_1}\right)_{(u_2=0)}}{\left(\frac{i_2}{u_1}\right)_{(i_1=0)}}$$

Im Zähler steht die

„Steilheit“ bei kurzgeschlossenem Ausgang S;
man könnte sie „Vorwärts-Steilheit“ nennen,

im Nenner steht die

„Steilheit“ bei offenem Eingang.

Letztere drückt aus, wie sich die Spannung am Eingang „von

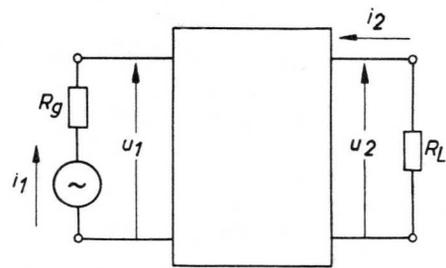


Abb. 13a Allgemeiner Transistor-Vierpol

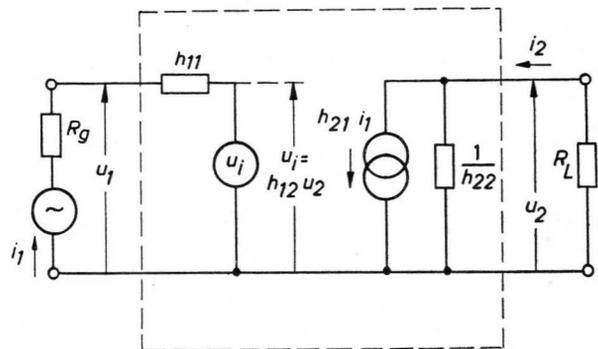


Abb. 13b Allgemeines Ersatzschaltbild für den (h)-Vierpol

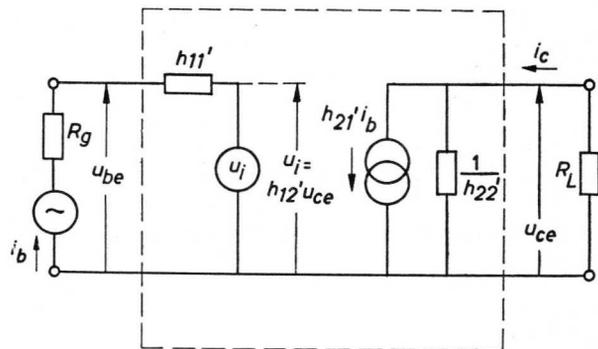


Abb. 13c Ersatzschaltbild für den (h)-Vierpol, speziell für den Transistor in Emitterschaltung

selbst“ ändert, wenn der Ausgangsstrom (zwangsweise) ge-ändert wird.
Der Kehrwert wäre eine „Steilheitsrückwirkung“, sie sei mit θ bezeichnet.

Dann ist

$$H = S \theta$$

Bei der Elektronenröhre wäre $\theta = 0$ und daher $H = 0$. Bei Flächentransistoren nimmt H in der Emitterschaltung Werte zwischen 0 und 1 an, in der Basisschaltung ist H negativ und hat Werte größer als 1.

9) L ist das Verhältnis von R_L zur Serienschaltung von $1/h_{22}$ und R_L ; L kann Werte zwischen 0 und 1 annehmen für R_L von 0 bis ∞ .

10) G ist das Verhältnis von h_{11} zur Serienschaltung von h_{11} und R_g ; G kann Werte zwischen 1 und 0 annehmen für R_g von 0 bis ∞ .

BETRIEBS-SPANNUNGSVERSTÄRKUNG:

$$v_u = v_u \Big|_{(h_{12} = 0)} \frac{1}{(1-HL)}$$

oder auch in der Form zu schreiben

$$v_u = - \frac{1}{h_{12}} \cdot \frac{HL}{(1-HL)} \quad (9)$$

BETRIEBS-EINGANGSWIDERSTAND:

$$r_i = \frac{u_I}{i_I} = h_{11} (1-HL) \quad (10)$$

Der Eingangswiderstand ist bei endlichem Lastwiderstand in der Emitterschaltung kleiner, in der Basisschaltung größer als der Kurzschlußwiderstand.

BETRIEBS-AUSGANGSWIDERSTAND:

$$r_o = \frac{u_2}{i_2} = \frac{1}{h_{22} (1-HG)} \quad (11)$$

Der Ausgangswiderstand ist bei endlichem Generatorwiderstand in der Emitterschaltung größer, in der Basisschaltung kleiner als bei offenem Eingang.

LEISTUNGSVERSTÄRKUNG, ALLGEMEIN

$$v_N = v_i^2 \frac{R_L}{r_i} = h_{21}^2 \frac{R_L}{h_{11}} \cdot \frac{(1-L)^2}{(1-HL)} = \frac{h_{21}^2}{h_{11} h_{22}} \cdot \frac{(1-L) L}{(1-HL)} \quad (12)$$

Die Anpassung des Eingangs ergibt mit $R_g = r_i$, sowie Gl. (7) und (10)

$$\frac{(1-G)}{G} = (1-HL)$$

Die Anpassung des Ausgangs ergibt mit $R_L = r_o$, sowie Gl. (6) und (11)

$$\frac{(1-L)}{L} = (1-HG)$$

Bei Auflösung der beiden Gln. nach G und L erhält man

$$G = L = \frac{1 - \sqrt{1-H}}{H}$$

Dies in Gl. (12) eingesetzt, ergibt die

OPTIMALE LEISTUNGSVERSTÄRKUNG:

$$v_N^{opt} = \frac{h_{21}^2}{h_{11} h_{22}} \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1-H}} \right)^2 \quad (13)$$

Die optimalen Widerstände $R_{g\,opt}$ und $R_{L\,opt}$ werden mit Verwenden der Gln. (6) und (7)

$$R_{g\,opt} = h_{11} \sqrt{1-H} \quad (14)$$

und

$$R_{L\,opt} = \frac{1}{h_{22} \sqrt{1-H}} \quad (15)$$

Während $R_{g\,opt}$ bei den meisten Verstärkerstufen nach Gl. (14) bemessen werden kann, wird $R_{L\,opt}$ nach Gl. (15) häufig nicht realisierbar sein, z. B. nicht bei RC-gekoppelten Verstärkerstufen.

Für einen Eindruck der Größenordnungen von H, L, G sei ein Beispiel angeführt. Der Transistor OC 71 hat im Arbeitspunkt

$$-I_c = 3 \text{ mA} \quad \text{und} \quad -U_{ce} = 2 \text{ V (Emitterschaltung)}$$

die (h)-Parameter-Werte

$$\begin{aligned} h_{11}' &= 850 \, \Omega \\ h_{12}' &= 7 \cdot 10^{-4} \\ h_{21}' &= 50 \\ h_{22}' &= 100 \, \mu\text{S} \end{aligned}$$

Dann wird

$$\begin{aligned} H &= 0,41 \\ L &< 0,1 \\ G &< 0,1 \\ HL &< 0,041 \\ HG &< 0,041 \end{aligned}$$

wenn

$$\begin{aligned} R_g &> 7,65 \text{ k}\Omega \\ R_L &< 1,11 \text{ k}\Omega \quad \text{ist.} \end{aligned}$$

Je nach Größe von R_g und R_L können, wie man sieht, in den Formeln die Faktoren L, HL usw. vernachlässigt werden.

Einige Anwendungen der hier aufgeführten Betriebsformeln werden noch im Abschn. 3, S. 34 und im Abschn. 4 vorkommen.

2.2.11 (h) — Parameter in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt

Bei der Auslegung von Kleinsignal-Verstärkerstufen benötigt man die Werte der (h)-Parameter für Arbeitspunkte, die nicht nur vom Standpunkt einer optimalen Verstärkung gegeben sind, sondern auch durch Stabilitäts- und Streuungs-Gesichtspunkte beeinflusst werden. Im allgemeinen ist es ausreichend, wenn die relativen Änderungen der (h)-Parameter gegenüber einer Normaleinstellung bekannt sind.

In Abb. 14 sind am Beispiel des Transistors OC 71 die relativen Änderungen der (h')-Parameter in Abhängigkeit vom Kollektorgleichstrom und von der Kollektorgleichspannung dargestellt. Wie ersichtlich ist, ergeben sich besonders starke Änderungen von h_{11}' und h_{22}' bei Änderung des Kollektorgleichstromes, wovon die ersteren im allgemeinen am empfindlichsten spürbar sind.

Die Messung der (h)-Parameter kann sich unmittelbar an die auf S. 15 angegebenen Formeln anschließen, die direkt als Meßvorschrift angesehen werden können.

2.2.12 T — Ersatzschaltbild

Die Parameterdarstellungen haben generell den Nachteil, daß ihre Werte in der Basisschaltung von denen der Emitterschaltung (bzw. Kollektorschaltung) verschieden sind. Auch die Ersatzschaltbilder sind für manche Betrachtungen nicht sehr günstig.

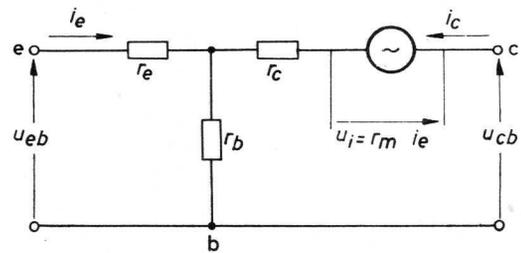


Abb. 15 T-Ersatzschaltbild für die Basisschaltung

Aus diesen Gründen ist eine andere Darstellungsart sehr verbreitet, das T-Ersatzschaltbild. Bei diesem Schaltbild lassen sich die zugehörigen Vierpolformeln ohne formale Gleichungsaufösungen finden.

Abb. 15 zeigt die für die Basisschaltung geeignete Darstellung mit einer Spannungsquelle $u_i = r_m i_e$. In Abb. 16 ist das gleiche Ersatzschaltbild für die Emitterschaltung wiedergegeben.

Die Widerstandswerte r_e, r_b, r_c, r_m bleiben dabei unverändert.

Für i_e ist mit $i_e + i_c + i_b = 0$

$$u_i = -r_m i_b - r_m i_c$$

einzusetzen, wobei sich der zweite Ausdruck mit dem Widerstand r_c zusammenfügen läßt zu $(r_c - r_m)$.

Die Transformationen der r-Werte auf die (h)-Parameter und umgekehrt sind im Anhang, Ziff. 2.A, S. 49 aufgeführt.

In der Basisschaltung ergibt sich für die Kurzschluß-Stromverstärkung

$$a = -h_{21} = \frac{r_m + r_b}{r_c + r_b}$$

und näherungsweise für $r_b \ll r_m; r_b \ll r_c$

$$a \approx \frac{r_m}{r_c} \tag{16}$$

In der Emitterschaltung wird

$$a' = h_{21}' = \frac{r_m - r_e}{r_c - r_m + r_e}$$

und näherungsweise für $r_e \ll r_m; r_e \ll (r_c - r_m)$

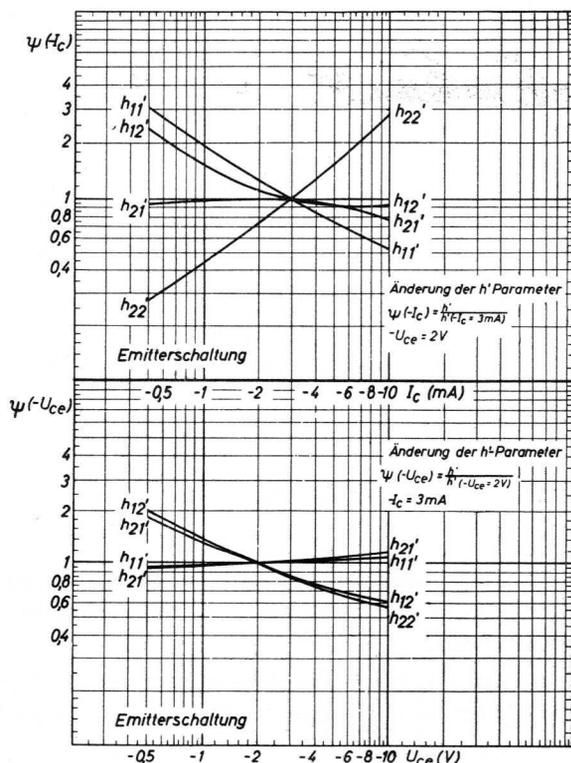


Abb. 14 Änderung der (h')-Parameter in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt beim Transistor OC 71

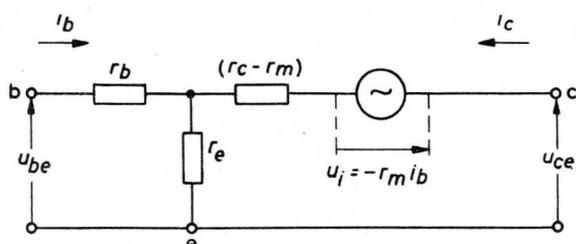


Abb. 16 T-Ersatzschaltbild für die Emitterschaltung

$$\alpha' \approx \frac{r_m}{r_c - r_m} \quad (17)$$

und damit die schon auf S. 6, Gl. (2) angegebene Formel

$$\alpha' \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha} \text{ bzw. } \alpha \approx \frac{\alpha'}{1 + \alpha'}$$

oder auch nach Umformung

$$1 - \alpha \approx \frac{1}{1 + \alpha'} \quad (18)$$

2.3 Temperaturabhängigkeit der elektrischen Eigenschaften

Bei Schaltungen mit Elektronenröhren kann im allgemeinen mit von der Temperatur unabhängigen Größen gerechnet werden. Die Elektronenemission hängt dort zwar von der Temperatur der Katode ab, jedoch wird stets konstante Heizung und thermisches Gleichgewicht vorausgesetzt.

In Halbleiterelementen ist die Zahl und die Verteilung der am Leitungsmechanismus beteiligten Ladungsträger von der Temperatur des Kristalls abhängig. Es ergeben sich dann zwei neue Gesichtspunkte:

- Die am Transistor und in der Schaltung auftretenden elektrischen Größen sind eine Funktion der momentan im Kristall vorhandenen Kristalltemperatur. Diese wiederum wird von der im Kristall erzeugten Wärme mitbestimmt.
- Da die Differenz zwischen Kristalltemperatur und Umgebungstemperatur relativ klein ist, z. B. sehr viel kleiner als zwischen Katode und Umgebung bei der Elektronenröhre, werden die relativen Änderungen der Kristalltemperatur auch von Änderungen der Umgebungstemperatur abhängig.

Die Probleme des thermischen Verhaltens und die Maßnahmen zur Kompensation der Temperatureinflüsse sind so wichtig, daß sie in diesem Heft in zwei gesonderten Abschnitten — noch vor den Fragen der Transistor-Anwendungen — behandelt werden sollen.

Der erste der beiden Abschnitte soll die thermisch-elektrischen Zusammenhänge erläutern, der zweite soll die Stabilisierung und Stabilität behandeln. (Die Stabilisierung bezieht sich dabei zugleich auch noch auf den Einfluß der Exemplarstreuungen, welchen man zu reduzieren wünscht.)

In diesem Abschnitt sind zwei Schritte zweckmäßig, die sich an die oben angedeutete Aufteilung a) und b) anschließen: Ermittlung

- der Abhängigkeit der elektrischen Größen von der Kristalltemperatur und
- der Zusammenhänge zwischen Kristalltemperatur und Verlustleistung.

2.3.1 Thermisches Verhalten des Kollektorstromes und der Basis-Emitter-Spannung

Zunächst ist es wichtig, die Änderungen der statischen Kennlinien bei Änderung der Kristalltemperatur zu kennen, wobei noch offen bleiben soll, wie die Temperatur im Kristall verteilt ist und wie sie gemessen werden kann.

Die etwas komplizierten Verhältnisse der thermischen Abhängigkeiten kann man vereinfachen, wenn man die Spannungsrückwirkung aus der Betrachtung heraus läßt. Dann genügt es, die statischen Kennlinien

$$-I_c = f(-I_b)$$

und

$$-I_b = f(-U_{be})$$

(in der Emitterschaltung, bei mittleren Kollektor-Emitter-Spannungen) zu betrachten, also die Kurven auf S. 8, Abb. 4 im linken oberen und linken unteren Quadranten.

Wie aus der Abb. 4 zu ersehen ist, läßt sich $-I_c$ näherungsweise linear schreiben

$$-I_c = \alpha' (-I_b) + (-I_{c0}) \quad (19)$$

Eine ähnliche Beziehung gibt es für die Basisschaltung

$$-I_c = \alpha I_e + (-I_{c0}) \quad (20)$$

Die Beziehung zwischen $-U_{be}$ und $-I_b$ läßt sich folgendermaßen ermitteln. Es möge das Ersatzschaltbild Abb. 16 (s. o.), derart geändert werden, daß der Eingangskarakteristik, die wesentlich von der Kennlinie der Emitter-Diode bestimmt wird, besser

entsprochen wird. Abb. 17 zeigt das verbesserte Ersatzschaltbild. Da das Schaltbild für die statischen Kennlinien gelten soll, ist $R_{bb'}$ mit großem Buchstaben geschrieben, ebenso die Ströme und Spannungen. Der „innere Basispunkt“ b' ist besonders gekennzeichnet, da jetzt die Spannung zwischen b' und e beim Rechnen gebraucht wird.

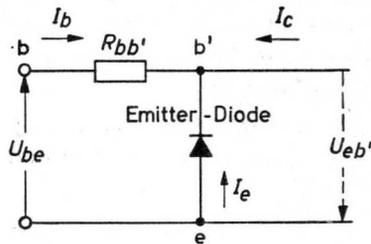


Abb. 17
Einfaches Ersatzschaltbild mit Berücksichtigung des nichtlinearen Eingangswiderstandes

Der Diodenstrom der theoretischen Emitter-Diode folgt der Gleichung

$$I_e = I_{e0} \left(\exp \left[\frac{U_{eb'}}{U_T} \right] - 1 \right) \quad (21)$$

mit

$$U_T = \frac{kT_j}{e}$$

k = Boltzmann-Konstante

e = Elementarladung

T_j = Kristalltemperatur (in $^{\circ}\text{K}$)

$k/e = 86 \cdot 10^{-6} \text{ V}/^{\circ}\text{C}$

U_T beträgt für eine Temperatur T_j von 25°C

$$U_{T0} = 26 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

I_{e0} entspricht etwa dem theoretischen Sperrstrom der Diode (I_{e0} ist hier ein positiver Wert). Aus dem Ersatzschaltbild Abb. 17 kann man ablesen

$$-U_{be} = -I_b R_{bb'} + U_{eb'}$$

$U_{eb'}$ findet man durch Logarithmieren der Gl. (21). Dies eingesetzt und mit

$$I_e + I_b + I_c = 0$$

ergibt

$$-U_{be} = (I_e + I_c) R_{bb'} + U_T \ln \left(1 + \frac{I_e}{I_{e0}} \right)$$

sowie mit Verwenden von Gl. (20)

$$\begin{aligned} -U_{be} &= [(1-\alpha) I_e - (-I_{c0})] R_{bb'} + U_T \ln \left(1 + \frac{I_e}{I_{e0}} \right) \\ -I_c &= \alpha I_e + (-I_{c0}) \end{aligned} \quad (22)$$

Die Gleichungen sind jetzt in der Form geschrieben

$$-U_{be} = f(I_e)$$

$$-I_c = f(I_e)$$

die sich als sehr praktisch erweisen wird.

(Mit Hilfe der Gl. (19) kann jedoch auch sofort an Stelle von I_e der Basisstrom $-I_b$ eingeführt werden.)

Die Gln. (22) und (19) sind dann für die Konstruktion der statischen Kennlinien geeignet.

Die Erfahrung zeigt, daß in den Gln. (22) vor allem die Temperaturabhängigkeit der Restströme $-I_{c0}$ (bzw. $-I_{c0}'$) und I_{e0} ins Gewicht fällt.

Mit guter Näherung sind diese darstellbar durch

$$I_{e0} = I_{e0} \Big|_{T_0} \exp [c_e (T_j - T_0)] \quad (23)$$

und

$$-I_{c0} = -I_{c0} \Big|_{T_0} \exp [c_c (T_j - T_0)] \quad (24a)$$

$$-I_{c0}' \approx -I_{c0}' \Big|_{T_0} \exp [c_c' (T_j - T_0)] \quad (24b)$$

Die Restströme wachsen exponentiell mit der Kristalltemperatur an. Die Werte der Koeffizienten c_e , c_c und c_c' können je nach Transistortyp verschieden sein (sie sind auch Exemplarstreuungen unterworfen). Im allgemeinen liegen die Werte in der Größenordnung

$$c_e, c_c, c_c' \approx 0,1^{\circ}\text{C}^{-1}$$

Falls diese Koeffizienten und die Restströme für eine bestimmte Temperatur T_0 bekannt sind, können I_{e0} und $-I_{c0}$ für beliebige Kristalltemperaturen T_j aus den Gln. (23) und (24a) berechnet werden. Der Kol-

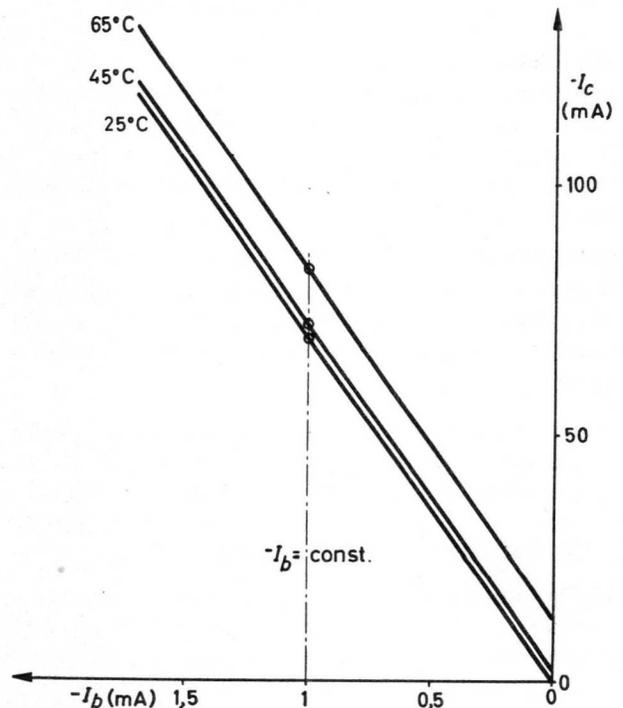


Abb. 18a Temperaturabhängigkeit der $(-I_c/-I_b)$ -Charakteristik (OC 72, theoretisch)

lektorreststrom $-I_{c0}'$ folgt nur näherungsweise dem Gesetz der Gln. (23) und (24a), er ist bei höheren Temperaturen etwas kleiner, als es die Gl. (24b) angibt.

Die Erfahrung zeigt weiter, daß die Temperaturabhängigkeit von $R_{bb'}$ und a' klein gegenüber jener der Restströme ist. In den Gleichungen steht noch U_T . Die Änderung von U_T ist nicht sehr groß (z. B. ändert sich U_T zwischen 25 und 60 °C nur von 26 auf 29×10^{-3} V), sie kann jedoch nicht immer vernachlässigt werden.

Die Gln. (23), (24a) und (24b) sind von großer Bedeutung, da die Restströme – wie erwähnt – exponentiell mit der Temperatur anwachsen. Ein Kollektorreststrom $-I_{c0}'$ z. B., der bei 25 °C 100 μ A beträgt, ist bei 65 °C um den Faktor 100 größer, beträgt also bereits 10 mA!

Damit erleidet die $-I_c = f(-I_b)$ Kennlinie auf S. 8 in Abb. 4 links oben eine Parallelverschiebung mit wachsender Temperatur und selbstverständlich auch die $-I_c = f(-U_{ce})$ Kennlinien rechts oben.

Abb. 18a zeigt theoretische Kurven des Kollektorstromes für verschiedene Kristalltemperaturen. Hier wird besonders deutlich, daß der Gleichstromarbeitspunkt entscheidend von der Größe des Kollektorreststromes mitbestimmt wird. Im nächsten Abschnitt werden Maßnahmen beschrieben, die für

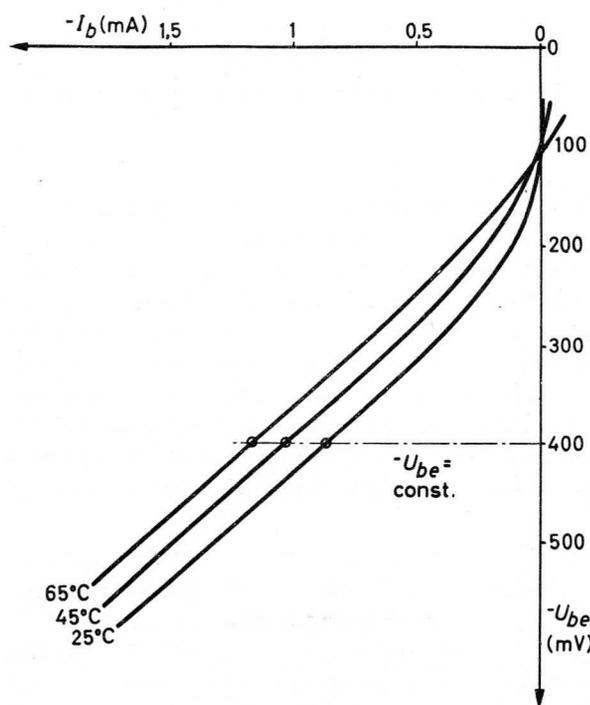


Abb. 18b Temperaturabhängigkeit der $(-U_{be}/-I_b)$ -Charakteristik (OC 72, theoretisch)

eine gewisse Konstanz des Kollektorstromes sorgen. Doch ist zu beachten, daß damit nur ein Teil der Schwierigkeiten (z. B. das Stabilitätsproblem des nächsten Abschnittes) behoben wird. Die Zunahme des Kollektorreststromes kann nämlich die Grenze der möglichen Aussteuerung einschränken, worauf noch eingegangen werden wird.

Die $-U_{be}(T_j)$ -Kurven sind etwas schwieriger aus Gl. (22) zu ermitteln. Man kann sie jedoch punktweise ausrechnen, da $-U_{be}$ explizit zu schreiben ist. In Abb. 18b sind berechnete Kurven eingetragen, die auch der Erfahrung sehr gut entsprechen. Wie man sieht, können bei reiner Spannungssteuerung erhebliche Änderungen des Arbeitspunktes mit der Temperatur erfolgen.

Im zweiten Schritt interessieren nun die Zusammenhänge zwischen Kristalltemperatur und Wärmeleistung.

2.3.2 Kollektorbelastung und Kristalltemperatur

Im Abschn. 2.2, S. 9 wurde darauf hingewiesen, daß die Beziehung zwischen Temperatur und Leistung komplizierter ist, als es beim ersten Blick scheinen mag. Es ist zweckmäßig, sich bei der Betrachtung des thermischen Verhaltens des Transistors zunächst den Kristall allein als einen konstant beheizten kleinen Ofen vorzustellen. In diesem Ofen wird in jeder Sekunde eine Anzahl Kalorien, d. h. Einheiten der Wärmeenergie (oder Wärmemenge) Q erzeugt. (Die Kalorien lassen sich über das Wärmeäquivalent auch in Einheiten der elektrischen Energie, also in Wattsekunden angeben: $1 \text{ Ws} = 0,239 \text{ cal.}$)

Die erzeugte Wärmeenergie findet sich in thermischer, d. h. ungeordneter Bewegungsenergie der Moleküle oder Atome wieder, wobei sich die Temperatur des erwärmten Materials erhöht mit

$$\left(\frac{dQ}{dt}\right) = C_w \frac{dT}{dt} = \text{const.} \quad (25)$$

Dabei ist C_w die Wärme-Kapazität des erwärmten Materials, T die Temperatur und (dQ/dt) die pro Zeit erzeugte Wärmeenergie. Die Wärmeenergie fließt oder strömt in die Wärmekapazität hinein, so daß dQ/dt als Wärme-Strom I_w bezeichnet werden kann.

$$I_w = C_w \frac{dT}{dt}$$

Die Begriffe „Strom“ und „Kapazität“ erinnern an die entsprechenden elektrischen Begriffe. Die Gleichung zeigt, daß bei Einsetzen von U_w für die Tem-

peratur T (quasi als „Wärme-Spannung“) die von der Elektrizitätslehre bekannte Gleichung entsteht

$$I = C \frac{dU}{dt} \rightarrow I_w = C_w \frac{dU_w}{dt} \quad (26)$$

Damit läßt sich auch ein „Wärme-Ersatzschaltbild“ zeichnen, wie es in Abb. 19a dargestellt ist.

Nach Gl. (26) würde für $I_w = \text{const.}$ die Temperatur U_w linear anwachsen, was sie auch annähernd, z. B. bei einem Tauchsieder im Wasserbad, zunächst tut. Während dem Material Energie zugeführt wird, fließt jedoch auch ein Teil gleichzeitig in das große Wärmereservoir der Umgebung ab, in die unendlich große Wärmekapazität

$$C_w U_{gb}$$

Nun ist aber auch noch die Wärmeleitfähigkeit des Materials für die Wärmestromstärke maßgebend. I_w findet daher einen vom Material und von den Abmessungen bestimmten Wärme-Widerstand vor. Jedes Stückchen Material vom Volumen ΔV hat Wärmewiderstand und Wärmekapazität.

Auch der Wärmewiderstand (mit κ bezeichnet) läßt sich – wie vom Ohm’schen Gesetz her gewohnt – im Schaltbild einsetzen. Daher kann man die Wärmeverhältnisse für den Ofen und den Übergang zu seiner Umgebung an einer unendlich großen Zahl von voneinander verschiedenen RC-, hier also κC_w -Gliedern, darstellen, wie in Abb. 19b angedeutet ist. (Im Grenzfall entsteht die Wärme-Diff. Gl. II. Ordnung der Thermodynamik.)

Für das praktische Rechnen reicht eine zwei-gliedrige Kette aus, so daß die „Schaltung“ Abb. 19c entsteht. Am wärmeerzeugenden Ofen herrscht die Temperatur T_j , am unendlich großen „Wärme-kondensator“ der Umgebung $C_w \infty$ die Temperatur T_{Ugb} ($= U_w U_{gb}$).

Diese Darstellung gilt ganz allgemein für beliebige Öfen, für Wirkleistung verbrauchende Widerstände, Transistoren usw.

Beim Transistor ist

$$I_w = \left(\frac{dQ}{dt} \right) = N_{cw}$$

die gesamte Transistorverlustleistung¹¹⁾, die quasi die Wärme erzeugt, und

$$\kappa_1 + \kappa_2 = \kappa$$

der Wärmewiderstand des Transistors, sowie

$$C_w$$

die mittlere Wärmekapazität des Transistors.

¹¹⁾ In den meisten Fällen ist die gesamte Verlustleistung von der Kollektorverlustleistung N_c nicht merklich verschieden, sodaß allein mit dieser gerechnet werden kann.

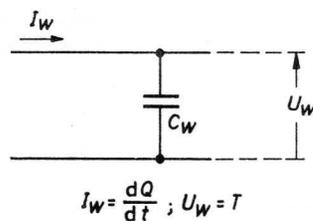


Abb. 19a Wärme-Ersatzschaltbild für Wärmequelle (Wärmestrom I_w) und Wärmekapazität C_w

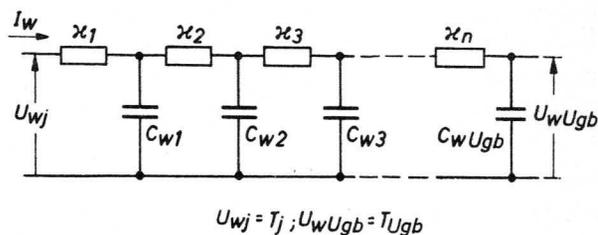


Abb. 19b Erweitertes Wärme-Ersatzschaltbild mit Wärmewiderständen κ und Wärmekapazitäten C_w

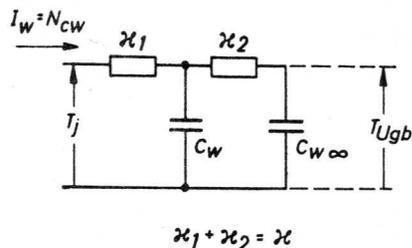


Abb. 19c Vereinfachtes Wärme-Ersatzschaltbild

Überdies ist es zweckmäßig, die Leistung N_c für zweierlei Betrachtungsweisen deutlich zu unterscheiden. Einerseits bedeutet N_{cw} die Wärmeerzeugung pro Sekunde, also eine Wärmequelle, die man sich auch jederzeit z. B. durch einen Kohleofen ersetzt denken könnte und andererseits eine rein elektrische Größe N_c , die sich durch Strom und Spannung mit der Schaltung im Zusammenhang befindet. (Es handelt sich natürlich dem Betrage nach um die gleiche Leistung, nur wirkt diese in zweierlei Weise.)

Der Wärmewiderstand κ ist in mancher Hinsicht problematisch. Z. B. erfolgt die Wärmeableitung nicht nur über ein wärmeleitendes Material, sondern auch über die anliegende Luftschicht, die ständig durch Konvektion Wärme abtransportiert. Ein Ventilator oder größere wärmeabgebende Bleche verringern den Wärmewiderstand. Dagegen kann dem Transistor von in der Nähe befindlichen warmen

Körpern durch Wärmestrahlung, durch Wärmeleitung über die Zuleitungen u. a. m. wieder Wärme zugeführt werden. Die Wärmekapazität ist das Produkt aus Masse und spezifischer Wärme. Sie läßt sich bei Kenntnis der Materialkonstanten und Abmessungen zwar berechnen, ist jedoch in dem nähernden Ersatzschaltbild nicht als exakte Größe anzusehen.

Zunächst sei nur vom thermischen Gleichgewicht die Rede, also von dem Fall, daß die abtransportierte Wärme in jeder Zeiteinheit gleich der erzeugten ist.

2.3.3 Stationäres Verhalten

Für $I_w = N_{cw} = \text{const.}$ läßt sich unmittelbar aus der Abb. 19c die wichtige Gleichung ablesen

$$\boxed{\begin{array}{l} N_{cw} = \frac{T_j - T_{Ugb}}{\varkappa} \\ \text{oder} \\ T_j = T_{Ugb} + \varkappa N_{cw} \end{array}} \quad (27)$$

Für die Betriebssicherheit des Transistors kommt es vor allem auf die Kristalltemperatur T_j an. Wie Gl. (27) zeigt, ist diese nicht nur von der Verlustleistung abhängig, sondern auch von der Umgebungstemperatur T_{Ugb} und vom Wärmewiderstand \varkappa . Die Angabe der maximal zulässigen Verlustleistung an Stelle der Kristalltemperatur kann also – wie oben schon erwähnt wurde – nur zu einer sehr groben Orientierung dienen. Die exakte Angabe der maximalen Kollektorverlustleistung muß sich (von anderen noch zu besprechenden Dingen abgesehen) auf die maximal zulässige Kristalltemperatur, auf den Wärmewiderstand und die zu erwartende Umgebungstemperatur stützen.

Sorgt man für eine niedrige Umgebungstemperatur und durch zusätzliche Wärmeableitung für einen kleinen Wärmewiderstand, dann kann der Kollektor entsprechend höher belastet werden.

Eine gute Wärmeableitung hat besonders bei Leistungs-Transistoren Bedeutung. Dort versucht man durch möglichst feste mechanische Verbindung des Transistors mit dem Chassisblech den Wärmewiderstand zu verringern. Für eine bessere Übersicht betrachtet man dann die einzelnen wirksamen Wärmewiderstände, z. B. vom Kristall zum Gehäuse, vom Gehäuse zum Chassisblech, vom Chassisblech zur Umgebung. Die Wärmewiderstände können niemals beliebig klein werden. Vor allem ist dem Wärmewiderstand vom Chassis zur umgebenden (nicht durch Ventilatoren bewegten) Luft eine Grenze gesetzt.

In den Gln. (22) wurde gezeigt, daß der Kollektorstrom von der Temperatur abhängt. Da dieser die elektrische Kollektorverlustleistung mitbestimmt, ist die Gl. (27) noch nicht eindeutig. Dieser Gleichung ist daher noch eine zweite Gleichung hinzuzufügen.

$$N_{cw} = N_c = U_{ce} I_c = f(T_j)$$

Dabei können $-U_{ce}$ und $-I_c$ über die Schaltung, in der der Transistor arbeitet, in vielfältiger Weise von der Kristalltemperatur abhängen, so daß man, wenn der Schaltungseinfluß mit X bezeichnet wird, allgemein die zweite, zusätzliche Gleichung in der Form

$$N_{cw} = N_c = f(X, T_j) \quad (28)$$

schreiben kann. (Über diese Beziehung wird später noch mehr gesagt werden.)

Für die Berechnung der Kristalltemperatur und umgekehrt für die Ermittlung der maximal zulässigen Kollektorverlustleistung bei bekannter maximal zulässiger Kristalltemperatur (und bei Kenntnis des Wärmewiderstandes) aus der Umgebungstemperatur ist jedoch – wie sich zeigen wird – die Gl. (27) im allgemeinen ausreichend.

Die „Kristalltemperatur“ ist im übrigen im Kristall nicht gleichmäßig verteilt. Im Rahmen dieses Kompendiums genügt es jedoch, sich auf die in den Transistordaten angegebenen Werte für die Kristalltemperatur zu stützen.

2.3.4 Instationäres Verhalten

Sobald sich die Kollektorverlustleistung $N_c = N_{cw}$ und damit der Wärmestrom I_w ändern, kommen die „wärmekapazitiven“ Ströme in Abb. 19c ins Spiel.

Abb. 19c stellt formal ein stromgespeistes RC-Netzwerk dar. Dann ist bei gegebener Zeitfunktion des Eingangstromes die Eingangsspannung ebenfalls eine bestimmte Zeitfunktion.

Das bedeutet hier, daß die Kristalltemperatur eine Zeitfunktion der Kollektorverlustleistung ist.

Dem $\varkappa C_w$ -Netzwerk läßt sich eine Wärmezeitkonstante zuschreiben. Überschlägig läßt sich dann sagen, daß bei Vorgängen, welche gegenüber dieser Zeitkonstanten rasch erfolgen, die Kristalltemperatur nicht zu folgen vermag und daß bei langsamen Vorgängen die Kristalltemperatur „mitläuft“.

Damit können sowohl günstige als auch ungünstige Fälle eintreten, z. B.

- a) günstiger Fall: Der Transistor arbeitet als Schalter und wird mit kurzen Impulsen belastet. Wenn die Impulsdauer hinreichend klein gegenüber der Wärmezeitkonstanten ist, kann der Transistor viel

höher belastet werden, als es aus der Gl. (27) hervorgeht (wenn man dort für N_c die Belastung während des Impulses einsetzt), weil die Temperatur bei Beendigung des Impulses noch nicht seinen stationären Wert erreicht hat.

- b) Ungünstiger Fall: Die Transistorstufe ist als „Ein“-„Aus“-Schalter ausgelegt. Dabei schneidet im allgemeinen die Widerstandsgerade die Verlustleistungshyperbel, weil man annimmt, daß das Umschalten sehr rasch erfolgt und dann nur die in den Schaltstellungen verbrauchte Leistung in Rechnung gestellt werden muß.

Verläuft nun jedoch der Umschaltvorgang zu langsam gegenüber der Wärmezeitkonstanten, dann läuft praktisch die Kristalltemperatur mit der Leistung mit, so daß die zulässige Temperatur überschritten wird, weil der Kristall im Gebiet oberhalb der Verlustleistungshyperbel genügend Zeit hat, sich aufzuheizen.

Im Anhang, Ziff. 3. A, S. 50 ist die Berechnung eines konkreten Beispiels für den Fall a) zu finden. Bei Verstärkerbetrieb mit Sinusaussteuerung genügt bei Transistoren im allgemeinen die Angabe der unteren Frequenz, oberhalb derer die Kristalltemperatur „nicht mitläuft“, oder auch eine Integrationszeit τ . Letztere ist derart anzuwenden, daß bei gegebener Zeitfunktion des Kollektorstromes eine an beliebiger Phase beginnende Integration über das Zeitintervall τ einen kleineren (oder gleichen) Wert des mittleren Kollektorstromes ergibt als der angegebene Maximalwert (richtiger: Die Integration muß mit jeder Phase für τ ausgeführt werden dürfen).

Die Integrationszeit beträgt gewöhnlich 20 ms in den Transistordaten.

2.4 Gleichstromstabilisierung und thermische Stabilität

Am Abschn. 2.3, S. 22 wurde betont, daß die Verlustleistung in zweierlei Weise beim Transistor in Erscheinung tritt, nämlich elektrisch und thermisch. Dies kann in der praktischen Schaltung zwei Folgen haben:

- a) Der Arbeitspunkt kann sich bei Änderung der Kristalltemperatur verschieben. Dabei kann der neue, andere Arbeitspunkt stabil, also wiederum ein Gleichgewichtszustand der thermisch-elektrischen Zusammenhänge sein.
- b) Der Arbeitspunkt kann labil sein. Er kann sich „von allein“ ändern, derart, daß Temperatur- und Leistungserhöhung gleichsinnig erfolgen und sich quasi „aufschaukeln“.

Im Falle a) kommt es wesentlich auf die „Stabilisierung“ des Kollektorstromes an, wobei sich diese zunächst nur auf Änderungen der Kristalltemperatur bezieht, die ihrerseits sowohl die Folgen von Änderungen der Leistung als auch der Umgebungstemperatur sein können.

Die Stabilisierung schließt in den meisten Fällen aber auch zugleich eine Stabilisierung gegenüber Exemplarstreuungen der statischen und dynamischen Kennwerte ein, so daß meist auch schon aus diesem Grunde eine gute Stabilisierung unerlässlich ist.

Im Falle b) ist es notwendig, eine Zerstörung des Transistors durch „Fortlaufen“ des Arbeitspunktes zu verhindern. Die „Stabilität“ muß daher auf jeden Fall gesichert werden.

Der Fall a) schließt, wie sich zeigen wird, den Fall b) ein, jedoch nicht umgekehrt. Stabilisierung und Stabilität stehen zwar hinsichtlich der erforderlichen Maßnahmen in unmittelbarem Zusammenhang, dennoch sollte man diese zwei Probleme auseinanderhalten.

Die Maßnahmen zur Gleichstrom-Stabilisierung kann man auch als „Gleichstrom-Gegenkopplung“ auffassen, so daß die stabilisierten Schaltungen an bekannte Gegenkopplungs-Schaltungen erinnern werden.

2.4.1 Stabilisierung des Kollektorstromes

Die Stabilisierung verfolgt das Ziel, die Schaltungseigenschaften resistent gegenüber Änderungen der Umgebungstemperatur, der Kollektorverlustleistung und gegenüber Exemplarstreuungen zu machen. Dabei kommt es im wesentlichen darauf an, die Änderungen des Kollektorgleichstromes zu beschränken.

Man betrachte zunächst die Abb. 20a. Beginnt man links oben, so sieht man, daß eine mittlere Kollektorverlustleistung, als Wärmeleistung aufgefaßt, im Zusammenhang mit Umgebungstemperatur und Wärmewiderstand (s. Gl. (27), S. 23) eine bestimmte Kristalltemperatur T_j zur Folge hat.

Die Kristalltemperatur T_j bestimmt die Werte von $-I_{c0}$ und I_{e0} , so daß aus den Gln. (19) und (22) ein bestimmter Wert für $-I_c$ hervorgeht.

Die Anwendung der Gleichungen setzt jedoch die Kenntnis der Schaltung voraus (s. Gl. 28). Der Einfluß der Schaltung ist in Abb. 20a mit X bezeichnet. Aus $-I_c$ folgt wiederum bei einem bestimmten Wert $-U_{ce}$ eine elektrische Kollektorverlustleistung N_c , welche gleich der Wärmeleistung N_{cw} ist. Damit ist der Kreis in Abb. 20a geschlossen.

Auf das zeitabhängige Verhalten und auf den mit I_s bezeichneten steuernden Strom wird noch eingegangen werden.

Ein Maß für die Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Umgebungstemperatur gibt das Differential

$$\frac{d(-I_c)}{dT_{Ugb}} = \varrho_T \quad (29)$$

Dies ist die Kollektorstromänderung pro Grad Temperaturänderung der Umgebung.

Aus Gl. (27) folgt

$$dT_{Ugb} = dT_j - \kappa dN_c \quad (N_{cw} = N_c)$$

Wenn man noch die Ausdrücke

$$\frac{dN_c}{dT_j} = \lambda; \quad \frac{d(-I_c)}{dT_j} = \varrho_j \quad (30)$$

einführt, erhält man

$$\varrho_T = \frac{1}{1 - \kappa\lambda} \varrho_j \quad (31)$$

Sowohl ϱ_j als auch λ sind schaltungsabhängig und müssen daher von Fall zu Fall berechnet werden.

Bei der Stabilisierung interessieren weiter die Abhängigkeiten von Streuungen der statischen und dynamischen Kennwerte. Die Berechnungen sind sehr umfangreich und sollen in diesem Rahmen nicht vorgeführt werden.

Es läßt sich jedoch zeigen, daß bei kleinen Werten für ϱ_T und ϱ_j auch der Einfluß der Exemplarstreuungen reduziert wird. Die Streuungen der dynamischen Eigenschaften werden außerdem noch durch dynamische Gegenkopplungen eingeschränkt, was später noch behandelt werden wird.

Die Berechnung der Ausdrücke in den Gln. (29), (30) und (31) ist ausführlich im Anhang, Ziff. 4. A, S. 50 für drei Prinzipschaltungen zu finden, die in den Abb. 21a, b und c dargestellt sind. Abb. 22 zeigt zum Vergleich eine unstabilisierte Schaltung.

Zuerst möge die Wirkungsweise dieser „Gleichstrom-Gegenkopplungs“-Schaltungen erläutert werden.

Abb. 21a zeigt eine „Seriengegenkopplung“ für Gleichstrom durch die am Widerstand R_e abfallende Gegenspannung bei festliegender Basisgleichspannung. Wenn sich der Kollektorstrom als Folge einer beliebigen Ursache erhöht, wird das Emitterpotential negativer, so daß die negative Basis-Emitter-Spannung und auch der Basisstrom kleiner werden. Da

Stationär : (Integrationszeit hinreichend klein)

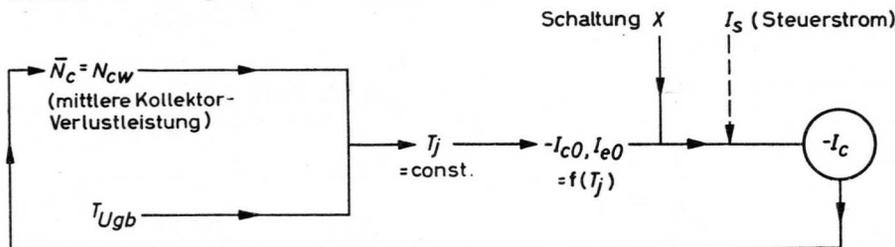


Abb. 20a
Schema der elektrisch-thermischen Beziehungen bei stationärem Verhalten

Instationär :

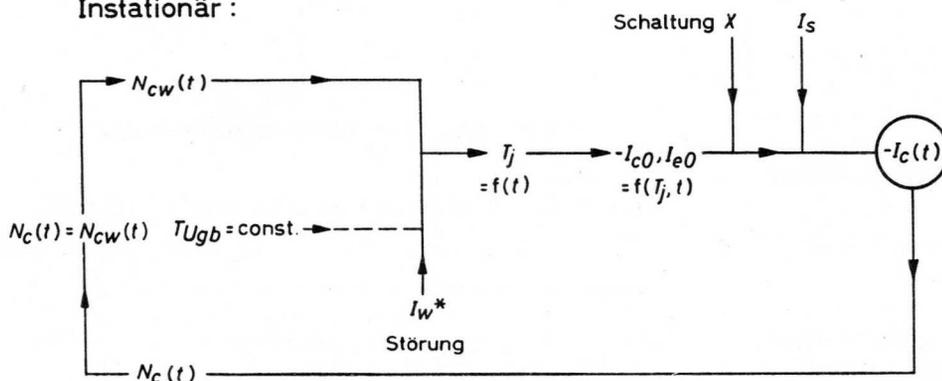


Abb. 20b
Wie Abb. 20a, jedoch für instationäres Verhalten

der Kollektorstrom sich dann ebenfalls verkleinert, tritt damit die Stabilisierungswirkung ein.

Der Emittorwiderstand R_e wird kapazitiv überbrückt, weil sonst meist eine zu starke Wechselstrom-Gegenkopplung entstehen würde. Häufig wird R_e auch teilweise überbrückt, je nach Ausmaß der gewünschten Wechselstrom-Gegenkopplung.

Die Verwendung einer besonderen Batterie ist unbequem, so daß man fast immer einen Spannungsteiler verwendet, wie es Abb. 21b zeigt.

In Abb. 21c ist eine „Parallel-Gegenkopplung“ für Gleichstrom dargestellt. Hier bewirkt eine Kollektorstromerhöhung eine Verkleinerung der Kollektor-Emitter- und auch Kollektor-Basis-Spannung. Da dann über R'' der Basisstrom kleiner wird, tritt der stabilisierende Effekt ein.

R'' bewirkt eine bestimmte Wechselstrom-Gegenkopplung, da R'' nicht kapazitiv überbrückt werden kann und sein Wert durch den erforderlichen Basisgleichstrom festgelegt ist. (Es gibt jedoch auch Maßnahmen, die Gegenkopplung teilweise aufzuheben.) Der Lastwiderstand R_L ist an der Stabilisierung mitbeteiligt, d. h., R_L muß ein Gleichstromwiderstand sein. Es ist jedoch auch möglich, bei $R_L \approx 0$ (z. B. bei einem Trafo im Kollektor-Kreis) einen Emittorwiderstand, wie er in Abb. 21c eingezeichnet ist, zu verwenden. Dieser darf dann kapazitiv überbrückt werden. (Er muß jedoch für gleiche Stabilisierungswirkung sehr groß sein.)

Bei allen drei Schaltungen kann man die Ausdrücke aus Gl. (29) bis (31) auf die Form bringen (siehe die Herleitungen im Anhang, Ziff. 4. A, S. 50).

$$\varrho_j = \theta \frac{A + P}{B + Q}$$

mit

$$\theta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} c_e I_{e0} \approx c_c' (-I_{c0}')$$

$$A = R_{bb'} + r_0 \left(1 - \frac{1}{c_e T_j} \ln M \right)$$

$$B = R_{bb'} + \frac{r_0}{(1 - \alpha) M} \approx R_{bb'} + \alpha' \frac{r_0}{M}$$

Hierin ist als Abkürzung verwendet worden

$$M = \frac{I_e + I_{e0}}{I_{e0}} \approx \frac{I_c}{I_{e0}} \quad (M \text{ kann sehr große Werte annehmen})$$

$$r_0 = \frac{U_T}{I_{e0}} \quad (\text{Nullpunktswiderstand der Emittor-Diode})$$

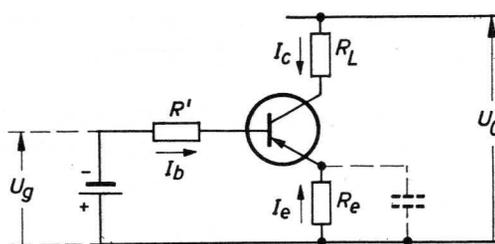


Abb. 21a Gleichstrom-Stabilisierung mit Emittorwiderstand und Vorspannbatterie

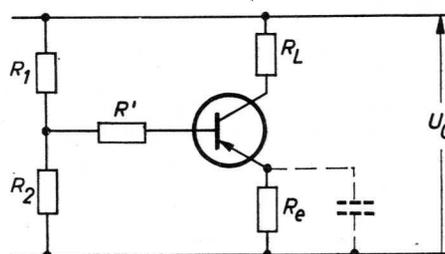


Abb. 21b Wie Abb. 21a, jedoch mit Spannungsteiler für die Basisgleichspannung

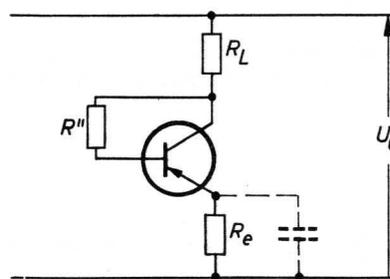


Abb. 21c Gleichstrom-Stabilisierung mit Widerstand zwischen Kollektor und Basis

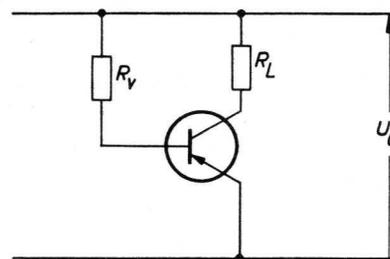


Abb. 22 Unstabilisierte Schaltung (zum Vergleich)

Der Faktor λ ergibt sich bei allen drei Schaltungen zu

$$\lambda \approx [(-U_0) - 2(R_L + R_e)(-I_c)] \varrho_j \quad (33)$$

In Gl. (32) sind in P, Q nur Schaltungsgrößen enthalten. Wie man sieht, ist der stabilisierende Effekt um so stärker, je kleiner P und je größer Q ist. Die Werte für P und Q ergeben sich aus der folgenden Tabelle (vgl. Anh., Ziff. 4. A, S. 50).

	P	Q
Abb. 21a	$R' + R_e$	$R' + \alpha' R_e$
Abb. 21b	$R' + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_e$	$R' + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \alpha' R_e$
Abb. 21c $R_e = 0$	R''	$R'' + \alpha' R_L$
Abb. 21c $R_L = 0$	$R'' + R_e$	$R'' + \alpha' R_e$
Abb. 22	R_v	R_v

(34)

Der Wunsch $Q \gg P$ wird, wie die Tabelle zeigt, um so besser erfüllt, je stärker α' ins Spiel kommt.

Bei Betrachtung der einzelnen Schaltungen ergeben sich folgende Gesichtspunkte:

a) Die Schaltung Abb. 21a hat die beste Stabilisierungswirkung, und zwar dann, wenn $R' = 0$ gewählt ist. In manchen Fällen ist jedoch ein endlicher Wert für R' empfehlenswert, da dann der Einfluß von Schwankungen der Spannung U_g reduziert werden kann. Die zusätzliche Batterie ist nicht sehr angenehm.

b) Die Schaltung Abb. 21b ist im Prinzip die gleiche. Der stabilisierende Effekt ist um so größer, je größer der Querstrom über dem Spannungsteiler ist ($R_1, R_2 \ll R_e$).

Die Größe von R_e wird im allgemeinen begrenzt sein durch die gewählte oder gewünschte Speisespannung U_0 .

Ein Widerstand R' empfiehlt sich nur, wenn man Toleranzen der Widerstände ausgleichen will.

c) Die Schaltung Abb. 21c hat (ohne besondere Maßnahmen) eine festliegende Wechselstrom-Gegenkopplung, ist aber relativ unabhängig von Widerstandstoleranzen. Bei großen Speisespannungen ist die Schaltung besonders günstig, da die Stabilisierungswirkung mit der Größe des Gleichstromarbeitswiderstandes R_L (im Falle $R_e = 0$) wächst. Im übrigen wird in dieser Schaltung auch die Kollektor-Emitter-Spannung gut stabilisiert. Die Berechnung der Wechselstrom-Gegenkopplung folgt in Abschn. 3. 4, S. 44.

Bei $R_L = 0$ und Einsetzen von R_e müßte R_e sehr groß sein, da R'' sehr groß ist. Im allgemeinen wird diese Schaltung deswegen nicht verwendet.

Mit Hilfe der Gln. (32) und (33) läßt sich nun auch q_T aus Gl. (31) angeben. Es ist näherungsweise

$$q_T = \frac{q_j}{1 - \kappa [(-U_0) - 2(R_L + R_e)(-I_c)] q_j} \quad (35)$$

Wie man sieht, kann bei ungünstiger Schaltung sogar der Fall vorkommen, daß q_T über alle Grenzen wächst, nämlich wenn der Nenner von (35) verschwindet, bzw. mit Gl. (33) für

$$\kappa \lambda = 1$$

was im nächsten Abschnitt noch besprochen werden wird.

2.4.2 Die Faktoren q_j und λ in Abhängigkeit vom Emitterstrom

Sowohl q_j , als auch λ sind vom Emitter- oder Kollektorgleichstrom abhängig.

Wenn man die Gl. (32) als Funktion von M

$$M = \frac{I_e + I_{e0}}{I_{e0}}$$

schreibt, erhält man

$$q_j = \Theta \frac{R_{bb'} + r_0 \left(1 - \frac{1}{c_e T_j} \ln M \right) + P}{R_{bb'} + \alpha' \frac{r_0}{M} + Q} \quad (36)$$

und im Falle der Schaltung Abb. 21a mit $R' = 0$

$$q_j = \Theta \frac{(R_{bb'} + R_e) + r_0 \left(1 - \frac{1}{c_e T_j} \ln M \right)}{(R_{bb'} + \alpha' R_e) + \alpha' \frac{r_0}{M}}$$

Der Ausdruck mit $\ln M$ kommt erst bei großen Emitterströmen ins Spiel. Für $I_e \approx 100$ mA wird M in der Größenordnung 10^4 sein und es wird $\ln M \approx 9$. Der Faktor $1/c_e T_j$ ist etwa $1/30$. q_j wächst mit M, wie man sieht, zuerst an, weil im Nenner ein Ausdruck $\alpha' r_0/M$ steht, durchläuft dann aber bei einem (sehr großen) Wert von M ein Maximum.

Für eine Übersicht praktischer Werte von q_j und λ möge ein Zahlenbeispiel mit Hilfe der Gl. (36) berechnet werden.

Es sei

$$\begin{aligned} U_T &= 25 \cdot 10^{-3} \text{ V}; & I_{e0} &= 25 \text{ } \mu\text{A}; & r_0 &= 1 \text{ k}\Omega \\ \alpha' &= 50 & ; & I_e &= 1 \text{ mA}; & R_{bb'} &= 200 \text{ } \Omega \\ M &= 40 & ; & c_e &= c_e = 0,1^\circ \text{ C}^{-1}; \end{aligned}$$

Damit ergibt sich (s. auch Gl. 36)

$$\varrho_j = 125 \frac{1,07 + P}{1,45 + Q} \mu\text{A}/^\circ\text{C}; \quad P, Q \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Für $R_e = 200 \Omega$ erhält man

$$\varrho_j = 14 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$$

Zum Vergleich sei die unstabilisierte Schaltung, Abb. 22, S. 26 herangezogen. R_v sei $100 \text{ k}\Omega$, so daß sich mit $P = Q = 100$ (vgl. Tabelle 34)

$$\varrho_j \Big|_{\text{unstabilisiert}} = 125 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$$

ergibt.

Der Faktor ϱ_j ist hier ohne Stabilisierung 9 mal schlechter als mit Stabilisierung.

Es kann nun vorkommen, daß der Einbau eines stabilisierenden Emitterwiderstandes nicht günstig ist, z. B., wenn die Batteriespannung für eine hohe Ausgangsleistung voll ausgenutzt werden soll. Dann gibt es noch eine Möglichkeit, die Stabilisierung mit Hilfe eines temperaturabhängigen Widerstandes (NTC-Widerstandes) durchzuführen. Da dieser jedoch nur auf Änderungen der Umgebungstemperatur reagiert, können damit die „internen“ Betriebsänderungen nicht kompensiert werden, also z. B. schon nicht die bei Änderung der Kollektorverlustleistung über die Kristalltemperatur möglichen Arbeitspunktverschiebungen.

Die Berechnung solcher Schaltungen gestaltet sich sehr schwierig. Gewöhnlich kommt man durch Versuche rascher zum Ziel. Darum soll hier lediglich die Wirkungsweise einer NTC-Kompensations-Schaltung angedeutet werden.

Ein NTC-Widerstand hat einen negativen Temperaturkoeffizienten, d. h., sein Widerstand nimmt ab mit wachsender Temperatur. Wird nun z. B. in der Schaltung Abb. 21b der Widerstand R_2 durch einen NTC-Widerstand ersetzt, so hat mit wachsender Temperatur die Verringerung von R_2 eine Verkleinerung des Basisstromes und damit des Kollektorstromes zur Folge. Da Kristalltemperatur, Leistung und Kollektorstrom sonst mit der Umgebungstemperatur wachsen, entsteht die gewünschte Kompensationswirkung.

Die Schwierigkeit besteht in der Hauptsache darin, daß der Kollektorstrom über einen relativ großen Temperaturbereich konstant bleiben soll. R_2 muß dann eine bestimmte Temperaturcharakteristik haben, welche durch Kombinationen von gewöhnlichen Widerständen mit dem NTC-Widerstand möglichst gut nachgebildet werden muß.

2.4.3 Thermische Stabilität

Die Kollektor-Emitter-Strecke eines Transistors kann im allgemeinen als ein Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten angesehen werden.

Strom und Leistung wachsen daher mit der Temperatur. Dieses Anwachsen bildete sich in den Gln. (23) und (24) S. 20 in der exponentiellen Zunahme von I_{e0} , $-I_{c0}$ und $-I_{c0}'$ ab.

Die Kristalltemperatur ihrerseits wird wieder von der Kollektorverlustleistung mitbestimmt.

Auf Grund dieser Zusammenhänge kann folgendes eintreten. Z. B. möge sich durch eine Erhöhung des Steuerstromes oder eine äußere Wärmezufuhr die Kollektorverlustleistung momentan erhöhen. Wegen des oben erwähnten negativen Temperaturkoeffizienten der leistungsverbrauchenden Kollektor-Emitter-Strecke wachsen Strom und Leistung, letztere heizt als Wärmeleistung wieder den Transistor auf, die Temperatur und damit der Strom wachsen erneut u. s. f. Man kann daher von einer Art „thermischer Rückkopplung“ reden. Man sagt auch gern, „der Transistor läuft davon“ (zu unzulässig hohen Temperaturen bzw. Leistungen). Dieses „Davonlaufen“ ist ein zeitlicher Vorgang. Daher sollen alle Größen im folgenden zeitabhängig aufgefaßt werden. An die Stelle der Abb. 20a tritt jetzt die Abb. 20b auf S. 25 für die vorliegenden Zusammenhänge. In der Abb. 20b ist noch ein Einfluß I_w^* eingezeichnet, der eine beliebig kleine „Wärmestörung“ bedeuten soll.

Der Fall des Eintretens der Instabilität kann aus dem in Gl. (30) S. 25 definierten Faktor λ und dem Wärmewiderstand α berechnet werden.

Es sei angenommen, daß in einer gegebenen Schaltung in einem gegebenen Arbeitspunkt die Abhängigkeit der Kollektorverlustleistung von der Kristalltemperatur nach Gl. (30) einen bekannten Wert λ habe

$$\frac{dN_c}{dT_j} = \lambda \quad (37)$$

Dies war die elektrische Abhängigkeit, derart, daß eine bestimmte gerade vorhandene Temperatur über die inneren elektrischen Eigenschaften und über die Schaltung eine bestimmte elektrische Kollektorverlustleistung zur Folge hat

$$T_j \rightarrow N_c \quad \text{elektrisch}$$

wie aus Abb. 20b (rechter und unterer Teil) hervorgeht.

Auf S. 23 wurde erörtert, daß thermodynamisch eine umgekehrte Beziehung besteht:

$$N_{cw} \rightarrow T_j$$

d. h., eine bestimmte erzeugte „Ofenleistung“ hat ein bestimmtes Temperaturverhalten zur Folge. Da jedoch beide Leistungen nur nach der Auffassung voneinander verschieden sind, und da es sich aber den-

noch um die gleiche Leistung dem Betrage nach handelt, entsteht die Verkopplung der elektrischen mit den thermischen Eigenschaften. Abb. 23 soll diese Verkopplung noch einmal andeuten. Rechts befindet sich das Wärme-Ersatzschaltbild gemäß Abb. 19c, links ist die elektrische Beziehung eingezeichnet. Von oben sei ein Wärmestrom I_w^* als Störung eingeführt, welche durch irgend eine äußere Wärmezufuhr entstehen möge.

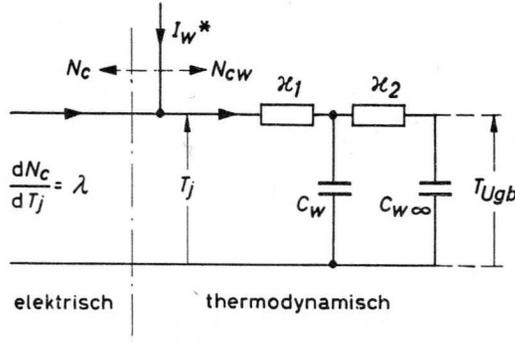


Abb. 23 Verkopplung der elektrischen mit den thermischen Eigenschaften (für die Berechnung der Instabilität)

Aus der Abb. 23 lassen sich folgende vier Gleichungen ablesen

$$N_{cw} + I_w^* = C_w \frac{d}{dt} \Delta T' + \frac{1}{\kappa_2} \Delta T' \quad (38a)$$

wenn $\Delta T' = T' - T_{Ugb}$ und T' die an C_w „stehende“ Temperatur ist

$$N_{cw} + I_w^* = \frac{\Delta T_j - \Delta T'}{\kappa_1} \quad (38b)$$

mit $\Delta T_j = T_j - T_{Ugb}$

$$N_{cw} = N_c \quad (38c)$$

$$\frac{dN_c}{dT_j} = \lambda \quad (38d)$$

Die Gl. (38d) kann integriert werden

$$N_c - N_{c0} = \lambda (T_j - T_{j0})$$

Dabei berechnet sich für das Gleichgewicht nach Gl. (27)

$$N_{c0} = \frac{T_{j0} - T_{Ugb}}{\kappa_1 + \kappa_2}$$

so daß mit

$$\kappa_1 + \kappa_2 = \kappa \text{ (gesamter Wärmewiderstand)}$$

folgt

$$N_c = \frac{\Delta T_{j0}}{\kappa} (1 - \kappa\lambda) + \lambda \Delta T_j \quad (38e)$$

Aus den vorstehenden Gleichungen kann man durch einfaches Einsetzen für

$$\Delta T' \text{ und } \Delta T_j$$

nun je eine Gleichung herleiten, und zwar

$$\Delta T' + \tau_w \frac{d}{dt} \Delta T' = \kappa_2 \left\{ \frac{1}{\kappa} \Delta T_{j0} + \frac{1}{1 - \kappa\lambda} I_w^* \right\}$$

$$\text{mit } \tau_w = C_w \kappa_2 \left(\frac{1 - \kappa_1\lambda}{1 - \kappa\lambda} \right)$$

$$\Delta T_j = \frac{1}{(1 - \kappa_1\lambda)} \left\{ \Delta T' + \frac{\kappa_1}{\kappa} (1 - \kappa\lambda) \Delta T_{j0} + \kappa_1 I_w^* \right\}$$

Die Wärmestörung I_w^* sei (39)

$$I_w^* = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ \varepsilon & \text{für } t \geq 0 \end{cases}$$

Dann führt die Lösung der Diff. Gl. in (39) und Elimination von $\Delta T'$ auf die Gleichung für das instationäre Verhalten

$$\Delta T_j = \Delta T_{j0} + \frac{\kappa_1 \varepsilon}{(1 - \kappa_1\lambda)} + \frac{\kappa_2 \varepsilon}{(1 - \kappa_1\lambda)(1 - \kappa\lambda)} \left(1 - \exp \left[-t/\tau_w \right] \right)$$

mit $\tau_w = C_w \kappa_2 \frac{(1 - \kappa_1\lambda)}{(1 - \kappa\lambda)}$

(40)

Nimmt man an, daß

$$\frac{\kappa_1 \varepsilon}{1 - \kappa_1\lambda} \ll \Delta T_{j0}$$

$$\kappa_1 \ll \kappa_2 \quad (\kappa_2 \approx \kappa)$$

ist, dann erhält man

$$T_j = T_{j0} + \left(\frac{\kappa}{1 - \kappa\lambda} \right) \varepsilon \left(1 - \exp \left[- \frac{(1 - \kappa\lambda)}{\kappa C_w} t \right] \right) \quad (40a)$$

Diese Lösung zeigt, daß, solange

$$1 - \kappa\lambda > 0$$

bzw.

$$\kappa\lambda < 1 \quad (41)$$

ist, bei jeder Störung ε sich sofort wieder ein Gleichgewicht einstellt.¹²⁾

Ist dagegen

$$(1 - \kappa\lambda) < 0$$

dann wechseln der Faktor vor der Klammer und der Ausdruck im Exponenten das Vorzeichen, so daß die Form entsteht

$$T_j = T_{j0} + A \varepsilon \left(\exp \left[+ \frac{t}{AC_w} \right] - 1 \right)$$

eine mit der Zeit unbegrenzt anwachsende Funktion, d. h. der Transistor „läuft davon“.¹³⁾

Die Gleichung (41) ist daher die Stabilitätsbedingung für den Transistor und die Schaltung. Sie korrespondiert mit der Gl. (31) bzw. (35), S. 27. Dort muß naturgemäß q_T ebenfalls über alle Grenzen wachsen, sobald Gl. (41) verletzt wird.

Für die Frage der Stabilität ist nur der differentielle Wert dN_c/dT_j in der unmittelbaren Umgebung des jeweiligen Betriebszustandes maßgebend. Es ist daher lediglich notwendig, den Wert für λ in dem betreffenden, untersuchten Punkt zu kennen.

Nun reagiert jedoch der Kollektorstrom im allgemeinen momentan auf die Kristalltemperatur. Die Stabilität muß daher in jedem im Betrieb durchlaufenen Kennlinienpunkt garantiert sein. (Dies soll der Steuerstrom I_s in Abb. 20b, S. 25 andeuten.) Mit anderen Worten, der Faktor λ durchläuft alle Werte, die dem jeweiligen momentanen Kollektorstrom entsprechen. Es wäre denkbar, daß die Stabilität noch gewährleistet wäre, wenn nur für eine kleine Zeit ein instabiles Gebiet durchschritten würde, also derart, daß der Transistor „nicht genügend Zeit hat“, davonzulaufen. Bei der Auslegung der Schaltung wird man jedoch dafür sorgen, daß der Transistor auf jeden Fall, also in jedem Punkt, thermisch stabil ist. Man wird daher stets den ungünstigsten Wert für λ in Gl. (41) einsetzen.

Zur Ermittlung dieses Wertes kann die Gl. (33) in Verbindung mit (32) herangezogen werden. Unter Verwendung der Abkürzungen

$$\kappa \lambda_0 = \kappa c_c' (-U_0) (-I_{c0}') \Big|_{T_{Ugb}}$$

$$q_{j0} = q_j \Big|_{R_v \rightarrow \infty} \text{ (unstabiler Fall, Abb. 22)}$$

$$x = c_c' \Delta T_j = c_c' (T_j - T_{Ugb})$$

$$k = \frac{2(R_L + R_e)(-I_c)}{(-U_0)}$$

erhält man zunächst mit Gl. (30)

$$\kappa \lambda = \kappa \lambda_0 \left(\frac{q_j}{q_{j0}} \right) \exp [x] (1 - k)$$

Bildet man nach Gl. (27) mit

$$x = c_c' \kappa N_c$$

das Maximum x_m , welches sich genau an der Stelle

$$(-I_c) \Big|_{x_m} = (-I_c) \frac{1}{k}$$

einstellt und das Verhältnis x/x_m , welches sich berechnet zu

$$\frac{x}{x_m} = 2k - k^2$$

dann erhält man

$$1 - k = \pm \sqrt{1 - \frac{x}{x_m}}$$

und schließlich mit Einsetzen in die Gl. für $\kappa \lambda$

$$\kappa \lambda = \pm \kappa \lambda_0 \left(\frac{q_j}{q_{j0}} \right) \sqrt{1 - \frac{x}{x_m}} \exp [x]$$

Diese Funktion ist für Ströme oberhalb des A-Punktes, d. h. für $-U_{ce} < 1/2 (-U_0)$ negativ. Im A-Punkt ist $\kappa \lambda = 0$, durchläuft dann für $-U_{ce} > 1/2 (-U_0)$ ein Maximum. Letzteres findet man nach Differentiation an der Stelle

$$x = x_m - \frac{1}{2}$$

so daß sich der ungünstigste Wert $\kappa \lambda_{max}$ ergibt zu

$$\kappa \lambda_{max} = \kappa \lambda_0 \left(\frac{q_j}{q_{j0}} \right) \frac{\exp \left[x_m - \frac{1}{2} \right]}{\sqrt{2 x_m}} < 1$$

mit

$$\lambda_0 = c_c' (-U_0) (-I_{c0}') \Big|_{T_{Ugb}} \quad (41a)$$

$$x_m = c_c' \Delta T_{j max} = c_c' \kappa \frac{(-U_0)^2}{4(R_L + R_e)}$$

$$\left(\frac{q_j}{q_{j0}} \right) = \frac{A + P}{B + Q} \text{ (nach Gl. 32 und 34)}$$

Diese Gleichung kann als allgemeingültigere Form der Gl. (41) für das Stabilitätskriterium angesehen werden.

¹²⁾ Die momentane Störung $I_w^* = \varepsilon$ kann auch andere Ursachen haben, z. B. schon der Steuerstrom, der den Kollektorstrom ändert.

¹³⁾ Die Näherung Gl. (40a) gegenüber Gl. (40) hat übrigens keinen Einfluß auf das Stabilitätskriterium, da stets $\kappa_1 < (\kappa_1 + \kappa_2)$ ist, und daher $(1 - \kappa\lambda)$ „eher“ verschwindet als $(1 - \kappa_1\lambda)$. Es ist jedoch interessant, daß für den Fall

$$\kappa_1\lambda < 1$$

der Exponent wieder negativ wird. Der Transistor wird dann wieder stabil! Dies ist jedoch praktisch nicht realisierbar, da man in Wahrheit die unmittelbare Umgebung der wärmeerzeugenden Sperrschicht mit einem sehr kleinen κC_w -Glied darstellen muß.

2.4.4 Zahlenbeispiel für Instabilität

Es sei ein Transistor OC 76 in der Schaltung Abb. 24 angenommen (wie Schaltung Abb. 21a auf S. 26, jedoch $R_e = 0$). Zunächst möge R_g sehr groß sein. Damit ist $Q_j/Q_{j0} = 1$ in Gl. (41a)

Weiter soll sein

$$\begin{aligned} T_{Ugb} &= 35^\circ\text{C} \\ \kappa &= 0,4^\circ\text{C/mW} \\ -I_{c0}' \Big|_{T_\theta = 25^\circ\text{C}} &= 125 \mu\text{A} \\ c_c' &= 0,132^\circ\text{C}^{-1} \\ -U_{ce} &= 16 \text{ V} \\ T_{jmax} &= 60^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Bei $T_{Ugb} = 35^\circ\text{C}$ ist

$$-I_{c0}' \Big|_{T_{Ugb} = 35^\circ\text{C}} = 0,467 \text{ mA}$$

Gl. (41a) liefert

$$\kappa \lambda_\theta = 0,394$$

und mit $x_m = 3,3$ für $\Delta T_j = 25^\circ\text{C}$

$$\kappa \lambda_{max} = 0,394 \cdot 6,4 = 2,52$$

Der Transistor ist instabil.

Bei endlichem Widerstand R_g ist Q_j/Q_{j0} nicht genau 1.

Es sei

$$\begin{aligned} R_{bb}' &= 200 \ \Omega ; & a' &= 70; & c_e &= 0,086^\circ\text{C}^{-1} \\ r_\theta &= 1 \ \text{k}\Omega \\ M &= 100 \end{aligned}$$

Damit ergibt sich aus Gl. (32)

$$A = 1,04 \ \text{k}\Omega ; \quad B = 0,90 \ \text{k}\Omega$$

Für $R_g = 200 \ \Omega$ ist

$$P = 0,2; \quad Q = 0,2 \quad [\text{k}\Omega]$$

und Q_j/Q_{j0} wird

$$\left(\frac{Q_j}{Q_{j0}} \right) = 1,13$$

Die Werte A, B hängen stark von dem Wert für M und von a' ab. Es kann auch vorkommen, daß $B > A$ ist und es dann einen bestimmten Wert für R_g gibt, bei dem der Transistor stabil wird. Einen entscheidenden Einfluß hat jedoch erst ein Widerstand R_e gemäß Abb. 21a.

Es kann nun gefragt werden, wie groß der stabilisierende Emittterwiderstand sein müßte, damit $\kappa \lambda = 0,9$ werde.

Man erhält mit

$$P = R_g + R_e ; \quad Q = R_g + a'R_e = R_g + 70 R_e$$

einen Wert für R_e

$$R_e > 35 \ \Omega$$

Wie man sieht, bewirkt bereits ein sehr kleiner Emittterwiderstand die Stabilität. Mit Rücksicht auf Streuungen wird man den Widerstand R_e größer wählen. Ein Widerstand von $200 \ \Omega$ reduziert den Wert für $\kappa \lambda$ bereits auf

$$\kappa \lambda = 0,24$$

Die Stabilisierung mit Hilfe des Widerstandes R_e (auch in den anderen Schaltungen in Abb. 21, S. 26) ist daher sehr wirksam.

In vielen Fällen kann die Kenntnis des Einstellwertes im Gebiet der Restströme wichtig sein, wenn $-U_{ce} \approx -U_\theta$, d. h. R_L sehr klein ist.

Mit Hilfe der Gl. (38a) und wieder der Abkürzung

$$(-U_\theta) c_c' (-I_{c0}') \Big|_{T_{Ugb}} = \lambda_\theta$$

sowie unter der Annahme $\kappa_I = 0$ erhält man die für den zeitlichen Verlauf der Kristalltemperatur erforderliche Diff.Gl.

$$N_c = \frac{\lambda_\theta}{c_c'} \exp [c_c' \Delta T_j] = C_w \frac{d}{dt} \Delta T_j + \frac{1}{\kappa} \Delta T_j$$

und weiter mit den Abkürzungen

$$c_c' \Delta T_j = x ; \quad \kappa C_w = \tau_w$$

$$\tau_w \frac{dx}{dt} = (\kappa \lambda_\theta \exp [x] - x)$$

Diese Diff.Gl. ist nicht geschlossen zu lösen. Es genügt hier jedoch, den ungefähren Funktionsverlauf zu kennen. Damit an irgendeiner Stelle ein stabiler Wert eintrete, muß $dx/dt = 0$ werden. Dies ist der Fall für

$$x = \kappa \lambda_\theta \exp [x]$$

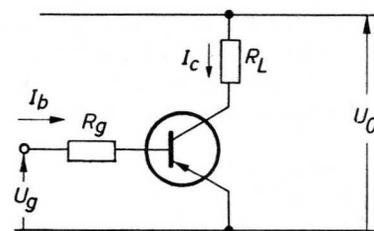


Abb. 24 Schaltung für ein Zahlenbeispiel zur Erläuterung der Instabilität

Diese Gleichung hat nur eine bzw. zwei reelle Lösungen für

$$x \lambda_0 \exp [1] \leq 1$$

Dies Kriterium ist weniger scharf als das in Gl. (41a) angegebene. Jedoch darf x keinen größeren Wert annehmen als der größere der beiden, die aus

$$x = x \lambda_0 \exp [x]$$

folgen. (In Abschn. 6 werden darüber noch weitere Erörterungen folgen.)

2.5 Streuungen der statischen und dynamischen Kennwerte

Die Exemplarstreuungen des Transistors verdienen bei den Schaltungsauslegungen Beachtung. Wenn gleich man annehmen kann, daß in der Zukunft die technologischen Methoden weiter verbessert werden, wird man jedoch vorläufig noch die Streuungen der statischen und dynamischen Kennwerte nicht ignorieren können.

Die Schwierigkeit, einen Transistor mit eng tolerierten Eigenschaften herzustellen, ist leicht einzusehen, wenn man daran denkt, welchen erheblichen Einfluß sicher schon kleine Änderungen der Basisdicke (die Basisdicke beträgt ca. 10–20 μ) der Flächen zwischen p- und n-Schichten, der Oberflächeneffekte usw. haben können.

Der Einfluß der Streuungen kann durch Schaltungsmaßnahmen weitgehend reduziert werden, trotzdem ist es sinnvoll, einige Fragen, die dieses Problem betreffen, hier anzudeuten.

Für eine vollständige Kenntnis der Exemplarstreuungen bedürfte es

- der Ermittlung der „Verteilungsfunktionen“ für eine Fülle von Parametern und
- der Bestimmung der sogenannten „Korrelation“ zwischen diesen Parametern.

Unter „Verteilungsfunktion“ versteht man eine statistische Aussage, wie groß bei einem Kollektiv mit (theoretisch) unendlich vielen Exemplaren die auf jedes kleine Eigenschaftsintervall entfallende Teilzahl von Exemplaren ist, bezogen auf die Gesamtzahl der Exemplare. Haben z. B. n_0 Transistoren verschiedene Stromverstärkungen α , so ist die Funktion $f(\alpha)$ die „Verteilungsfunktion“ mit

$$dn = n_0 f(\alpha) d\alpha$$

$$\left(\int f(\alpha) d\alpha = 1 \right)$$

wobei zugleich das Verhältnis

$$\frac{n(\Delta\alpha)}{n_0} = \frac{\int_{\Delta\alpha} f(\alpha) d\alpha}{\int_{-\infty}^{+\infty} f(\alpha) d\alpha} = \int_{\Delta\alpha} f(\alpha) d\alpha \quad (42)$$

die Wahrscheinlichkeit gibt, wieviele Transistoren im Bereich $\Delta\alpha$ liegen. (Man erhält mit 100 multipliziert den Prozentsatz.)

Unter „Korrelation“ versteht man eine statistische Aussage, wie groß die Wahrscheinlichkeit ist, daß ein Element mit einer gewissen Eigenschaft A auch zugleich die Eigenschaft B zeigt.

In der Natur kommen am häufigsten „Gauß-Verteilungen“ vor, die mathematisch die Form haben

$$f(\xi) = \frac{h}{\sqrt{\pi}} \exp [-h^2 (\xi - \xi_0)^2] \quad (43)$$

Abb. 25 zeigt die dieser Gleichung entsprechende Gauß'sche Glockenkurve. Sucht man die nach Gl. (42) definierte Zahl n_k der in das Intervall $(\xi_0 + k) \geq \xi \geq (\xi_0 - k)$ fallenden Teilzahl, so erhält man mit der Verteilungsfunktion Gl. (43)

$$\frac{n_k}{n_0} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\Phi(hk) - \Phi(-hk)}{1} \right\} = \Phi(hk)$$

wobei $\Phi(\xi)$ das Gauß'sche Fehlerintegral bedeutet, welches in den meisten Handbüchern tabelliert ist.

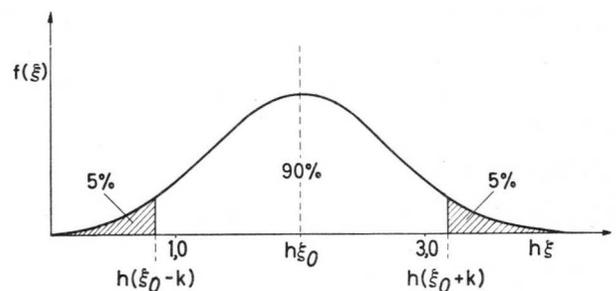


Abb. 25 Normal-Verteilungsfunktion („Gauß-Verteilung“)

Fragt man weiterhin, wo die Stelle k liegt, bei der z. B.

$$\frac{n_k}{n_0} = 0,9$$

ist, dann ergibt sich aus der Tabelle

$$k = 1,16 \frac{1}{h}$$

Dieser Wert ist in Abb. 25 eingezeichnet. Die beiden zu ξ_0 symmetrischen Werte kann man dann als

„90 %-Streuungen“ bezeichnen, d. h. 90 % der Transistoren liegen zwischen diesen Grenzen.

Nun haben die einzelnen Eigenschaften der Transistoren durchaus nicht immer eine Gauß-Verteilung hinsichtlich ihrer Streuungen. Gänzlich andere Verteilungen treten selbstverständlich bei Sortierung auf. Abgesehen von Meßfehlern erhalte man dann einfach den Ausschnitt einer Gauß-Verteilung mit senkrechten Flanken.

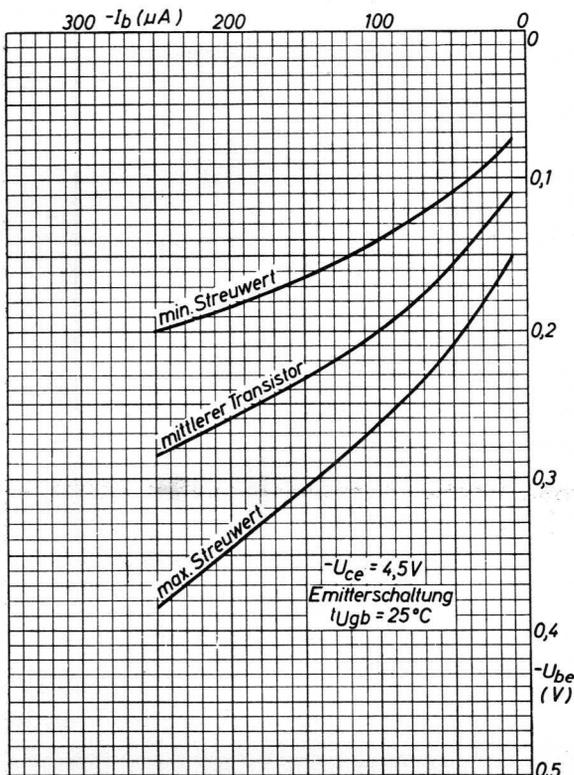
Die Beurteilung der Eignung eines Transistors für einen bestimmten Zweck würde, wie erwähnt, die Kenntnis der Korrelation voraussetzen. Die Korrelation läßt sich auch als Zahlwert in der Form eines Korrelationsfaktors r angeben. Er ist z. B. für zwei Eigenschaften x und y definiert als

$$r = \frac{(\overline{xy}) - (\overline{x})(\overline{y})}{\sqrt{[\overline{x^2} - (\overline{x})^2][\overline{y^2} - (\overline{y})^2]}}$$

wobei sich die Mittelwerte \overline{x} , \overline{y} , $\overline{x^2}$, \overline{xy} usw. berechnen aus

$$\overline{x^k y^k} = \int x^k y^k f(x, y) dx dy$$

wenn $f(x, y)$ die normierte Streuverteilung ist. (Der Korrelationsfaktor läßt sich auch in Summenform angeben, wodurch sich bei Kenntnis der auf Intervalle Δx_v , Δy_v entfallenden Dinge sich der Faktor



auch bei komplizierten Verteilungen ausrechnen läßt.)

Wie man sieht, ergeben Verteilungsfunktionen wie $f(x, y) = g(x) \cdot h(y)$ stets den Korrelationsfaktor 0. Eine vollständige Abhängigkeit ergibt $r = 1$ (z. B. für $x = y$). Eindeutige Angaben der Korrelation hat man bei den Transistoren bisher noch nicht machen können. Vielfach scheint es so, daß gerade die für den Betrieb wichtigsten Eigenschaften wenig voneinander abhängen.

Dies hat den Nachteil, daß man keine allgemeingültigen Schaltungsmaßnahmen treffen kann, die die Korrelation ausnutzen, andererseits den Vorteil, daß die Wahrscheinlichkeit, ein Element mit zugleich schlechten Eigenschaften (im Sinne des Betriebes) zu erhalten, sehr gering ist. Es gilt dann der Wahrscheinlichkeitssatz des „sowohl als auch“, bei der die Wahrscheinlichkeiten w_1 , w_2 miteinander multipliziert werden. Das Produkt aus Einzelwahrscheinlichkeiten ist immer kleiner als jede der Einzelwahrscheinlichkeiten.

Selbstverständlich wird das Kollektiv, wenn es zwei voneinander unabhängige Eigenschaften hat, dabei nicht besser!

Es seien z. B. für festgelegte Grenzen hinsichtlich der Eigenschaft x_1 90 % der Transistoren „gute Transistoren“, 10 % „schlechte Transistoren“ und hinsichtlich x_2 das gleiche.

Dann gilt für

$$\begin{aligned} x_1 \text{ gut, } x_2 \text{ gut} &\rightarrow W_{1 \text{ gut}} \cdot W_{2 \text{ gut}} = 0,9 \cdot 0,9 > 81 \% \\ x_1 \text{ gut, } x_2 \text{ schlecht} &\} \rightarrow 2 \cdot W_{\text{gut}} \cdot W_{\text{schlecht}} = 2 \cdot 0,9 \cdot 0,1 > 18 \% \\ x_2 \text{ gut, } x_1 \text{ schlecht} & \\ x_1 \text{ schlecht, } x_2 \text{ schlecht} &\rightarrow W_{1 \text{ schlecht}} \cdot W_{2 \text{ schlecht}} = 0,1 \cdot 0,1 > \frac{1 \%}{100 \%} \end{aligned}$$

Es ist also lediglich die Wahrscheinlichkeit, einen Transistor mit zwei zugleich schlechten Eigenschaften herauszugreifen, sehr gering. Im allgemeinen sind die Angaben der Streuungen im Zusammenhang mit der Frage der Betriebssicherheit noch immer problematisch. Im Anhang, Ziff. 5. A, S. 52 sind einige Betrachtungen zu diesen Problemen angestellt.

Für die Praxis begnügt man sich vorläufig mit Angaben, die sich auf ganz bestimmte Zwecke und Anwendungen beziehen. Im folgenden mögen einige besonders wichtige Streudaten genannt und ihre Auswirkungen angedeutet werden.

In den meisten Fällen interessieren zunächst die Stromverstärkung und der Eingangswiderstand. Die Streuungen der Stromverstärkung sind statisch und dynamisch nicht sehr verschieden. Sie sind meist

Abb. 26 Streubereich des Kurzschluß-Eingangswiderstandes am Beispiel des Transistors OC 73

durch Sortierung eingeschränkt worden, wobei man dennoch mit bestimmten Streuungen rechnen muß.

Für den Typ OC 73 z. B. wird garantiert

$$a' = h_{21}' = 30 \dots 55$$

Wenn man daran denkt, daß z. B. die Leistungsverstärkung gemäß Gl. (12), S. 17 quadratisch in a' ist, erhält man einen Streubereich für die Leistungsverstärkung

$$\frac{v_{N \max}}{v_{N \min}} = 3,37$$

(im logarithmischen Maßstab 5,3 dB)

Die Streuungen der Stromverstärkung haben natürlich auch für die Festlegung des Arbeitspunktes, für Schalteranwendungen u. a. m. große Bedeutung und müssen bei der Schaltungsauslegung Berücksichtigung finden.

Die Streuungen des Eingangswiderstandes sind gewöhnlich statisch und dynamisch sehr verschieden, wie aus der Abb. 26 am Beispiel des Transistors OC 73 leicht zu sehen ist. Die relativ großen Änderungen von $-U_{be}$ bei einem bestimmten Wert von $-I_b$ bedingen, daß stets zweierlei Maßnahmen empfehlenswert sind.

Einerseits wird man durch die Wahl der Steuerungsart des Transistors versuchen, von den Charakteri-

stiken des Transistors unabhängig zu werden, andererseits durch die im vorigen Abschnitt besprochenen Stabilisierungen für einen hinreichend konstanten Arbeitspunkt sorgen. (Auf die dynamischen Gegenkopplungen wird auf S. 42 noch eingegangen werden.)

Weiterhin sind für viele Anwendungen die Streuungen der Grenzfrequenz, der Kniespannung und der Kollektorrestströme wichtig. Im besonderen werden sich bei Hochfrequenzanwendungen die Änderungen der inneren Kapazitäten als problematisch erweisen.

Trotz dieser wenig ermutigend scheinenden Einsichten gelingt es dennoch, durch geschickte Schaltungsmaßnahmen den Einfluß der Streuungen nahezu unwirksam zu machen. Bei der Besprechung der Anwendungen wird auf diese Dinge noch von Fall zu Fall eingegangen werden.

Es mag hier noch angemerkt werden, daß die Streuungen der Transistoren sich nicht auf die Betriebssicherheit des gerade verwendeten Transistors auswirkt! Das einmal gefertigte Exemplar behält seine Eigenschaften mit erstaunlicher Konstanz über die Lebensdauer, so daß man unter diesem Gesichtspunkt den Transistor als ein sehr betriebssicheres Element bezeichnen kann.

3 Allgemeine Gesichtspunkte für NF-Verstärkeranwendungen

Im Abschn. 2. 1, S. 7 wurde betont, daß der Transistor ein leistungsverstärkendes Element ist, und daß die Aufgabe meist darin besteht, die schon von der Technik der Elektronenröhren her bekannten Probleme auf ein Problem der Leistungsverstärkung hinzuführen. Beim NF-Verstärker heißt das, daß jede Stufe an der Leistungsverstärkung teilhat, und daß die Anpassung der Ausgangswiderstände an die Eingangswiderstände der nächstfolgenden Stufen eine Rolle spielt. Auch werden sicher die einzelnen NF-Verstärker-Teilprobleme, wie z. B. Wahl der Arbeitspunkte, Aussteuerungen, Frequenzgang, Gegenkopplungen usw., mehr ineinandergreifen als es bei den Verstärkern mit Elektronenröhren der Fall ist.

Es ist verständlich, daß aufgrund der allgemeinen Eigenschaften des Transistors besonders die Anwendungen in kleinen handlichen transportablen Geräten im Vordergrund stehen. Es kommen daher bei Niederfrequenz in erster Linie Batteriegeräte in

Frage, z. B. Hörhilfen, NF-Verstärker für Schallplattenspieler, teilweise oder ganz mit Transistoren bestückte Reise- und Taschenempfänger, Kraftwagenempfänger, u. a. m.¹⁴⁾

Unter diesem Blickwinkel ergeben sich meist von vornherein bestimmte Gesichtspunkte für die Schaltungsauslegung, z. B.:

- a) kleine Betriebsspannungen, um kleine Batterien verwenden zu können
- b) kleine Ruhestrome, um einen guten Gesamtwirkungsgrad zu erzielen
- c) kleine sonstige Schaltmittel, wie Transformatoren, Elektrolytkondensatoren, Lautsprecher usw.
- d) rationelle Aufteilung der Verstärkung auch im Hinblick auf Raumersparnis.

¹⁴⁾ Es kann jedoch auch vorkommen, daß man den Transistor aufgrund bestimmter vorteilhafter Eigenschaften auch dort die Elektronenröhre ersetzen läßt, wo bereits eine Speisespannung aus dem Netz zur Verfügung steht.

Diese Gesichtspunkte werden im einzelnen noch hervortreten. Aber auch die bekannteren Probleme der NF-Verstärkertechnik erscheinen zum Teil in anderer Sicht. Auf diese soll im folgenden eingegangen werden.

3.1 Transformator- und RC-Kopplung

Die Frage, ob bei Transistorverstärkern die Transformator- oder die RC-Kopplung vorzuziehen ist, ist nicht immer leicht zu entscheiden.

Mit Hilfe eines Transformators kann man eine ideale Leistungsanpassung erzielen. Es gibt jedoch einige Argumente, die gegen die Transformatorkopplung sprechen.

- Ein Transformator nimmt gegenüber dem kleinen Transistor sehr viel Platz ein und ist relativ teuer.
- Bei idealer Anpassung — die man ja bezwecken will — wird der Transistor „vorwiegend spannungsgesteuert“, denn der (transformierte) Innenwiderstand der Steuerquelle ist damit festgelegt und nicht frei verfügbar.
- Der Transformator muß für einen guten Frequenzgang eine sehr hohe Primärinduktivität haben.

Letztere läßt sich abschätzend bestimmen. Die untere Grenzfrequenz f_g , bei der die Spannung $1/\sqrt{2}$ mal kleiner ist als bei mittleren Frequenzen, ergibt sich für gleichen Blind- und Wirkanteil. Dann ist

$$f_g \approx \frac{1}{2\pi L_1} \frac{R_i R_L \ddot{u}^2}{R_i + R_L \ddot{u}^2}$$

mit R_i = Innenwiderstand des Generators
 R_L = Lastwiderstand des Transformators
 \ddot{u} = Übersetzungsverhältnis $n_1 : n_2$

Die notwendige Primärinduktivität wird dann zugleich im Anpassungsfall

$$R_L = \frac{1}{\ddot{u}^2} R_i$$

$$L_1 \approx \frac{1}{4\pi f_g} R_i \quad (44)$$

Ist z. B. der Ausgangswiderstand des Transistors (als Generatorwiderstand R_i) 10 k Ω , dann wird L_1 für $f_g = 30$ Hz

$$L_1 \approx 27 \text{ H}$$

ein sehr hoher Wert, wenn man einen im Vergleich zum Transistor nicht zu großen Transformator bauen will. Bei der RC-Kopplung gilt zwar ähn-

liches, jedoch sind die Verhältnisse dort leichter realisierbar. Es ist

$$C = \frac{1}{2\pi f_g R_i} \quad (45)$$

für eine gegebene untere Grenzfrequenz f_g .

Hier ist R_i die Parallelschaltung von Ausgangswiderstand r_o des Transistors und Gleichstrom-Arbeitswiderstand R_L . Für $R_i = 1$ k Ω z. B. und $f_g = 30$ Hz muß

$$C > 5,3 \mu\text{F}$$

sein. Da der Koppelkondensator nur mit kleinen Spannungen beaufschlagt wird, können räumlich sehr kleine Typen verwendet werden, so daß keine besonderen Schwierigkeiten entstehen.

Die RC-Kopplung hat den Nachteil, daß eine Leistungsanpassung praktisch nicht möglich ist, wodurch ein Verstärkungsverlust in Kauf genommen werden muß. Dieser Verlust erfordert bei drei Verstärkerstufen meist schon eine weitere Verstärkerstufe.

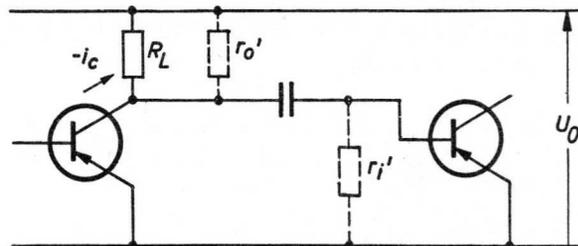


Abb. 27 Zum Prinzip der RC-Kopplung

Abb. 27 soll die Verhältnisse an zwei RC-gekoppelten Verstärkerstufen verdeutlichen. Es ist zweckmäßig, bei den Betrachtungen immer von den Strömen und nicht von den Spannungen auszugehen, und zwar sowohl ausgangsseitig wie auch eingangsseitig. Die Auffassung des Transistors als leistungsverstärkendes Element kann man häufig zweckmäßiger ausdrücken in dem Satz: Der Transistor ist ein stromverstärkendes Element. In der Schaltung Abb. 27 fließt der Kollektorwechselstrom $-i_c$ der ersten Stufe durch drei parallel liegende Widerstände. r_o' ist der Ausgangswiderstand des Transistors (in der Emitterschaltung), R_L ist der Gleichstrom-Arbeitswiderstand und r_i' ist der Eingangswiderstand der nächsten Stufe.

Der günstigste Fall würde eintreten, wenn R_L und r_o' unendlich groß wären, weil dann der gesamte verfügbare Kollektorstrom durch den Eingangswiderstand des nächsten Transistors fließen würde. Da r_o' groß gegen r_i' ist, kommt es dann nur auf

einen großen Wert für R_L an. Die Größe des Gleichstrom-Arbeitswiderstandes wird jedoch begrenzt von der zur Verfügung stehenden Speisespannung.

Die nahezu vollständige Überführung des Kollektorstromes in die Basis des nächsten Transistors bedeutet natürlich keineswegs ideale Leistungsanpassung. Bei der idealen Anpassung transformiert der Transformator die Spannung herab und den Strom herauf. Dann gelangt ein viel größerer Strom an die Basis als der Kollektorwechselstrom der vorhergehenden Stufe.

Abschätzend läßt sich sagen, daß bei praktischen RC-gekoppelten Stufen sich eine um eine halbe Größenordnung niedrigere Verstärkung ergibt (gegenüber dem optimalen Wert), also etwa 5 dB Verstärkungsverlust eintritt.

Wie schon angedeutet wurde, wird die Art der Steuerung von der Anpassung beeinflusst. Bei optimaler Anpassung (welche bei Transformatorkopplung möglich ist), erscheint am zweiten Transistor, wie Gl. (14) auf S. 17 zeigt, ein Quellenwiderstand R_i von

$$R_i = h_{11}' \sqrt{1 - H'} \quad (46a)$$

Bei RC-Kopplung dagegen erscheint (s. Abb. 27) die Parallelschaltung von R_L und r_o' . Mit Gl. (11) S. 17 ist dann

$$R_i = \frac{1}{h_{22}'(1 - H'G') + \frac{1}{R_L}} \approx \frac{1}{h_{22}' + \frac{1}{R_L}} \quad (46b)$$

Je nach Größe von R_L kann die Schaltung mehr in Richtung Strom- oder Spannungssteuerung ausgelegt werden. Welche Steuerungsart gewählt wird, hängt von der Größe des Signals ab, d. h. inwieweit die Nichtlinearität der Eingangscharakteristik und der α' -Abfall bei höheren Strömen ins Spiel kommen können.

Zu den Widerständen R_L und r_i' muß man sich im übrigen auch noch die für die Stabilisierung nötigen Widerstände parallelgeschaltet denken.

3.2 Arbeitspunkteinstellungen

Die Einstellung des Arbeitspunktes eines Transistors bedarf meist sorgfältiger Überlegungen, weil mehrere Einflüsse zugleich in Rechnung zu stellen sind. Es ist zweckmäßig, Betrachtungen unmittelbar an Hand des Kennlinienfeldes anzustellen, wobei in der Regel zuerst der Arbeitspunkt im $-I_c/-U_{ce}$ -Feld bestimmt wird.

Es kommen folgende bestimmende Größen ins Spiel:

- Speisespannung
- Gleich- und Wechselstrom-Arbeitswiderstand

- Aussteuerung
- Kollektorverlustleistung (max. zulässiger Wert)
- Verzerrungen
- Stabilisierung

Zunächst muß vor allem dem Punkt c) Rechnung getragen werden, wozu man stets den Kleinsignal- und Großsignal-Verstärkerbetrieb unterscheidet.

3.2.1 Kleinsignal-Verstärkerstufen

In der Abb. 28 ist ein $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld skizziert mit der im Fußpunkt durch die — meist gegebene — Speisespannung U_0 festgelegten Gleichstromarbeitsgeraden. Bei RC-Kopplung sollte, wie erwähnt, der Gleichstrom-Arbeitswiderstand R_L so groß wie möglich sein. Außerdem wird man bei kleinem Signal ohnehin versuchen, bei kleiner Spannung und kleinem Strom zu arbeiten, um einen guten Wirkungsgrad der Anlage zu erzielen. Damit entsteht die Frage, wie klein der Kollektorgleichstrom überhaupt sein kann. Die Grenzen des Aussteuerbereiches sind durch die Restströme gegeben. Diese sind, wie im Abschn. 2.3.1, S. 20 erörtert, von der Kristalltemperatur T_j abhängig. Da bei kleinen Spannungen und kleinen Strömen auch die Kollektorverlustleistung klein ist, wird sich der Kollektorreststrom im Betrieb kaum ändern, er wird ausschließlich von der Umgebungstemperatur bestimmt sein.

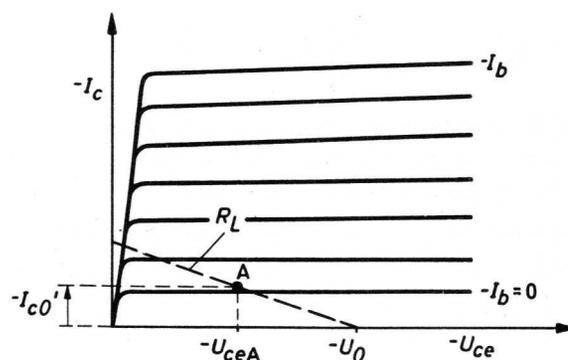


Abb. 28 Zur Wahl des Arbeitspunktes beim Kleinsignal A Verstärker

Bei praktischen Werten für den Wärmewiderstand κ und bei kleiner Kollektorverlustleistung ist daher $T_j \approx T_{Ugb}$, so daß sich der Kollektorreststrom $-I_{c0}'$ z. B. berechnet aus

$$-I_{c0}' \approx (-I_{c0}') \Big|_{T_0} \exp [c_c' (T_{Ugb} - T_0)]$$

(s. Gl. (24b) auf S. 20).

Bei 35 °C möge er z. B. 0,8 mA betragen. Damit sollte dann der Kollektorstrom im Arbeitspunkt bei klei-

nem Signal etwa $-I_c > 0,8 \text{ mA}$ sein. $-U_{ce}$ im Arbeitspunkt ergibt sich aus

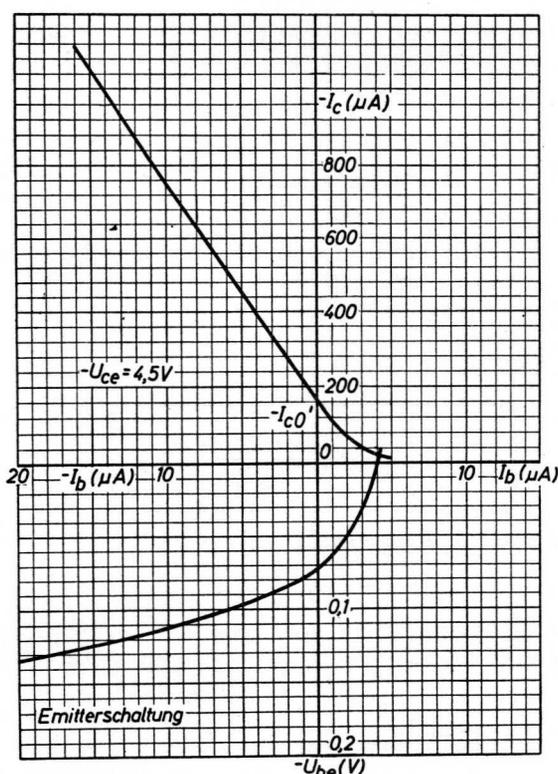
$$-U_{ce} = (-U_0) - R_L (-I_c)$$

Für $-U_0 = 2,4 \text{ V}$ und bei einer Kniespannung von $-U_{ce0} = 0,3 \text{ V}$ erhält man einen Gleichstrom-Arbeitswiderstand, der daher notwendig $R_L < 2,6 \text{ k}\Omega$ sein muß. Nun braucht jedoch der Kollektorgleichstrom nicht unbedingt durch den Wert $-I_c = -I_{c0}'$ begrenzt zu sein. Um dies zu erläutern, zeigt Abb. 29 die Kurven des Kollektorstromes, des Basisstromes und der Basisspannung bei kleinen Werten am Beispiel des Transistors OC 71.

Bei $-I_b = 0$ fließt der Kollektorreststrom $-I_{c0}'$ von etwa $150 \mu\text{A}$. Es ist zu sehen, daß auch unterhalb dieses Wertes sicher noch ein Arbeiten möglich ist. Dies ist auch bei zunehmender Kristalltemperatur der Fall, da die Kurve hauptsächlich eine Parallelverschiebung erleidet.

Der steuernde Basisstrom ist für $-I_c < -I_{c0}'$ positiv, wobei jedoch die Basis-Emitter-Gleichspannung noch negativ bleibt. (Selbst eine positive Basis-Emitter-Spannung würde noch keine Schwierigkeiten bereiten, da man für die Stabilisierung einen Widerstand in der Emitterzuleitung benötigt und sich das Basispotential dann gegenüber Emitter positiv legen läßt.)

Wie weit nach kleinen Strömen hin der Arbeitspunkt gewählt werden kann, hängt von der Aus-



steuerung und von der Wirksamkeit der Stabilisierung ab. Bei sehr kleinem Signal sind die Kennlinienkrümmungen wenig kritisch. Jedoch wird natürlich, wie die Abb. 29 zeigt, die Leistungsverstärkung kleiner, weil die Stromverstärkung kleiner und der Eingangswiderstand größer wird. Daher empfiehlt sich, das Gebiet unterhalb $-I_{c0}'$ nicht zu weit auszunutzen. Die äußerste Grenze wäre durch den Kollektorreststrom $-I_{c0}$ (für $I_e = 0$) bei der maximal auftretenden Kristalltemperatur gegeben.

3.2.2 Großsignal-Verstärkerstufen

Bei großen Signalen gelten bei der Wahl des Arbeitspunktes wesentlich andere Gesichtspunkte als bei kleinen Signalen.

Abgesehen von Fällen, die zwischen den beiden Extremen — sehr kleines Signal und Vollaussteuerung — liegen, wird der Arbeitspunkt ähnlich wie bei NF-Endstufen mit Elektronenröhren bereits durch die Begriffe Klasse A-, Gegentakt Klasse B-Betrieb festgelegt sein.

Bei Transistor-Endstufen stellt sich die Frage dann etwa so:

Im $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld sind Arbeitspunkt und Gleich- und Wechselstromarbeitsgerade schon durch Forderungen nach optimaler Ausgangsleistung festgelegt. Wie kann dann die Eingangsschaltung und wie können Gleich- und Wechselstrom-Gegenkopplung gestaltet werden, damit der Auswirkung der Kennlinienkrümmungen hinreichend begegnet werden kann.

Einzelheiten zu diesen Problemen sind summarisch schlecht zu erfassen. Es mögen daher im folgenden lediglich einige Punkte genannt werden, an welche bei der Schaltungsauslegung von NF-Endstufen besonders gedacht werden sollte.

- Bei Aussteuerung in Bereichen nicht zu großer Kollektorströme wäre die Stromsteuerung des Transistors günstiger, weil dann der Einfluß der nichtlinearen Eingangscharakteristik reduziert würde.
- Bei großen Kollektorströmen ist die $-I_c = f(-I_b)$ Kennlinie (vgl. Abb. 30, S. 38) negativ gekrümmt, d. h. man hat es mit einem α -Abfall bei großen Strömen zu tun. Da die Krümmung der Eingangscharakteristik gerade gegenläufig ist, kann durch Auslegung in Richtung Spannungssteuerung eine Kompensation beider Krümmungen erreicht werden.
(Der Idealfall wäre eine „gleitende“ Anpassung,

Abb. 29 Kollektorstrom, Basisstrom und Basisspannung im Gebiet kleiner Ströme (OC 71)

Stromsteuerung bei kleinen Strömen, mehr Spannungssteuerung bei großen Strömen.)

- c) Hohe Ausgangsleistungen erfordern in der Regel einen möglichst kleinen Gleichstromwiderstand im Kollektor-Emitter-Kreis. Daher wird die Stabilisierung erschwert (vgl. die Abb. 21, S. 26). Eine Konstanzhaltung des Kollektorgleichstromes ist zwar bei großen Signalen nicht immer wichtig, jedoch bleiben die Forderungen nach thermischer Stabilität (s. Abschn. 2.4.3) und Resistenz der Betriebswerte gegenüber Exemplarstreuungen auf jeden Fall bestehen. Die Garantie der Stabilität und die mögliche Ausgangsleistung sind daher miteinander verknüpft, weil mit wachsender Stabilisierungswirkung ein um so größerer Gleichstromwiderstand im Kollektor- oder Emitter-Kreis erforderlich ist.

(Häufig wird wenigstens eine thermische Stabilisierung mit einem NTC-Widerstand gegenüber Änderungen der Umgebungstemperatur durchgeführt.)

- d) Die bei großem Signal unvermeidlichen Verzerrungen müssen durch geeignete Gegenkopplungsmaßnahmen reduziert werden, welche in Abschn. 3.4, S. 42 gesondert behandelt werden sollen.

- e) Die nichtlineare Eingangscharakteristik kann in Verbindung mit RC-Gliedern, z. B. bei kapazitiv überbrücktem Emitterwiderstand, als Gleichrichter wirken. Dann ergibt sich eine von der Aussteuerung abhängige Arbeitspunktverschiebung.

Weitere Gesichtspunkte werden noch von Fall zu Fall bei den Anwendungen betrachtet werden.

Wenn man von den Einzelheiten bei der Auslegung von Endstufen absieht, kann man in zwei Schritten bei der Dimensionierung vorgehen.

- Die Auslegung der Stufe hinsichtlich maximal ausnutzbarer Leistung.
- Die Auslegung hinsichtlich möglichst geringen Klirrfaktors.

Für den Punkt a) lassen sich weitgehend die bekannten Formeln der NF-Verstärkertechnik verwenden, welche für die beiden Grundtypen, den Klasse A Verstärker und den Gegentakt Klasse B Verstärker im folgenden zusammengestellt werden sollen. Der Punkt b) bezieht sich insbesondere auf die Gegenkopplung, worauf dann anschließend eingegangen werden wird.

3.3 Formeln für NF-Endstufen

3.3.1 Klasse A — Betrieb

Abb. 30 zeigt das Kennlinienfeld des Transistors OC 72, welcher für NF-Endstufen entwickelt wurde und auch in symmetrischen Paaren für Gegentakt Klasse B Endstufen geliefert wird.

Für eine hinsichtlich Leistung optimale Auslegung kann man der Reihe nach wie folgt verfahren.

Zunächst sei gegeben

$$-U_0 = 6 \text{ V}$$

$$T_{Ugb} = 45 \text{ }^\circ\text{C (maximal)}$$

$$\alpha = 0,3 \text{ }^\circ\text{C/mW}$$

(mit Kühlfahne, montiert auf einer Chassisfläche von min. 12,5 cm²)

$$T_{j \max} = 75 \text{ }^\circ\text{C}$$

Mit Gl. (27) ist

$$N_{c \max} = \frac{T_{j \max} - T_{Ugb \max}}{\alpha} \quad (47)$$

so daß sich im angegebenen Beispiel ergibt

$$N_{c \max} = 100 \text{ mW}$$

Der Kollektorreststrom kann aus dem Datenblatt entnommen werden. Bei $T_j = 75 \text{ }^\circ\text{C}$ ist maximal

$$-I_{c0}' \approx 27,5 \text{ mA}$$

$$-I_{c0} \approx 0,26 \text{ mA}$$

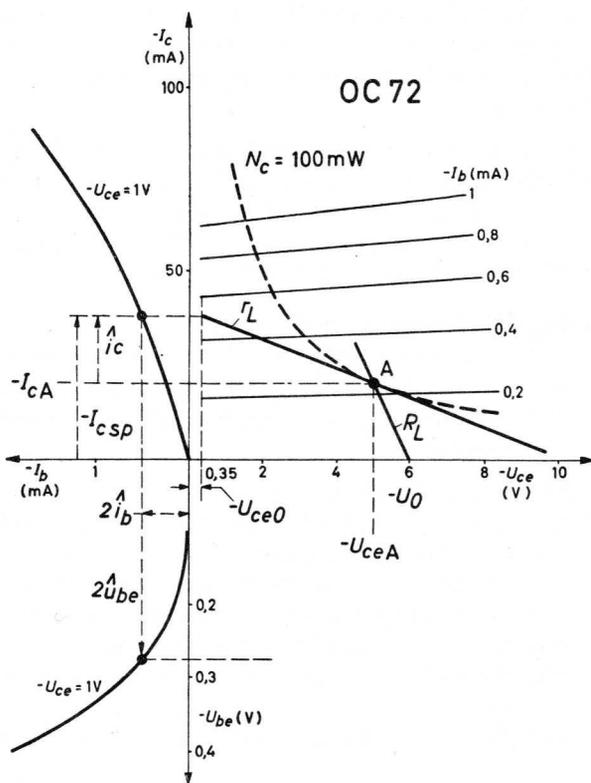


Abb. 30 Klasse A-Betrieb am Beispiel des Transistors OC 72

Die Erfahrung zeigt, daß man das im vorigen Abschnitt erörterte Gebiet zwischen $-I_{c0}'$ und $-I_{c0}$ durchaus noch mit ausnutzen kann. Je nach Anforderung an den Klirrfaktor darf man sich mehr oder weniger dem Wert für $-I_{c0}$ nähern. Als Grenzen der Aussteuerung möge für den Kollektorstrom ein Wert $-I_{c0n}$ und für die Spannung die maximale Knie-Spannung $-U_{ce0}$ festgelegt sein.

Kollektorstrom und Kollektorspannung hängen im Arbeitspunkt zusammen durch

$$\boxed{-I_{cA} = \frac{N_{c \max}}{-U_{ceA}} \quad (-U_{ceA} < -U_0)} \quad (48)$$

Der zugehörige Gleichstrom-Arbeitswiderstand R_L beträgt bei der Betriebsspannung $-U_0$

$$R_L = \frac{(-U_0) - (-U_{ceA})}{(-I_{cA})}$$

Umgekehrt ist für einen gegebenen Widerstand R_L (z. B. die Summe aus Gleichstromwiderstand der Primärwicklung eines Transformators und stabilisierendem Emitterwiderstand)

$$\boxed{-U_{ceA} = \frac{1}{2}(-U_0) + \sqrt{\frac{1}{4}(-U_0)^2 - R_L N_{c \max}}} \quad (49)$$

Für eine maximale Aussteuerung bis zu den angenommenen Grenzen $-U_{ce0}$ und $-I_{c0n}$ ergibt sich, wie man aus Abb. 30 ablesen kann, ein Wechselstrom-Arbeitswiderstand von

$$\boxed{r_L = \frac{(-U_{ceA}) - (-U_{ce0})}{(-I_{cA}) - (-I_{c0n})}} \quad (50)$$

Es sei R_L insgesamt 50Ω , weiterhin sei $-U_{ce0} = 0,35 \text{ V}$, $-I_{c0n} = 2 \text{ mA}$, dann ist in dem angenommenen Beispiel gemäß Gl. (49)

$$-U_{ceA} = 5 \text{ V}$$

gemäß Gl. (48)

$$-I_{cA} = 20 \text{ mA}$$

und gemäß Gl. (50)

$$r_L = 260 \Omega$$

Der Kollektorspitzenstrom beträgt

$$\boxed{-I_{c \text{ sp}} = 2(-I_{cA}) - (-I_{c0n})} \quad (51)$$

Im Beispiel 38 mA . Dieser Wert muß kleiner als der für den Transistor angegebene Maximalwert sein. Für den OC 72 gilt bei NF-Verstärkerbetrieb

$-I_{c \text{ sp}} = \max 125 \text{ mA}$. Man ist also noch weit unterhalb des zulässigen Wertes.

Die Ausgangsleistung (Sprechleistung) ist bei einer Aussteuerung, bzw. bei einem Modulationsgrad m

$$N_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r_L (m \hat{i}_c \sin \omega t)^2 d(\omega t)$$

$$(\hat{i}_c = I_{cA} - I_{c0n})$$

und nach Integration

$$\boxed{N_o = \frac{1}{2} m^2 (U_{ceA} - U_{ce0}) (I_{cA} - I_{c0n})} \quad (52)$$

Die vom Transistor einschließlich Gleichstrom-Arbeitswiderstand aufgenommene Leistung N_+ ist

$$\boxed{N_+ = (-U_0) (-I_{cA}) = R_L (-I_{cA})^2 = N_{c \max}} \quad (53)$$

und damit der Wirkungsgrad η

$$\boxed{\eta = \frac{N_o}{N_+} = \frac{1}{2} m^2 \frac{(U_{ceA} - U_{ce0}) (I_{cA} - I_{c0n})}{(-U_0) (-I_{cA})}} \quad (54)$$

Im angegebenen Beispiel ergibt sich gemäß Gl. (52) für $m = 1$

$$N_o = 42 \text{ mW}$$

gemäß Gl. (53)

$$N_+ = 120 \text{ mW}$$

und gemäß Gl. (54) für $m = 1$

$$\eta = 35\%$$

Der Spitzenwert des für maximale Aussteuerung erforderlichen Basisstromes läßt sich als Mittelwert aus Abb. 30 ablesen

$$\hat{i}_b \approx 0,27 \text{ mA}$$

ebenso der Spitzenwert der Basisspannung

$$\hat{u}_{be} \approx 0,1 \text{ V}$$

so daß sich eine Eingangsleistung ergibt

$$N_i = \frac{1}{2} \hat{i}_b \hat{u}_{be} = 13,5 \mu\text{W}$$

Schließlich erhält man aus dem Verhältnis

$$\boxed{v_N = \frac{N_o \max}{N_i} = \frac{(U_{ceA} - U_{ce0}) (I_{cA} - I_{c0n})}{\hat{i}_b \hat{u}_{be}}} \quad (55)$$

die Leistungsverstärkung, im Zahlenbeispiel

$$v_N = 3100$$

bzw. im logarithmischen Maßstab

$$10 \log v_N = 34,9 \text{ dB}$$

3.3.2 Gegentakt Klasse B — Betrieb

Beim Gegentakt Klasse B Verstärker werden bekanntlich die beiden Halbwellen des Eingangssignals einzeln verstärkt und im Ausgangstransformator quasi wieder „zusammengesetzt“. Dies bietet den Vorteil, daß man den Arbeitspunkt an den Rand des Kennlinienfeldes verlegen kann und daher bei geringer oder keiner Aussteuerung nur sehr wenig Leistung aufzunehmen braucht. Die Verhältnisse lassen sich an Hand der Abb. 31 übersehen. Der Arbeitspunkt liegt bei kleinem Kollektorstrom im B-Punkt.¹⁵⁾

Bei der Auslegung für maximale Leistung geht man wieder von der nach Gl. (47) ermittelten maximalen Kollektorverlustleistung $N_{c \text{ max}}$ aus.

Es sei ein Arbeitspunkt $-U_{ceB}$, $-I_{cB}$ („Ruhe“-Spannung, „Ruhe“-Strom bei fehlendem Signal), sowie ein noch zu berechnender maximal auftretender Kollektorspitzenstrom $-I_{c \text{ sp}}$ angenommen. Die Sinusschwingungen von Spannung bzw. Strom gehen auch noch über den Punkt B hinaus, bis etwa zu dem sehr kleinen Wert $-I_{c0}$, der in der Rechnung nicht berücksichtigt werden soll.

Für Kollektorspannung und -strom in jeder Halbwelle kann man zunächst mit guter Näherung schreiben (vgl. Abb. 31).

$$\left. \begin{aligned} -u_{ce} &= (-U_{ceB}) - \hat{u}_{ce} m \sin \omega t \\ -i_c &= (-I_{cB}) + \hat{i}_c m \sin \omega t \end{aligned} \right\} \text{für } 0 < \omega t < \pi$$

und

$$\left. \begin{aligned} -u_{ce} &= (-U_{ceB}) + \left(\frac{\hat{u}_{ce}}{\hat{i}_c}\right) (-I_{cB}) \\ -i_c &= 0 \end{aligned} \right\} \text{für } \pi < \omega t < 2\pi$$

m ist der Modulationsgrad; weiter ist

$$\hat{u}_{ce} = (-U_{ceB}) - (-U_{ce0})$$

$$\hat{i}_c = (-I_{c \text{ sp}}) - (-I_{cB})$$

Die Kollektorverlustleistung ist

¹⁵⁾ Theoretisch könnte der Arbeitspunkt übrigens nicht nur bei kleinem Strom und großer Spannung liegen, sondern auch bei großem Strom und kleiner Spannung. Während dies bei einer Pentode unzuweckmäßig ist, wäre diese Lösung für den Transistor denkbar, da die Knie-Spannung einen sehr kleinen Wert hat. Z. B. wird in den Punkten

$$\begin{aligned} -I_c &= 60 \text{ mA}; & -U_{ce0} &= 0,3 \text{ V} \\ \text{und } -I_c &= 3 \text{ mA}; & -U_{ce} &= 6 \text{ V} \end{aligned}$$

die gleiche Leistung verbraucht. Nun wächst jedoch die Knie-Spannung mit $-I_c$ stärker als $-I_{c0}$ mit $-U_{ce}$, so daß man stets den Arbeitspunkt in den B-Punkt legt, wie Abb. 31 zeigt. Das wichtigste Gegenargument ist jedoch die extrem kleine nicht realisierbare Speisespannung von 0,35 V, die für diesen Betrieb nötig wäre.

$$N_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (-u_{ce})(-i_c) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (-u_{ce})(-i_c) d(\omega t)$$

und nach Integration

$$N_c = \frac{(-U_{ceB})(-I_{cB})}{2} + \frac{m}{\pi} \left[\hat{i}_c (-U_{ceB}) - \hat{u}_{ce} (-I_{cB}) \right] - \frac{m^2}{4} \hat{u}_{ce} \hat{i}_c \tag{56}$$

Der Wert für N_c durchläuft mit wachsender Aussteuerung m ein Maximum, wie es die Abb. 32 zeigt (mit den im Beispiel weiter unten angegebenen Zahlenwerten).

Das Maximum findet man nach Differentiation der Gl. (56) zu

$$m(N_{c \text{ max}}) = \frac{2}{\pi} \left[\frac{(-U_{ceB})}{\hat{u}_{ce}} - \frac{(-I_{cB})}{\hat{i}_c} \right] \tag{57}$$

Setzt man diesen Wert in Gl. (56) ein, erhält man

$$N_{c \text{ max}} = \frac{(-U_{ceB})(-I_{cB})}{2} + \frac{1}{\pi^2} \frac{\hat{i}_c}{\hat{u}_{ce}} (-U_{ceB})^2 \left\{ 1 - \frac{(-I_{cB})}{\hat{i}_c} \frac{\hat{u}_{ce}}{(-U_{ceB})} \right\}^2 \tag{58}$$

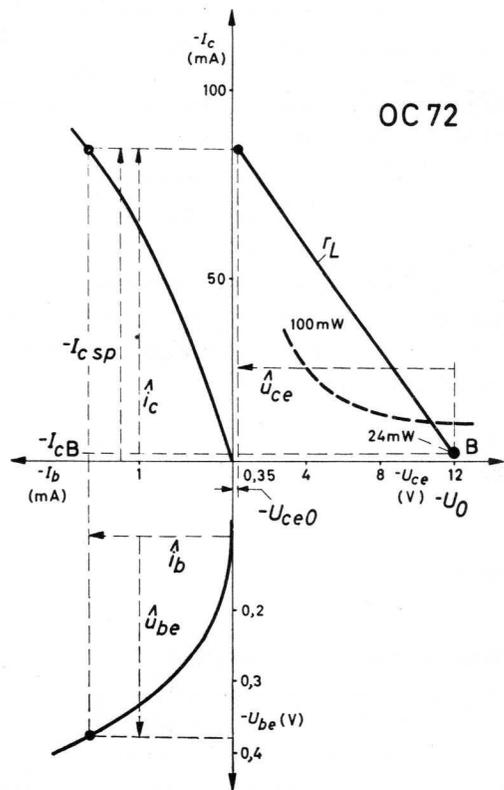


Abb. 31 Gegentakt Klasse B-Betrieb am Beispiel des Transistors OC 72

Da die Aussteuerung für maximales $N_{c \max}$ bei $m \approx 0,65$ (vgl. Abb. 32) zeitlich nicht immer auftritt, darf man, wie Versuche gezeigt haben, für die Kollektorbelastung bei gewöhnlichem Nachrichteninhalten einen um 10 % höheren Wert einsetzen.

Mit Gl. (58) läßt sich der Kollektorspitzenstrom ausrechnen. Das quadratische Glied in der letzten Klammer kann vernachlässigt werden, so daß sich mit

$$\hat{i}_c = (-I_{c \text{ sp}}) - (-I_{cB}) \text{ ergibt}$$

$$-I_{c \text{ sp}} = -I_{cB} + \pi^2 \frac{\hat{u}_{ce}}{(-U_{ceB})^2} \left\{ 1,1 N_{c \max} - \frac{1}{2} \frac{(\pi^2 - 4)}{\pi^2} (-U_{ceB})(-I_{cB}) \right\} \quad (59)$$

Der so ermittelte Wert muß kleiner sein als der maximal für den Transistor zulässige Kollektorspitzenstrom. Falls er größer ist, muß der Wechselstrom-Arbeitswiderstand größer gewählt werden.

Es ist

$$\tau_L = \frac{\hat{u}_{ce}}{\hat{i}_c} = \frac{\hat{u}_{ce}}{(-I_{c \text{ sp}}) - (-I_{cB})}$$

nach Gl. (59), und falls $-I_{c \text{ sp}} > -I_{c \text{ sp max}}$

$$\tau_L = \frac{\hat{u}_{ce}}{(-I_{c \text{ sp max}}) - (-I_{cB})} \quad (60)$$

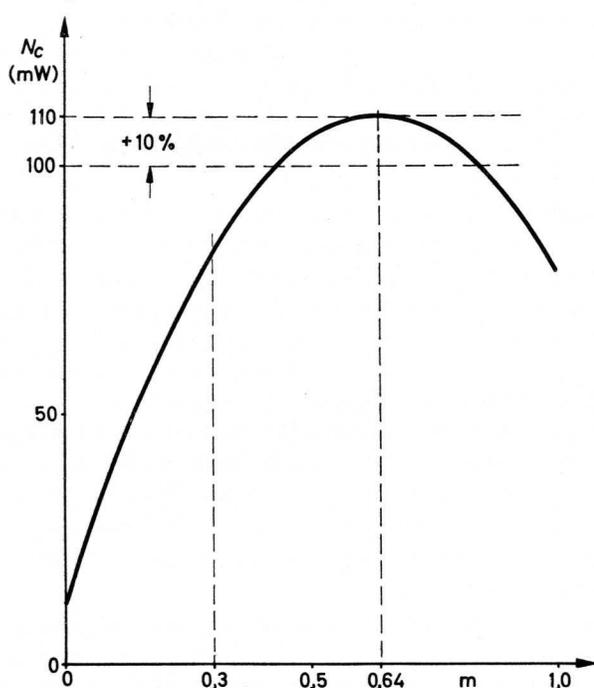


Abb. 32 Kollektorverlustleistung in Abhängigkeit von der momentanen Aussteuerung m

Weiterhin interessieren die Nutzleistung N_o und die aufgenommene Leistung $N_{=}$.

Die Nutzleistung bzw. Ausgangsleistung, die beide Transistoren gemeinsam liefern, ist

$$N_o = 2 \tau_L \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (-i_c)^2 d(\omega t)$$

wobei nur die Wechselstromanteile von Spannung und Strom beitragen

$$N_o = \frac{1}{2} m^2 \hat{u}_{ce} \hat{i}_c \quad (61)$$

Die von beiden Transistoren aufgenommene Gleichstromleistung (ohne Berücksichtigung der im Gleichstrom-Arbeitswiderstand verbrauchten Leistung) ist

$$N_{=} = 2 (-U_{ceB}) \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (-i_c) d(\omega t)$$

$$N_{=} = (-U_{ceB})(-I_{cB}) + \frac{2}{\pi} m \hat{i}_c (-U_{ceB}) \quad (62)$$

Daraus ergibt sich ein Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} m^2 \hat{u}_{ce} \hat{i}_c}{(-U_{ceB})(-I_{cB}) + \frac{2}{\pi} m \hat{i}_c (-U_{ceB})} \approx \frac{\pi}{4} \frac{m \hat{u}_{ce}}{(-U_{ceB})} \quad (63)$$

Ein Zahlenbeispiel möge die Formeln verdeutlichen.

Es sei

$$\begin{aligned} -U_{ceB} &= 12 \text{ V} & -U_{ce0} &= 0,35 \text{ V} \\ -I_{cB} &= 2 \text{ mA} & (\text{damit } \hat{u}_{ce} &= 11,65 \text{ V}) \end{aligned}$$

gewählt. Für $N_{c \max}$ wurde bereits mit Gl. (47)

$$N_{c \max} = 100 \text{ mW}$$

gefunden.

Aus Gl. (59) folgt

$$-I_{c \text{ sp}} = 2 + \pi^2 \frac{11,65}{144} \left\{ 110 - \frac{(\pi^2 - 4)}{2 \pi^2} 24 \right\} (\text{mA})$$

$$-I_{c \text{ sp}} = 84 \text{ mA} \quad (\hat{i}_c = 82 \text{ mA})$$

Der maximal zulässige Spitzenstrom wird damit nicht überschritten.

Der Wechselstrom-Arbeitswiderstand r_L ist mit Gl. (60)

$$r_L = 142 \Omega$$

Gl. (61) liefert für $m = 1$

$$N_o = 478 \text{ mW}$$

Gl. (62) ergibt

$$N_=(m=0,3) = 24 + 188 = 212 \text{ mW}$$

$$N_=(m=1) = 24 + 626 = 650 \text{ mW}$$

und somit η aus Gl. (63) (für $m = 1$)

$$\eta = 73 \%$$

Die Leistungsverstärkung kann wieder aus dem Kennlinienfeld abgelesen werden. Die Eingangsleistung für beide Transistoren ist etwa

$$N_i = 0,217 \text{ mW}$$

und somit

$$v_N = 2200$$

im logarithmischen Maßstab $10 \log v_N = 33,4 \text{ dB}$

3.4 Gegenkopplung

Die Gegenkopplung ist bekanntlich ein sehr vielseitiges Instrument der NF-Verstärkertechnik. In der allgemeineren Theorie der Vierpole spielt die Gegenkopplung auch in anderen Anwendungen eine große Rolle, nicht zuletzt z. B. bei HF-Verstärkerstufen und Schaltstufen. Die Theorie der Gegenkopplung ist inzwischen in zahlreichen Arbeiten erörtert worden, so daß in diesem Rahmen darauf verzichtet werden kann, die umfangreichen Herleitungen aufzuführen. Es soll jedoch hier — bei den NF-Verstärker-Anwendungen — gezeigt werden, wie wichtig bei Transistoren eine gut dimensionierte Gegenkopplung ist.

Die Gegenkopplung hat bekanntlich folgende Wirkungen:

a) Reduktion nichtlinearer Verzerrungen.

Bei einer Transistorstufe kann daher z. B. der Einfluß der nichtlinearen Eingangskarakteristik und der dadurch entstehende Klirrfaktor (sowie auch die Intermodulation) verringert werden.

b) Reduktion linearer Verzerrungen.

Der Abfall der Stromverstärkung mit wachsender Frequenz kann zu höheren Frequenzen hinausgeschoben werden, wodurch die Amplitudentreue hinsichtlich der Frequenz verbessert wird. (Die Gegenkopplung kann auch allgemein in beliebigem Sinne frequenzabhängig gestaltet werden.)

c) Erzeugung anderer Stufeneigenschaften.

Bei einer mit Gegenkopplung ausgestatteten Tran-

sistorstufe kann man erreichen, daß (in gewissen Grenzen) andere Eingangs- und Ausgangsimpedanzen, sowie andere Stromverstärkungen und Spannungsverstärkungen erscheinen.

d) Erzeugung zusätzlicher Phasendrehungen.

Dieser Fall kann bei NF-Anwendungen im RC-Phasengenerator vorkommen. (Bei NF-Verstärkern für hohe Frequenzen und wenn über mehr als eine Stufe gegengekoppelt werden soll, erfordert schon die Anwendung von Gegenkopplung überhaupt oft eine Phasendrehung, um die vom Transistor selbst hervorgebrachte zu neutralisieren.)

e) Stabilisierung der dynamischen Eigenschaften.

Dies ist bei Transistoren der wichtigste Gesichtspunkt, da die Exemplarstreuungen der dynamischen Kennwerte durch Gegenkopplungsmaßnahmen weitgehend unwirksam gemacht werden können. Auch zeitliche Änderungen im Betrieb und durch Temperaturänderungen bedingte Verlagerungen können reduziert werden.

Im allgemeinen werden Gegenkopplungsschaltungen im Hinblick auf die Punkte e) und auch c) ausgelegt, wobei die Wirkungen a) und b) quasi nebenbei „mit abfallen“.

Die Stabilisierung der dynamischen Eigenschaften erinnert an die im Abschnitt 2.4.1, S. 24 behandelte Gleichstrom-Stabilisierung. Auch diese kann als „Gegenkopplung“ aufgefaßt werden. Indessen ist es zweckmäßiger, die dynamische Gegenkopplung gesondert zu betrachten, da auch in der Schaltung beide Maßnahmen von der Auslegung her getrennt durchgeführt werden müssen. Im Ergebnis kann sich dann beides vereinen, z. B. kommen teilweise überbrückte Emitterwiderstände vor, die sowohl gleichstrommäßig als auch wechselstrommäßig als Gegenkopplung wirken.

In der Technik der Elektronenröhren kennt man zwei Grundtypen der Gegenkopplung, die Parallel- und die Serien-Gegenkopplung. Angewandt auf eine Transistorstufe in Emitterschaltung ergäben sich die Prinzipschaltungen in den Abb. 33a und 33b. (Die Schaltungen sind bereits gleichstromstabilisiert.) In Abb. 33a wird ein Gegenkopplungs-Strom i' an der Basis eingespeist, in Abb. 33b liegt eine Gegenkopplungs-Spannung u' mit u_1 in Serie, zweckmäßig in der Emitterzuleitung, entsprechend der Katodenzuleitung bei den Elektronenröhren. Die gegengekoppelten Größen sind einer am Ausgang erscheinenden Größe proportional.

In der allgemeineren Theorie der Gegenkopplung werden die Wirkungen untersucht, wenn i' bzw. u' entweder proportional dem Ausgangsstrom oder proportional der Ausgangsspannung ist. Bei reellem Lastwiderstand r_L sind an sich beide Fälle

nicht voneinander verschieden, da gewöhnlich

$$u_2 = -r_L i_2$$

am Ausgang ist. Sobald jedoch r_L eine nichtlineare Charakteristik hat und größere Aussteuerungen vorliegen, ist es sehr sinnvoll, diese beiden Fälle zu unterscheiden.

Daher gibt es insgesamt vier verschiedene prinzipielle Fälle, welche auch verschiedene charakteristische Wirkungen zeigen.

Bei Aufstellung der diesen vier Prinzipschaltungen zugehörigen Matrizen ergibt sich bei

a) „Strom-Parallel-Gegenkopplung“

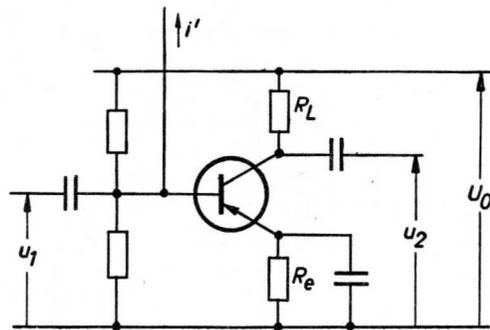
(Einspeisung eines dem Ausgangsstrom proportionalen Stromes am Eingang)

eine Stabilisierung der Kurzschluß-Stromverstärkung

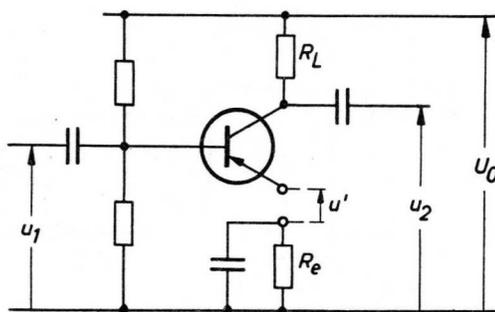
$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2 = 0} \quad (64a)$$

b) „Spannungs-Parallel-Gegenkopplung“

(Einspeisung eines der Ausgangsspannung proportionalen Stromes am Eingang)



Parallel - Gegenkopplung



Serien - Gegenkopplung

Abb. 33a
Abb. 33b Zum Prinzip der Gegenkopplungsschaltungen

eine Stabilisierung der Leerlauf-„Transimpedanz“

$$r_{21} = \frac{u_2}{i_1} \Big|_{i_2 = 0} \quad (64b)$$

c) „Strom-Serien-Gegenkopplung“

(Die der Eingangsspannung in Serie geschaltete Spannung ist proportional dem Ausgangsstrom) eine Stabilisierung der Kurzschluß-Steilheit des Transistors

$$g_{21} = \frac{i_2}{u_1} \Big|_{u_2 = 0} \quad (64c)$$

d) „Spannungs-Serien-Gegenkopplung“

(Die der Eingangsspannung in Serie geschaltete Spannung ist proportional der Ausgangsspannung)

eine Stabilisierung der Leerlauf-Spannungsverstärkung des Transistors

$$b_{21} = \frac{u_2}{u_1} \Big|_{i_2 = 0} \quad (64d)$$

Die prinzipiellen Fälle lassen sich meist nicht ideal verwirklichen, jedoch lassen sich aus ihnen die Tendenzen der Wirkungen ersehen. Durch Mischung verschiedener Fälle kann man schließlich bestimmte Wünsche erfüllen, wie sie in der Praxis vorkommen.

Ein sehr wichtiger Punkt ist jedoch, daß sich die Gegenkopplungsschaltungen auf die Betriebsgrößen auch durchaus anders auswirken können, als es die Wirkungen auf die Kurzschluß- und Leerlaufeigenschaften anzeigen.

Die Berechnung der Betriebseigenschaften an Hand von Ersatzschaltbildern und Matrizen ist nicht sehr schwierig.

Um das Vorgehen zu zeigen, seien im folgenden zwei für die Emitterschaltung geeignete „Standard-Gegenkopplungen“ berechnet, wie sie die Abb. 34 und 35 wiedergeben.

In Abb. 34 ist mit Hilfe eines Widerstandes R' eine Parallel-Gegenkopplung durchgeführt. Bei einem ohmschen Lastwiderstand erfolgt zugleich eine gute Gleichstrom-Stabilisierung (vgl. Abb. 21c, S. 26), so daß sich dann ein Gleichstrom-Spannungsteiler für die Basis erübrigt. (Auch R_e kann meist fortgelassen werden.) In Abb. 34 ist der für die Berechnung erforderliche Vierpol eingezeichnet. Man kann mit Verwenden von

$$i_b = i_b^* - i' \quad i_c = i_c^* + i'$$

neue Vierpolgrößen ermitteln, wofür sich wieder am besten die (h) -Parameter eignen.

Mit der dimensionslosen Zahl

$$\frac{h_{11}}{R'} = k$$

erhält man nach formaler Rechnung die neue (h^*)-Matrix. (Es sei hier der Einfachheit halber die Strich-Indicierung für die h -Parameter in Emitterschaltung fortgelassen.) (Vergleiche auch Anhang, Ziffer 1. A, S. 47.)

$$(h^*) = \begin{pmatrix} \frac{h_{11}}{1+k} & \frac{h_{12}+k}{1+k} \\ \frac{h_{21}-k}{1+k} & h_{22} + \frac{k(1+h_{21})(1-h_{12})}{h_{11}(1+k)} \end{pmatrix} \quad (65)$$

Falls $k \ll 1$; $h_{12} \ll 1$; $h_{21} \gg 1$ (Emitterschaltung!) gilt (eine Fehlerabschätzung wird noch durchgeführt), ist

$$(h^*) = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} + k \\ h_{21} & h_{22} + k \frac{h_{21}}{h_{11}} \end{pmatrix} \quad (66)$$

Mit dieser Vierpol-Matrix kann man sofort die neuen Betriebseigenschaften ausrechnen, indem man wie im Abschn. 2.2.10, S. 16 verfährt.

Mit der Einführung einer weiteren Abkürzung t

$$k = \frac{h_{11} h_{22}}{L} t \quad \text{bzw.} \quad t = \frac{kL}{h_{11} h_{22}}$$

oder auch — wenn man L ausschreibt —

$$t = \frac{R_L}{R'} \cdot \frac{1}{1 + R_L h_{22}} \quad (67)$$

findet man zunächst die neuen Größen H^* , L^* , G^*

$$H^* = \frac{H + \frac{t h_{21}}{L}}{1 + \frac{t h_{21}}{L}}$$

$$L^* = L \frac{1 + \frac{t h_{21}}{L}}{1 + t h_{21}} \quad (68)$$

$$G^* = G$$

Mit diesen Ausdrücken sowie der Matrix Gl. (66) erhält man die

BETRIEBS-STROMVERSTÄRKUNG

$$v_i^* = h_{21} \frac{(1-L)}{1 + t h_{21}} \quad (69)$$

und mit Gl. (8), S. 16, das Verhältnis

$$\frac{v_i^*}{v_i} = \frac{1}{1 + t h_{21}} \quad (69a)$$

Dies Verhältnis ist je nach Wahl von t mehr oder weniger kleiner als 1. Der wichtige Effekt ist je-

doch, daß die Betriebs-Stromverstärkung von Streuungen der Kurzschluß-Stromverstärkung h_{21} unabhängiger wird. Bildet man nämlich das Verhältnis der relativen Änderungen

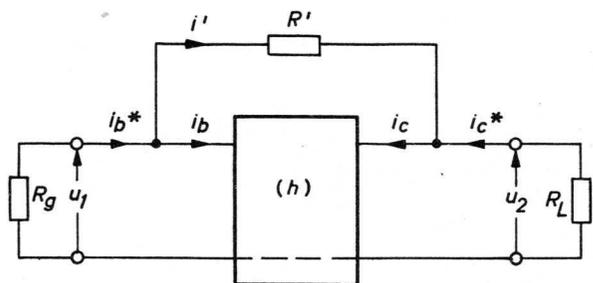
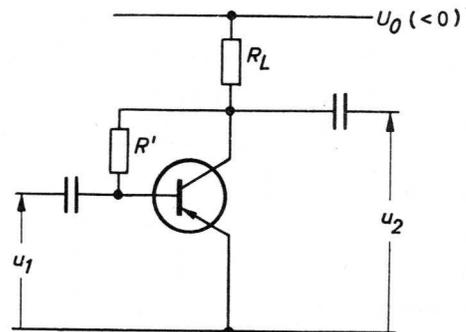
$$\frac{dv_i^*}{v_i^*} \bigg/ \frac{dh_{21}}{h_{21}} = \frac{1}{(1 + t h_{21})} = \frac{v_i^*}{v_i} \quad (69b)$$

so sieht man, daß die relativen Änderungen kleiner werden, in dem gleichen Maße wie die Stromverstärkung kleiner wird. Es sei beispielsweise $t = 1/h_{21}$. Dann ist

$$\frac{v_i^*}{v_i} = \frac{1}{2}$$

und eine Änderung von h_{21} um 10% bewirkt nur eine relative Änderung für v_i^* um 5%.

Die Kompensation der Exemplarstreuungen bewirkt zugleich eine Kompensation linearer und nichtlinearer Verzerrungen. Auch ohne komplizierte Herleitungen läßt sich dies wie folgt einsehen. Man kann den Einfluß der Verstärkereigenschaften so auffassen, daß für verschiedene Amplitudenbeträge und verschie-



Parallel-Gegenkopplung

Abb. 34 Schaltungsbeispiel für dynamische Gegenkopplung mit Ersatzschaltbild für die Berechnung, Parallel-Gegenkopplung

dene Frequenzen h_{21} einen verschiedenen wirksamen Wert hat. Ist nun die Abhängigkeit v_i^* von h_{21} genügend klein, werden auch Verzerrungen reduziert, sowohl hinsichtlich Amplitude als auch Frequenzgang.

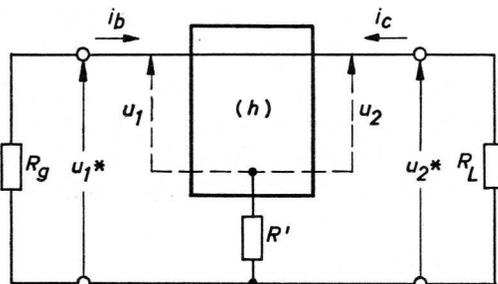
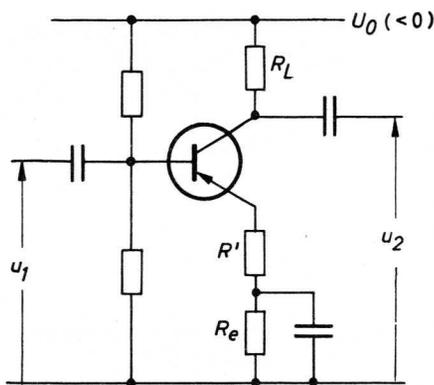
Für eine Abschätzung des Fehlers durch die oben angenommenen Vernachlässigungen sei hier noch die genaue Formel für v_i^* angegeben, wenn die Matrix (65) verwendet wird. Es ist exakt

$$\frac{v_i^*}{v_i} = \frac{1 - \frac{k}{h_{21}}}{1 + k + t(1 + h_{21})(1 - h_{12})} \quad (69c)$$

und die Abhängigkeit

$$\frac{dv_i^*}{v_i^*} \frac{dh_{21}}{h_{21}} = \left(\frac{v_i^*}{v_i}\right) (1+k) \frac{1+t(1-h_{12})}{\left(1-\frac{k}{h_{21}}\right)^2} \quad (69d)$$

Wie man sieht, wird die kompensierende Wirkung nur wenig schlechter, da in dem zusätzlichen Faktor $k \ll 1$ ist und t nicht als Faktor th_{21} gegenüber 1 auftritt.



Serien-Gegenkopplung

Abb. 35 Schaltungsbeispiel für dynamische Gegenkopplung mit Ersatzschaltbild für die Berechnung, Serien-Gegenkopplung

Die den Gln. (9, 10, 11 und 12) S. 17 entsprechenden Formeln sind

BETRIEBS-SPANNUNGSVERSTÄRKUNG:

$$\frac{v_u^*}{v_u} = 1 \quad (70)$$

Die Spannungsverstärkung ändert sich nicht.

BETRIEBS-EINGANGSWIDERSTAND:

$$\frac{r_i^*}{r_i} = \frac{1}{1 + t h_{21}} \quad (71)$$

Der Eingangswiderstand wird kleiner.

BETRIEBS-AUSGANGSWIDERSTAND:

$$\frac{r_o^*}{r_o} = \frac{1 - HG}{1 - HG + t h_{21} \frac{(1-G)}{L}} = \frac{1}{1 + t h_{21} \frac{(1-G)}{L(1-HG)}} \quad (72)$$

Der Ausgangswiderstand wird kleiner, und zwar kann dies in beträchtlichem Maße der Fall sein, wenn L und G sehr klein sind.

LEISTUNGSVERSTÄRKUNG:

$$\frac{v_N^*}{v_N} = \frac{1}{1 + t h_{21}} \quad (73)$$

Hier sieht man, daß die Verkleinerung der Leistungsverstärkung nicht quadratisch mit der Reduktion der Stromverstärkung erfolgt, da der Eingangswiderstand abnimmt mit $1/(1 + t h_{21})$.

Auch die optimale Leistungsverstärkung wird kleiner. Es ist

$$\frac{v_{N^*opt}}{v_{Nopt}} = \left(\frac{1 + \sqrt{1-H}}{\sqrt{1 + t \frac{h_{21}}{L}} + \sqrt{1-H}} \right)^2 \quad (74)$$

Bei der Schaltung in Abb. 35, Serien-Gegenkopplung kann man entsprechend verfahren. Die neue (h^*) -Matrix hat hier die Gestalt (mit der Ersetzung $R'h_{22} = q$)

$$(h^*) = \begin{pmatrix} h_{11} + q \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{h_{22}(1 + q)} & \frac{h_{12} + q}{(1 + q)} \\ \frac{h_{21} - q}{(1 + q)} & \frac{h_{22}}{(1 + q)} \end{pmatrix} \quad (75)$$

Mit $q \ll 1$; $h_{12} \ll 1$; $h_{21} \gg 1$ (die Indizierung für die Emitterschaltung ist hier wieder fortgelassen) erhält man

$$(h^*) \approx \begin{pmatrix} h_{11} + q \frac{h_{21}}{h_{22}} & h_{12} + q \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \quad (76)$$

Führt man ferner eine Abkürzung t

$$\frac{q}{h_{11} h_{22}} = t \left(\frac{1-HL}{1-L} \right) \text{ bzw.}$$

$$t = \frac{R'}{h_{11}} \left(\frac{1-L}{1-HL} \right) \quad (77)$$

ein, so erhält man

$$H^* = \frac{H + t h_{21} \left(\frac{1-HL}{1-L} \right)}{1 + t h_{21} \left(\frac{1-HL}{1-L} \right)} \quad (78)$$

$$L^* = L$$

$$G^* = G \left\{ \frac{1 + t h_{21} \left(\frac{1-HL}{1-L} \right)}{1 + G t h_{21} \left(\frac{1-HL}{1-L} \right)} \right\}$$

Die entstehenden neuen Betriebsformeln seien summarisch aufgeführt

$$\frac{v_i^*}{v_i} = 1 \quad (79)$$

$$\frac{v_u^*}{v_u} = \frac{1}{1 + t h_{21}} \quad (80)$$

$$\frac{r_i^*}{r_i} = 1 + t h_{21} \quad (81)$$

$$\frac{r_o^*}{r_o} = 1 + G t h_{21} \left(\frac{1-HL}{1-L} \right) \quad (82)$$

$$\frac{v_N^*}{v_N} = \frac{1}{1 + t h_{21}} \quad (83)$$

Während bei der Parallel-Gegenkopplung die Stromverstärkung stabilisiert wurde, wird hier die Spannungsverstärkung stabilisiert.

Wie man sieht, ist die Änderung der Leistungsverstärkung hier die gleiche wie in der Schaltung Abb. 34. Der Eingangswiderstand und der Ausgangswiderstand werden jedoch größer (letzterer nur wenig, wenn G klein ist, d. h., wenn R_g groß ist).

3.5 Rauschen

Wenn man von der technologischen Seite des Problems „Rauschen“ absieht und gegebene Rauschzahlen F voraussetzt, ist es vor allem interessant, zu wissen, bis zu welchen Eingangsspannungen herab bei NF-Vorverstärkerstufen noch ein genügender Rauschabstand erreicht werden kann.

Dies ist bei Transistoren auch insofern wichtig, als es häufig vorkommen kann, daß der Basis des ersten Transistors ein großer Widerstand in Serie geschaltet wird, um eine hochohmige Quelle mit der kleinen Eingangsimpedanz nicht unzulässig zu belasten.

Eine Spannungsunterteilung von 50 : 1 kann durchaus vorkommen, so daß bei einer Eingangsspannung von 100 μV nur noch 2 μV an der Basis des Transistors zur Verfügung stehen. Die Rauschzahl F ist bekanntlich folgendermaßen definiert

$$F = \frac{N_r + N_{int}}{N_r} \quad (84)$$

wobei bedeutet

N_r = maximale, vom Generator an den Eingang gelieferte Rauschleistung (d. h. bei Anpassung)

N_{int} = interne, vom Transistor selbst hervorgebrachte Rauschleistung (auf den Eingang transformiert)

Das Signal-Rauschverhältnis Q berechnet sich aus

$$Q = \frac{U_I}{U_{r1}} \quad (85)$$

mit

U_I = Signal-Spannung am Eingang des Transistors (Effektivwert)

U_{r1} = Rauschspannung am Eingang des Transistors, wenn die Rauschquellen in und vor der Stufe auf den Eingang transformiert gedacht werden (Effektivwert).

Die vom Transistor hervorgebrachte Rauschleistung N_{int} ist in einem bestimmten Bereich umgekehrt proportional der Frequenz f . Diese Frequenzabhängigkeit läßt sich mit guter Näherung darstellen durch

$$N_{int} = N_{int k} \left(\frac{f_k}{f} \right)^n \text{ für } f < f_k \quad (86)$$

$$N_{int} = N_{int k} \text{ für } f > f_k$$

mit

$$N_{int k} = N_{int}(f_k)$$

n liegt etwa zwischen 0,7 und 1,0

f_k variiert stark zwischen 1 kHz und 20 kHz.

Im allgemeinen genügt es, im Tonfrequenzbereich anzunehmen

$$N_{int} = N_{int0} \left(\frac{f_0}{f} \right)$$

wobei man sich gewöhnlich auf $f_0 = 1000$ Hz bezieht.

Für die maximal verfügbare Rauschleistung gilt allgemein

$$dN_r = kT_0 df \quad (87)$$

mit $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Ws (bei $T_0 = 290^\circ$ K)

Dann ist in Gl. (84)

$$N_r = kT_0 (f_2 - f_1) \text{ (weißes Widerstandsrauschen)}$$

und

$$\frac{N_{int}}{N_{int0}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f} df = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right)$$

für das Frequenzintervall $(f_2 - f_1)$.

Schließlich erhält man mit $F(f_0) = F_0$ für $f_2 - f_1 \rightarrow 0$

$$F = 1 + (F_0 - 1) \frac{f_0}{(f_2 - f_1)} \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \quad (89)$$

Das Signal-Rauschverhältnis Q berechnet sich mit den Gln. (84, 85 und 89) zu

$$Q = \frac{U_I}{\sqrt{r_i' kT_0 F (f_2 - f_1)}}$$

und, wenn man Q auf die Generatorspannung U_g bezieht (Effektivwert)

$$Q = \frac{r_i'}{r_i' + r_g} \cdot \frac{U_g}{\sqrt{r_i' kT_0 F (f_2 - f_1)}} \quad (90)$$

r_i' = Eingangswiderstand des Transistors

r_g = Generatorwiderstand (zu welchem evtl. ein vor der Basis liegender Widerstand R hinzugezählt werden muß)

$F = F(f)$ nach Gl. (89)

Umgekehrt gilt dann für einen gegebenen Wert Q

$$U_g = \frac{r_i' + r_g}{r_i'} Q \sqrt{r_i' kT_0 F (f_2 - f_1)}$$

Ein Zahlenbeispiel:

Der Transistor OC 70 hat nominell eine Rauschzahl

$$10 \log (F_0) = 10 \text{ dB bei } 1000 \text{ Hz}$$

$$(-U_{ce} = 2 \text{ V})$$

Im Bereich 30 ... 10 000 Hz erhält man nach Gl. (89)

$$10 \log (F) = 8 \text{ dB}$$

Es sei

$$\frac{r_i' + r_g}{r_i} = 50; \quad r_i' = 1000 \Omega$$

$$20 \log (Q) = 40 \text{ dB}$$

Dann ergibt sich

$$U_g = 2,5 \text{ mV}_{\text{eff}}$$

Bei Anpassung $r_g = r_i'$ wird $U_g = 100 \mu\text{V}_{\text{eff}}$.

Ein wesentlicher Gesichtspunkt bei Transistoren ist, daß das Rauschen mit der Kollektorspannung wächst. Daher werden Vorverstärkerstufen bei möglichst kleinen Kollektorspannungen betrieben, was im allgemeinen ohnehin angestrebt wird.

ANHANG

1.A Beispiel zur Matrizen-Rechnung

Die Vierpolformeln in Abschnitt 2.2.10, S. 16 wurden unter Zugrundelegung der (h) -Matrix angegeben

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

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

oder in der allgemeineren Schreibweise

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = (h) \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

mit

$$(h) = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$$

Der gleiche Vierpol läßt sich bekanntlich auch in einigen anderen Formen schreiben, z. B.

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = (z) \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = (y) \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

usw. Jede der dabei vorkommenden Matrizen läßt sich in jede andere transformieren. Mit diesen Möglichkeiten können auf eine relativ bequeme Weise bei Kenntnis der Matrizen-Rechnung Schaltungen mit mehreren Vierpolen auf einen einzigen Vierpol reduziert werden. 1A)

1A) Eine umfassende, für den Ingenieur zugeschnittene Darstellung findet sich bei Feldtkeller, „Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik“, S. Hirzel Verlag, Leipzig 1948.

Als Beispiel sei hier die Berechnung der Betriebseigenschaften zweier hintereinandergeschalteter RC-gekoppelter Verstärkerstufen vorgeführt. Die Schaltung mit ihren Bezeichnungen zeigt Abb. 1 A.

Zwischen beiden Verstärkerstufen, deren (h)-Parameter bekannt sein sollen, befindet sich ein Widerstand R, der im wesentlichen den Arbeitswiderstand des ersten Transistors darstellt. R soll reell sein.

Wenn es gelingt, die (h*)-Matrix im unteren Teil der Abb. 1 A zu finden, lassen sich sofort die Betriebseigenschaften der Schaltung mit Hilfe der Gln. (8) bis (15) in Abschnitt 2.2.10, S. 16 angeben.

Der Widerstand R kann als Vierpol betrachtet werden, so daß man es mit drei hintereinandergeschalteten Vierpolen zu tun hat. 2A)

An den Verbindungsstellen der Vierpole ist

$$\begin{matrix} u_2 = u_{1R} & \text{und} & u_{2R} = \tilde{u}_1 \\ -i_2 = i_{1R} & & -i_{2R} = \tilde{i}_1 \end{matrix}$$

Wenn man die Vierpole in der Form schreibt

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = (a) \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} u_{1R} \\ i_{1R} \end{pmatrix} = (a_R) \begin{pmatrix} u_{2R} \\ -i_{2R} \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{i}_1 \end{pmatrix} = (\tilde{a}) \begin{pmatrix} \tilde{u}_2 \\ -\tilde{i}_2 \end{pmatrix}$$

dann kann man gemäß den andeutenden Pfeilen unmittelbar die Matrixgleichungen ineinander einsetzen, so daß

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = (a) (a_R) (\tilde{a}) \begin{pmatrix} \tilde{u}_2 \\ -\tilde{i}_2 \end{pmatrix} \tag{3A}$$

wird. Setzt man das Matrizenprodukt

$$(a) (a_R) (\tilde{a}) = (a^*) \tag{3A}$$

erhält man

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = (a^*) \begin{pmatrix} \tilde{u}_2 \\ -\tilde{i}_2 \end{pmatrix}$$

und da gemäß Abb. 1A, unten,

$$\begin{matrix} u_1 = u_1^* & \tilde{u}_2 = u_2^* \\ i_1 = i_1^* & \tilde{i}_2 = i_2^* \end{matrix}$$

ist, wird

$$\begin{pmatrix} u_1^* \\ i_1^* \end{pmatrix} = (a^*) \begin{pmatrix} u_2^* \\ -i_2^* \end{pmatrix} \tag{4A}$$

Die Matrix (a*) kann so transformiert werden, daß die gewünschten Gleichungen entstehen

$$\begin{pmatrix} u_1^* \\ i_2^* \end{pmatrix} = (h^*) \begin{pmatrix} i_1^* \\ u_2^* \end{pmatrix} \tag{5A}$$

Die Aufgabe beim numerischen Rechnen besteht jetzt darin,

- a) die (h)-Matrix des R-Vierpols zu bestimmen,
- b) die Transformation von (a) auf (h) und umgekehrt zu ermitteln, sowie
- c) das Matrizenprodukt

$$(a) (a_R) (\tilde{a}) = (a^*)$$

auszurechnen.

2A) Die Einführung einer dritten Matrix für den Lastwiderstand R erfolgt jedoch hier nur, um einmal zu zeigen, in welcher Weise die Matrix für irgendein Netzwerk ermittelt wird. Beim praktischen Rechnen kann man sich natürlich einfach R mit 1/h₂₂ der 1. Stufe parallelgeschaltet denken.

a) die (h)-Matrix für den R-Vierpol gewinnt man durch Bilden von

$$h_{11R} = \frac{u_{1R}}{i_{1R}} \Big|_{(u_{2R}=0)} = 0$$

$$h_{12R} = \frac{u_{1R}}{u_{2R}} \Big|_{(i_{1R}=0)} = 1$$

u. s. f. Es ist dann

$$(h_R) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & R \end{pmatrix} \tag{6A}$$

b) Die Transformation von (a) auf (h) und umgekehrt findet man in folgender Weise. Die beiden Gleichungssysteme für (h) und (a) werden nebeneinander geschrieben.

$$\begin{matrix} u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 & (1A) \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 & (2A) \end{matrix} \quad \left| \quad \begin{matrix} u_1 = a_{11} u_2 - a_{12} i_2 & (7A) \\ i_1 = a_{21} u_2 - a_{22} i_2 & (8A) \end{matrix} \right.$$

wobei das linke System auf die gleiche Form wie das rechte gebracht werden soll. In diesem Falle braucht lediglich aus Gl. (1A) i₁ eliminiert werden. Aus Gl. (2A) erhält man

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

dies in Gl. (1A) eingesetzt, ergibt

$$u_1 = -\frac{\Delta_h}{h_{21}} u_2 + \frac{h_{11}}{h_{21}} i_2 \tag{9A}$$

(mit Δ_h = h₁₁ h₂₂ - h₁₂ h₂₁, Koeffizienten-Determinante). Dies ist die gleiche Form wie Gl. (7A). Für die gleiche Form von Gl. (8A) braucht nur die Gl. (2A) umgeschrieben zu werden.

$$i_1 = -\frac{h_{22}}{h_{21}} u_2 + \frac{1}{h_{22}} i_2 \tag{10A}$$

Der Koeffizientenvergleich von (7A) mit (9A) und (8A) mit (10A) liefert unmittelbar

$$\begin{matrix} a_{11} = -\frac{\Delta_h}{h_{21}} & a_{12} = -\frac{h_{11}}{h_{21}} \\ a_{21} = -\frac{h_{22}}{h_{21}} & a_{22} = -\frac{1}{h_{21}} \end{matrix}$$

oder allgemein

$$(a) = -\frac{1}{h_{21}} \begin{pmatrix} \Delta_h & h_{11} \\ h_{22} & 1 \end{pmatrix} \tag{11A}$$

Z. B. ergibt die Matrix (h_R) aus (6A)

$$(a_R) = \frac{1}{R} \begin{pmatrix} R & 0 \\ 1 & R \end{pmatrix} \tag{12A}$$

c) Im nächsten Schritt wird das Matrizen-Produkt

$$(a) (a_R)$$

gebildet. Auf die Regeln der Matrizen-Rechnung kann hier nicht eingegangen werden, jedoch sei ein recht bequemes Verfahren für die Produktbildung angedeutet. Man schreibt die zu multiplizierenden Matrizen in folgendem Schema

$$(a_R) = \begin{pmatrix} R & 0 \\ 1 & R \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{R}$$

$$(a) = -\frac{1}{h_{21}} \begin{pmatrix} \Delta_h & h_{11} \\ h_{22} & 1 \end{pmatrix} \begin{vmatrix} R\Delta_h + h_{11} & 0 + Rh_{11} \\ Rh_{22} + 1 & 0 + R \end{vmatrix} \cdot \frac{1}{h_{21}R}$$

und multipliziert jeweils die Spalten der oberen Matrix mit den Reihen der linken unteren so, wie zwei Vektoren skalar multipliziert werden. (Die Matrizen dürfen im übrigen nicht vertauscht werden!)

Das so erhaltene Produkt

$$(a)(a_R) = -\frac{1}{Rh_{21}} \begin{pmatrix} R\Delta_h + h_{11} & Rh_{11} \\ Rh_{22} + 1 & R \end{pmatrix} \quad (13A)$$

muß erneut multipliziert werden mit der Matrix (\tilde{a}) . Dies ergibt

$$(a)(a_R)(\tilde{a}) = (a^*) = \frac{1}{h_{21}\tilde{h}_{21}} \begin{pmatrix} (\Delta_h\tilde{\Delta}_h + h_{11}\tilde{h}_{21}) + \frac{h_{11}\tilde{\Delta}_h}{R}; (\Delta_h\tilde{h}_{11} + h_{11}) + \frac{h_{11}\tilde{h}_{11}}{R} \\ (\tilde{\Delta}_h h_{22} + \tilde{h}_{22}) + \frac{\tilde{\Delta}_h}{R} & ; (\tilde{h}_{11} h_{22} + 1) + \frac{\tilde{h}_{11}}{R} \end{pmatrix}$$

$$(a^*) = \begin{pmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* \end{pmatrix} \quad (14A)$$

Nun wird lediglich noch die (a^*) -Matrix auf die (h^*) -Matrix zurücktransformiert. Diese Transformation verläuft genau wie oben (Gl. 9A, 10A) skizziert. Es ist

$$(h^*) = \frac{1}{a_{22}^*} \begin{pmatrix} a_{12}^* & \Delta_a^* \\ -1 & a_{21}^* \end{pmatrix} \quad (15A)$$

Setzt man $a_{11}^*, a_{12}^*, a_{21}^*, a_{22}^*$ ein, erhält man schließlich die gewünschte (h^*) -Matrix, die hier ausgeschrieben werden soll

$$\begin{aligned} h_{11}^* &= h_{11} \left\{ 1 - \frac{\tilde{h}_{11}}{h_{11}} \cdot \frac{h_{12} h_{21}}{\left(1 + \tilde{h}_{11} h_{22} + \frac{\tilde{h}_{11}}{R}\right)} \right\} \\ h_{12}^* &= h_{12} \frac{\tilde{h}_{12}}{\left(1 + \tilde{h}_{11} h_{22} + \frac{\tilde{h}_{11}}{R}\right)} \\ h_{21}^* &= -h_{21} \frac{\tilde{h}_{21}}{\left(1 + \tilde{h}_{11} h_{22} + \frac{\tilde{h}_{11}}{R}\right)} \\ h_{22}^* &= \tilde{h}_{22} \left\{ 1 - \frac{h_{22}}{\tilde{h}_{22}} \tilde{h}_{12} \tilde{h}_{21} \frac{\left(1 + \frac{1}{Rh_{22}}\right)}{\left(1 + \tilde{h}_{11} h_{22} + \frac{\tilde{h}_{11}}{R}\right)} \right\} \end{aligned} \quad (16A)$$

Mit diesen Parametern können die Betriebseigenschaften der Schaltung berechnet werden.

Als Spezialfall sei angenommen, daß $(h) = (\tilde{h})$, so daß, wenn noch

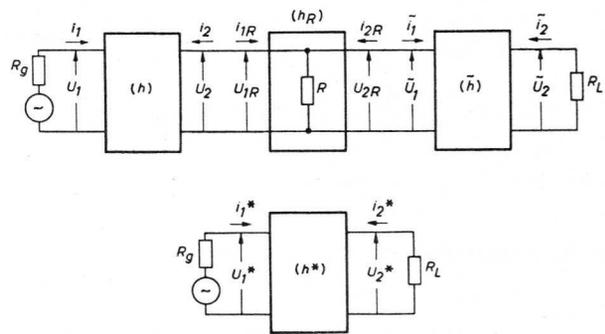


Abb. 1A Drei hintereinander geschaltete Vierpole und ihr zu berechnender Ersatz

$$H = \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} h_{22}} \text{ und } R' = \frac{1}{1 + h_{11} h_{22} + \frac{h_{11}}{R}} \quad (17A)$$

(dies ist die Parallelschaltung von R, h_{11} und $1/h_{22}$ bezogen auf h_{11}) eingeführt wird, die Parameter lauten

$$\begin{aligned} h_{11}^* &= h_{11} (1 - h_{11} h_{22} H R') \\ h_{12}^* &= h_{12}^2 R' \\ h_{21}^* &= -(h_{21})^2 R' \\ h_{22}^* &= h_{22} [1 - H (1 - R')] \end{aligned} \quad (18A)$$

Für den schon im Text angeführten Transistor OC 71 erhält man z. B. in der Emitterschaltung (im Arbeitspunkt $-U_{ce} = 2 \text{ V}; -I_c = 3 \text{ mA}$)

$$R' = \frac{1}{1,085 + \frac{h_{11}'}{R}} \quad 0 \leq R' \leq 0,92 \quad (19A)$$

$$\begin{aligned} h_{11}^* &= h_{11}' (1 - 0,035 R') \\ h_{12}^* &= (h_{12}')^2 R' \\ h_{21}^* &= -(h_{21}')^2 R' \\ h_{22}^* &= h_{22}' [1 - 0,41 (1 - R')] \end{aligned} \quad (20A)$$

Wie man sieht, ändern sich h_{11}^* und h_{22}^* gegenüber dem Fall von nur einer Transistorstufe sehr wenig. Die Spannungsrückwirkung wird sehr viel kleiner, jedoch die Stromverstärkungen haben sich nahezu multipliziert, vermindert um den Faktor R' . (R' kann Werte von $0 \dots 0,92$ annehmen.)

Das hier vorgeführte Beispiel scheint eines erheblichen Rechenaufwandes zu bedürfen. Bei Kenntnis der Matrizenregeln und der Transformationen der (h) -, (a) -, (y) -, (z) - usw. Matrix (es gibt dafür Tabellen) kommt man jedoch viel rascher zum Ziel, als wenn man die Betriebseigenschaften an Hand der Ersatzschaltbilder schrittweise ausrechnet.

2.A Transformation von (h) -Parametern und r -Werten

In der Basisschaltung Abb. 15, S. 18 gilt

$$\begin{aligned} r_e &= h_{11} (1 - H) - \frac{h_{12}}{h_{22}} & h_{11} &= r_e + r_b \frac{r_c - r_m}{r_c + r_b} \\ r_b &= \frac{h_{12}}{h_{22}} & h_{12} &= \frac{r_b}{r_c + r_b} \end{aligned}$$

$$r_c = \frac{1-h_{12}}{h_{22}} \quad -h_{21} = \frac{r_m+r_b}{r_c+r_b} \quad (21A)$$

$$r_m = -\frac{h_{12}+h_{21}}{h_{22}} \quad h_{22} = \frac{1}{r_c+r_b}$$

$$H = -r_b \frac{r_m+r_b}{r_e(r_c+r_b)+r_b(r_c-r_m)}$$

In der Emitterschaltung Abb. 16, S. 19 gilt

$$r_e = \frac{h_{12}'}{h_{22}'} \quad h_{11}' = r_b + r_e \frac{r_c}{r_c-r_m+r_e}$$

$$r_b = h_{11}'(1-H') - \frac{h_{12}'}{h_{22}'} \quad h_{12}' = \frac{r_e}{r_c-r_m+r_e}$$

$$r_c = \frac{1+h_{21}'}{h_{22}'} \quad h_{21}' = \frac{r_m-r_e}{r_c-r_m+r_e}$$

$$r_m = +\frac{h_{12}'+h_{21}'}{h_{22}'} \quad h_{22}' = \frac{1}{r_c-r_m+r_e}$$

$$r_c-r_m = \frac{1-h_{12}'}{h_{22}'} \quad (22A)$$

$$H' = r_e \frac{r_m-r_e}{r_b(r_c-r_m+r_e)+r_e r_c}$$

3.A Beispiel für instationäres Verhalten

Ein Schalter-Transistor werde mit kurzen Impulsen belastet (Impulsabstände sehr groß). Im ausgeschalteten Zustand sei die Verlustleistung vernachlässigbar klein. Das Übergangsverhalten (die innere Trägheit des Transistors) bleibe unberücksichtigt, so daß der zeitliche Verlauf der Kollektorverlustleistung Rechteckgestalt hat. Es sei also

$$N_{cw} = \begin{cases} N_{cw \max} & \text{für } 0 < t \leq \tau_i \\ \text{sonst} & 0 \end{cases} \quad (23A)$$

An Hand der Abb. 19c, S. 22 läßt sich schreiben

$$N_{cw} = C_w \frac{dT'}{dt} + \frac{T'-T_{Ugb}}{\kappa_2} \quad (24A)$$

wenn T' die Temperatur am „Wärmekondensator“ C_w ist. Dann läßt sich formal wie bei elektrischen RC-Netzwerken rechnen.

Man erhält die Lösung für das Einschalten

$$T' = T_{Ugb} + \kappa_2 N_{cw \max} \left(1 - \exp \left[-t/C_w \kappa_2 \right] \right)$$

Schließlich mit

$$T_j - T' = \kappa_1 N_{cw \max}$$

$$T_j = T_{Ugb} + \kappa_1 N_{cw \max} + \kappa_2 N_{cw \max} \left(1 - \exp \left[-t/C_w \kappa_2 \right] \right)$$

Die Kristalltemperatur setzt mit dem Wert

$$T_{Ugb} + \kappa_1 N_{cw \max}$$

ein und wächst dann wie bei einer Kondensatoraufladung an. Nach dem Ausschalten geht die Temperatur wieder auf T_{Ugb} zurück. Abb. 2A soll den Verlauf von T_j andeuten.

Im Abschalt Augenblick ($t = \tau_i$) hat T_j ein Maximum, es ist daher

$$T_j \max - T_{Ugb} = N_{cw \max} \left\{ \kappa_1 + \kappa_2 \left(1 - \exp \left[-\tau_i/C_w \kappa_2 \right] \right) \right\}$$

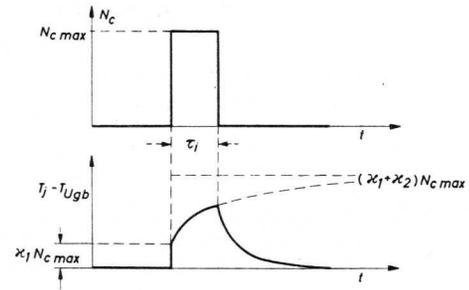


Abb. 2A Temperaturverlauf bei impulsbelastetem Transistor (Skizze)

bzw. die maximale Kollektorverlustleistung

$$N_{cw \max} = \frac{T_j \max - T_{Ugb}}{\kappa_1 + \kappa_2 \left(1 - \exp \left[-\tau_i/C_w \kappa_2 \right] \right)} \quad (25A)$$

Der Vergleich mit Gl. (27) ergibt folgendes:

Falls κ_1 hinreichend klein gegenüber κ_2 und $\tau_i \ll C_w \kappa_2$ ist, kann man bei gegebener maximaler Kristalltemperatur $T_j \max$ den Transistor viel höher belasten.

Dies ändert sich auch nicht, wenn N_c kontinuierlich anwächst und wenn das Übergangsverhalten in Rechnung gestellt wird. Die Rechteckform der Verlustleistung ist der ungünstigste Fall, der eintreten kann.

Lediglich über die Größen von κ_1 und κ_2 kann nur sehr schwer etwas ausgesagt werden. Für genauere Rechnungen muß evtl. das Schaltbild Abb. 19c durch ein weiteres κC_w -Glied ergänzt werden. Wie aber schon die Gl. (25A) zeigt, kommt κ_1 primär in Rechnung, da selbst für $\tau_i \rightarrow 0$ immer noch κ_1 im Nenner stehen bleibt und $N_{c \max}$ begrenzt.

4.A Berechnung der Gleichstrom-Stabilisierung

Bei Differentiation der Gl. (22) auf S. 20 nach T_j und Verwenden der Gln. (23) und (24) erhält man

$$\frac{d(-U_{be})}{dT_j} = \left[R_{bb'}(1-\alpha) + \frac{U_T}{I_e + I_{e0}} \right] \frac{dI_e}{dT_j} + \frac{U_T}{T_j} \ln \left(1 + \frac{I_e}{I_{e0}} \right) - R_{bb'} c_c (-I_{c0}) - c_e \frac{U_T I_e}{I_e + I_{e0}}$$

$$\frac{d(-I_c)}{dT_j} = \alpha \frac{dI_e}{dT_j} + c_c (-I_{c0})$$

Es ist zweckmäßig, folgende Ersetzungen einzuführen:

$$\frac{I_e + I_{e0}}{I_{e0}} = M \quad (M \text{ kann eine sehr große Zahl sein})$$

$$\frac{U_T}{I_{e0}} = r_0 \quad (\text{Dies ist der differentielle Widerstand der Emitter-Diode im Nullpunkt } U_{eb'} = 0)$$

$$-I_{c0} \approx \alpha I_{e0} \quad (\text{Diese Beziehung läßt sich aus dem Ersatzschaltbild herleiten})$$

$$c_c \approx c_e \quad (\text{die Koeffizienten von Gl. (23) und (24a) sind im allgemeinen nur wenig voneinander verschieden})$$

Mit diesen Ersetzungen ergibt sich

$$\frac{d(-U_{be})}{dT_j} = \left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right) \left[B \frac{d(-I_c)}{dT_j} - A \Theta \right]$$

$$\frac{d(-I_c)}{dT_j} = \alpha \frac{dI_e}{dT_j} + (1-\alpha) \Theta$$

mit $\Theta = \frac{\alpha}{1-\alpha} c_e I_{e0}$ (26A)

$$A = R_{bb'} + r_\theta \left(1 - \frac{1}{c_e T_j} \ln M \right)$$

$$B = R_{bb'} + \frac{r_\theta}{(1-\alpha) M}$$

In der Schaltung Abb. 21a, S. 26 gilt

$$U_\theta = R' I_b + U_{be} - I_e R_e$$

$$= R' (-I_c) - (-U_{be}) - (R' + R_e) I_e$$
(27A)

bzw. mit $U_\theta = \text{const.}$ und nach T_j differenziert

$$R' \frac{d(-I_c)}{dT_j} - \frac{d(-U_{be})}{dT_j} - (R' + R_e) \frac{dI_e}{dT_j} = 0$$

Nach Einsetzen der Gln. (26A) erhält man

$$\frac{d(-I_c)}{dT_j} = \varrho_j = \Theta \frac{A + P}{B + Q}$$
(28A)

P und Q enthalten nur Schaltungsgrößen, und zwar ist hier in der Schaltung Abb. 21a

$$P = R' + R_e$$

$$Q = R' + \frac{1}{1-\alpha} R_e \approx R' + \alpha' R_e$$

Mit $R' = 0$; $1/(1-\alpha) = 50$ z. B. (dies ist etwa α') ist Q 50mal größer als P, so daß, falls A und B hinreichend klein gegenüber P und Q sind, auch ϱ_j klein ist und damit die Schaltung stabilisiert wird.

A und B hängen vom Emitter- bzw. Kollektorgleichstrom ab, worauf noch eingegangen werden wird.

Für Θ kann man näherungsweise setzen

$$\Theta \approx \alpha' c_e I_{e0} \approx c_c' (-I_{c0})$$
(29A)

Bei den Schaltungen Abb. 21b und 21c auf S. 26 kann man entsprechend verfahren. Es ändern sich nur die Werte von P und Q.

In der Schaltung Abb. 21b wird R' aus Abb. 21a ersetzt durch

$$\left(R' + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

so daß $P = R' + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_e$

$$Q = R' + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_e}{1-\alpha} \approx R' + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \alpha' R_e$$

wird. Hier bleibt, wenn $R' = 0$ gesetzt wird, der Widerstand

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

stehen.

Damit dieser klein werde, muß der Querstrom über dem Spannungsteiler genügend groß sein.

In der Schaltung Abb. 21c gilt

$$U_\theta = I_c R_L + I_b R'' + U_{be} - I_e R_e$$

$$(R'' - R_L) \frac{d(-I_c)}{dT_j} - \frac{d(-U_{be})}{dT_j} - (R'' + R_e) \frac{dI_e}{dT_j} = 0$$

Indem man wieder die Gln. (26A) verwendet, erhält man

$$P = R'' + R_e$$

$$Q = R'' + \frac{R_e + \alpha R_L}{(1-\alpha)} \approx R'' + \alpha' (R_e + R_L)$$

Im ersten Fall $R_e = 0$ ist

$$P = R''$$

$$Q \approx R'' + \alpha' R_L$$

wobei R'' durch Kollektorspannung und Basisgleichstrom festliegt. Die Stabilisierungswirkung wächst daher mit R_L . Im zweiten Fall, wenn kein Gleichstrom-Arbeitswiderstand vorhanden ist und dafür R_e eingesetzt wird, ist

$$P = R'' + R_e$$

$$Q = R'' + \frac{R_e}{(1-\alpha)} \approx R'' + \alpha' R_e$$

Wegen des im allgemeinen großen Widerstandes R'' ist diese Schaltung nur bei sehr großem Widerstand R_e wirksam.

Der ungestabilisierte Fall in Abb. 22 läßt sich sofort aus Abb. 21a herleiten, wenn $R_e = 0$ gesetzt wird. Dann ist

$$P = Q = R_v$$

Die Berechnung des Faktors λ erfolgt mit

$$\lambda = \frac{dN_c}{dT_j}$$

durch Bilden von

$$N_c = U_{ce} I_c$$

$$U_{ce} = U_\theta - I_c R_L + I_e R_e$$

und Differentiation nach T_j , wodurch man erhält

$$\lambda = \left[(-U_\theta) - 2 \left(R_L + \frac{R_e}{\alpha} \right) (-I_c) + \frac{1}{\alpha} R_e (-I_{c0}) \right] \varrho_j + c_c \frac{R_e}{\alpha} (-I_c) (-I_{c0})$$

und näherungsweise ($-I_{c0}$ hinreichend klein)

$$\lambda = \left[(-U_\theta) - 2 (R_L + R_e) (-I_c) \right] \varrho_j$$
(30A)

Dies gilt für alle Schaltungen.

λ durchläuft eine Nullstelle bei

$$-I_c \approx \frac{(-U_\theta)}{2 (R_L + R_e)}$$

Dies ist im allgemeinen der Arbeitspunkt im A-Verstärkerbetrieb, worauf beim Stabilitätsproblem noch eingegangen werden wird.

5.A Zum Problem der Streuungen und Sicherheiten

Die Angaben der Fertigungsstreuungen im Hinblick auf die Betriebssicherheit der Transistorschaltungen sind aus mehreren Gründen problematisch.

Dazu mögen einige Betrachtungen angestellt werden. Hat man z. B. eine endliche Zahl von Exemplaren zur Verfügung und untersucht eine ihrer Eigenschaften, so wird die entstehende Verteilungsfunktion nicht immer stetig sein – die Funktionen sind nicht „glatt“ und können sich überdies ändern, wenn man ein neues begrenztes Kollektiv gleicher Art untersucht. Dies gilt ganz allgemein für statistische Aussagen. Es gibt in der Mathematik Möglichkeiten, auch etwas über die „Glaubwürdigkeit“ einer ermittelten Verteilungsfunktion auszusagen. Der „Glaubwürdigkeitsgrad“ ist aber in der Praxis durchaus auch abhängig von der Art der untersuchten Dinge, da diese vielfach „nicht natürlich“ streuen. Es ist schon z. B. denkbar, daß die Größen von 100 aufgelesenen Blättern eines Baumes eine glattere Verteilungsfunktion ergeben als von 100 aufgelesenen Steinen, und daß sich dieses Bild bei weiteren 100 Exemplaren – voneinander verschieden – ändert.

Die Erfahrung hat gezeigt, daß bei Transistoren eine sehr große Zahl von Exemplaren untersucht werden muß, damit eine hinreichende „Glaubwürdigkeit“ entsteht. Für die statischen Kenndaten müssen weiterhin bei jeder Betriebseinstellung mit festen Spannungen, z. B. U_{ce} , U_{be} die Verteilungen für I_c und I_b gemessen werden, da die Verteilungen sich erfahrungsgemäß von Einstellung zu Einstellung ändern.

Will man außerdem den Korrelationsfaktor bestimmen, muß die Zahl der Messungen noch bedeutend höher sein. Die notwendige Zahl wächst – wie die Theorie ergibt – mit abnehmendem Korrelationsfaktor.

Es hat sich jedoch gezeigt, daß die vollständige Lösung der Korrelationsaufgabe bei Transistoren gar nicht sinnvoll ist. Der Sinn einer Korrelation besteht nämlich darin, festzustellen, ob Zusammenhänge überhaupt bestehen, auch wenn diese nur gering sind. Für die praktischen Anwendungen der Transistoren dürften jedoch nur Korrelationsfaktoren interessieren, die in der Nähe von 1 liegen. Dies ist aber meist nicht der Fall, so daß für die Praxis die Korrelation bei Transistoren nicht viel Nutzen bringt.

Ein Beispiel für die erforderliche Zahl von Messungen möge die summarischen Schwierigkeiten bei der Erfassung der Streuungen andeuten. Ein Transistor habe eine Eigenschaft a sowie eine Streuverteilung $f(a)$, die sich von Betriebseinstellung zu Betriebseinstellung ändern kann.

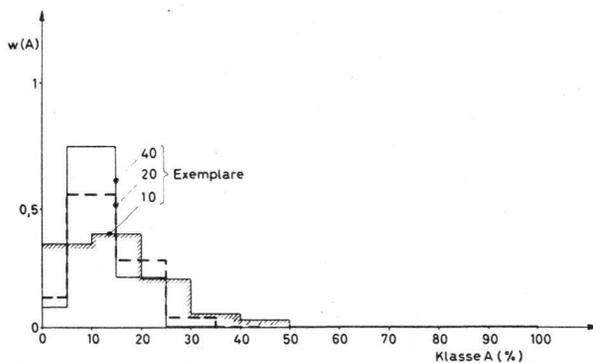


Abb. 3A Wahrscheinlichkeit für das Herausgreifen von Transistoren, von denen bei unendlich vielen Exemplaren 10% die Eigenschaft A haben

Man weiß von dem Transistortyp, daß 10% einer Klasse A zuzuschreiben sind. Die Transistoren sollen in einer Verstärkerschaltung mit zwei Transistoren in fünf Betriebseinstellungen geprüft werden. Damit auch wirklich 10% Klasse A Transistoren herausgegriffen werden, muß die gewählte Teilzahl aus dem Kollektiv genügend groß sein. Abb. 3A zeigt die bei Herausgreifen von 10, 20 und 40 Exemplaren errechnete Wahrscheinlichkeit, 10%, 20% usw. Transistoren der Klasse A zu erhalten. Wie man sieht, hat bei 40 Transistoren die Wahrscheinlichkeit, z. B. 15 bis 25% Klasse A Exemplare herauszugreifen, immer noch den Wert 0,2. Man wird also wenigstens vielleicht 100 Transistoren benötigen, damit sich die 10% und damit auch die Gestalt der Verteilungsfunktion $f(a)$ genügend genau herausbilden. Werden nun 100 Transistoren in allen möglichen Besetzungen der beiden Verstärkerstufen geprüft, dann erhält man

$$5 \cdot V_{100}^2 = \frac{n!}{(n-2)!} = 5 = 49\,500$$

Messungen. (Variation ohne Wiederholung.)

Dies ist ein sehr krasses Beispiel, es zeigt aber, daß exakte Definitionen und Festlegungen von erschöpfenden Maßstäben zuzulassender Streuungen sehr schwierig sind.

Dies trifft auch besonders die Grenzdaten, da diese nicht nur von Gesichtspunkten der Zerstörung des Transistors, sondern auch von Fragen des betriebssicheren Arbeitens in den Schaltungen beeinflusst werden.

Wenn man bei einem Transistor z. B. die angelegte Kollektorspannung steigert, wird es bei gegebenem Material theoretisch einen definierten Wert geben, bei welchem sich irreversible Änderungen der Transistoreigenschaften ergeben. Bei dieser Spannung nimmt der differentielle Widerstand einen gewissen kleinen Wert an („Zener“- oder „collector-breakdownvoltage“). Diese Spannung ist in der Praxis infolge von Oberflächeneffekten usw. kleiner als die theoretisch ermittelte. Außerdem hat sie zwischen Kollektor und Basis (bei offenem Emitter) einen anderen Wert als zwischen Kollektor und Emitter (bei offener Basis). Wenn nun diese Spannung experimentell festgestellt werden soll, sind sehr viele Messungen für eine Werteverteilung notwendig. Man erhält einerseits den mittleren Wert und andererseits Angaben für die Fertigungsstreuungen. Bei der Veröffentlichung von Grenzdaten jedoch wird die Wahl, ob das eine oder andere angegeben werden soll, vor allem eine Frage der Betriebssicherheit sein. Dabei können folgende Gesichtspunkte besonders in Erscheinung treten.

- Die Betriebssicherheit soll bis zu einem gewissen Maximalwert der Umgebungstemperatur noch gewährleistet sein.
- Die Transistoren sollen in Emitter-Basis- bzw. Kollektor-Schaltung in gleicher Weise betriebssicher verwendet werden können.
- Schließlich wird man bei den noch nicht abgeschlossenen „Anwendungserfahrungen“ einen genügenden Sicherheitsabstand von den in den Prüffeldern ermittelten Maximalwerten haben wollen.

Es ist dann sehr schwierig, das Maß für Sicherheiten zu definieren und festzulegen. Im Hinblick auf die Anwendungen in seriengefertigten Geräten ist man noch immer bemüht, den Sicherheitsfaktor sehr groß zu halten. Daher kann es vorkommen, daß die wahren Eigenschaften eines Transistors in vielen Schaltungen nicht voll ausgenutzt werden.

Dies sind die Gründe, warum einerseits die Grenzdaten der Transistoren oft sehr „vorsichtig“ anmuten, andererseits die Angaben der Streuungen vielfach noch nicht erschöpfend sind.

p-n-p-Flächentransistoren

– Kompendium –

Teil II

Während im ersten Teil dieses Kompendiums vorwiegend die Grundlagen der Transistortechnik behandelt wurden, soll in diesem Aufsatz ein summarischer Überblick über die Transistor-Anwendungen gegeben werden. Diese Anwendungen sind heute bereits so zahlreich, daß es nicht möglich ist, eine vollständige Darstellung aller bereits in Gebrauch gekommenen Transistor-Schaltungen zu geben, ohne den Charakter dieser Arbeit — ein Kompendium — zu beeinträchtigen. Aus diesem Grunde kann auch der Gang der Schaltungsdimensionierungen nur angedeutet werden. Mit Hilfe der Grundlagen des ersten Teiles wird es jedoch leicht möglich sein, den Entwicklungsgedanken zu folgen und dann auch ähnliche oder gänzlich neue Schaltungen zu entwerfen.

Die Anwendungsbeispiele begründen sich auf zum Teil unveröffentlichte Arbeiten von

van Abbe, Bikker, Bom, de Bruin, le Can, Cock, Cripps, Nieveen van Dijkum, Donati, Dorn, Dubbelmann, Ebbinge, Edwards, Haidekker, Hooker, Kreh, Lembke, Light, Morgan, Neeteson, Neidhardt, Notten, Rongen, Rusche, Sips, Stephenson, Wagner, Weitzsch, Westendorf, Wolfendale.

Verzeichnis der Abschnitte

Teil II (Anwendungen)

	Seite
4	Der Transistor in NF-Verstärkeranwendungen 55
4.1	Verstärker für kleine Signale 56
4.1.1.	Transistor-Hörhilfen 56
4.1.2.	Mikrofonvorverstärker mit hoher Spannungsverstärkung 58
4.2	Verstärker für große Signale 61
4.2.1.	Klasse A Endstufen 61
4.2.2.	Gegentakt-Endstufen 63
4.2.3.	NF-Verstärker für transportablen Schallplattenspieler 67
4.2.4.	Gemischt bestücktes Batteriegerät 68
4.3	Oszillatorschaltungen 71
4.3.1.	Rückkopplungsschaltungen 71
4.3.2.	RC-Sinus-Generator 72

	Seite	
5	Der Transistor in HF-Anwendungen	74
5.1	Ersatzschaltbild	75
5.2	ZF-Verstärkerstufe	77
5.3	Mischstufen	83
5.3.1.	Mischstufe mit separatem Oszillator	85
5.3.2.	selbstschwingende Mischstufe	86
6	Der Transistor als gesteuerter Schalter	87
6.1	Allgemeine Gesichtspunkte	87
6.1.1.	Schaltstellungen	87
6.1.2.	Restströme	89
6.1.3.	Thermische Stabilität	90
6.1.4.	Übergangsverhalten	92
6.2	Schmitt-Trigger	94
6.3	Multivibrator-Schaltungen	95
6.3.1.	Zwei bistabile Multivibrator-Schaltungen	95
6.3.2.	Astabiler Multivibrator	98
6.4	Gleichspannungswandler	99
6.4.1.	Eintakt-Gleichspannungswandler	101
6.4.2.	Gegentakt-Gleichspannungswandler	106
Anhang		
6.A	Einige Anmerkungen zur Theorie des HF-Ersatzschaltbildes	111

Der erste Teil des Kompendiums enthielt nachstehend angeführte Abschnitte

Teil I (Grundlagen)

1	Einleitung
2	Der Transistor als aktives Schaltelement
2.1	Aufbau und elektrische Eigenschaften
2.2	Kennlinienfelder, Ersatzschaltbilder und Begriffe
2.3	Temperaturabhängigkeit der elektrischen Eigenschaften
2.4	Gleichstrom-Stabilisierung und thermische Stabilität
2.5	Streuungen der statischen und dynamischen Kennwerte
3	Allgemeine Gesichtspunkte für NF-Verstärker-Anwendungen
3.1	Transformator- und RC-Kopplung
3.2	Arbeitspunkteinstellungen
3.3	Formeln für NF-Endstufen
3.4	Gegenkopplung
3.5	Rauschen

p-n-p-Flächentransistoren – Kompendium –

Teil II

Es ist zweckmäßig, dem Entwurf und der Dimensionierung von Transistor-Schaltungen zwei Fragen voranzustellen:

- a) Soll das zu entwerfende Gerät eine für einen bestimmten Zweck einmalige Ausführung sein oder ein für die Serienfertigung geeignetes Gerät werden; und
- b) Kommt es bei dem Gerät auf einen guten (allgemeinen) Wirkungsgrad, d. h. auf ein gutes Verhältnis von nutzbarer zu aufgenommener elektrischer Leistung an oder spielt letztere keine wesentliche Rolle.

Die erste Frage bezieht sich auf die Exemplarstreuungen des Transistors, auf welche bei Seriengeräten besonders Rücksicht genommen werden muß. Die dazu erforderlichen Maßnahmen hängen aber zugleich mit der Lösung allgemeiner Stabilisierungsprobleme zusammen, wobei sich zeigt, daß auch bei Einzelgeräten, z. B. bei irgendeiner Regel- oder Steuereinrichtung ähnliche Gesichtspunkte zu beachten sind. Auch ein Einzelgerät wird in der Regel betriebsstabil (gegenüber Änderungen der Umge-

bungstemperatur und der Betriebsverhältnisse) sein müssen. Die in diesem Heft beschriebenen Anwendungen sollen daher allgemein unter dem Gesichtspunkt einer möglichen Serienfabrikation für den Einsatz beliebiger Exemplare des jeweiligen Transistortyps behandelt werden. An dieser Stelle sei — um einem verbreiteten Irrtum zu begegnen — das in Teil I, S. 34 Gesagte wiederholt: Die Streuungen der Transistoren wirken sich nicht auf die Betriebssicherheit des gerade verwendeten Transistors aus. Das einmal gefertigte Exemplar behält seine Eigenschaften mit erstaunlicher Konstanz über die Lebensdauer, so daß man ihn unter diesem Blickwinkel als sehr betriebssicheres Element ansehen kann.

Die zweite Frage bezieht sich auf die oft vorkommende Möglichkeit, Schaltungseigenschaften auf Kosten des Wirkungsgrades zu verbessern. Bei dem derzeitigen Stande der Transistortechnik begründen sich jedoch die meisten Anwendungen auf den Batteriebetrieb bei möglichst kleiner Stromaufnahme, weshalb die zu erörternden Schaltungen durchweg auch unter der Maßgabe eines guten Wirkungsgrades betrachtet werden sollen.

4 Der Transistor in NF-Verstärkeranwendungen

Bei NF-Verstärkeranwendungen ist es praktisch möglich, den Transistor als Vierpol mit ausschließlich reellen Größen zu behandeln. Ein Maß für die Grenze dieser Möglichkeit gibt die sogenannte „Grenzfrequenz“. Dies ist jene Frequenz, bei der der Betrag der Kurzschluß-Stromverstärkung für kleine Signale a (bzw. h_{21}) auf den Wert $1/\sqrt{2}$ bezogen auf den Wert bei einer niedrigen Frequenz (in der Regel 1000 Hz) abgesunken ist. Man kann die Abnahme abschätzend durch Einführen einer der Emitter-Diode parallelgeschalteten Kapazität $C_{eb'}$ beschreiben. Bei

kleinem Signal genügt für die Berechnung das Ersatzschaltbild in Abb. 36. $r_{eb'}$ stellt den differentiellen Widerstand der Emitter-Diode dar, $r_{bb'}$ den ohmschen Widerstand zwischen Basisanschluß und Basis-schicht. Aus dem Schaltbild läßt sich ablesen

$$\frac{i_e^*}{i_e} = 1 + j\omega C_{eb'} r_{eb'} \quad (91)$$

wobei i_e^* die Summe der durch $r_{eb'}$ und $C_{eb'}$ fließenden Teilströme ist. Die dynamische Kurzschluß-

Stromverstärkung der Basisschaltung ist dann

$$\frac{i_c}{i_e^*} = -\alpha$$

und bei kleiner Frequenz ($f \rightarrow 0$, $i_e^* = i_e$)

$$\frac{i_c}{i_e} = -\alpha_0$$

Man erhält mit Gl. (91)

$$\frac{\alpha}{\alpha_0} = \frac{1}{1 + j\omega C_{eb'} r_{eb'}}$$

sowie den Betrag

$$\left| \frac{\alpha}{\alpha_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{eb'}^2 r_{eb'}^2}}$$

Definitionsgemäß soll für $\omega \rightarrow \omega_g$ (Grenz-Kreisfrequenz), oder auch $f \rightarrow f_g$ gelten

$$\left| \frac{\alpha}{\alpha_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

so daß mit

$$\omega_g = \frac{1}{C_{eb'} r_{eb'}}; \quad \omega_g = 2\pi f_g \quad (92)$$

$$\frac{\alpha}{\alpha_0} = \frac{1}{1 + j(\omega/\omega_g)} = \frac{1}{1 + j(f/f_g)} \quad (93)$$

folgt. Dies ist eine der Erfahrung entsprechende Beziehung, die für etwa $f < f_g$ recht gut den Abfall der Stromverstärkung beschreibt. f_g bezieht sich auf die Basisschaltung¹⁶⁾; die Grenzfrequenz der Emitterschaltung ergibt sich nach Umrechnung mit Hilfe der Gln. (18), S. 19 annähernd zu

$$f_g' \approx \frac{\alpha_0}{\alpha_0'} f_g \quad (94)$$

Sie ist, da $\alpha_0' \gg \alpha_0$ ist, sehr viel niedriger als die Grenzfrequenz der Basisschaltung. Bei Transistortypen für NF-Anwendungen beträgt die Grenzfrequenz f_g' in der Regel

$$f_g' \approx 10 \dots 15 \text{ kHz}$$

Die wirksame Grenzfrequenz einer Stufe wird jedoch durch die ohnehin im allgemeinen unentbehrlichen Gegenkopplungsmaßnahmen vergrößert, so

¹⁶⁾ Die Zuordnung von f_g zur Basisschaltung sollte man lediglich als Bezeichnungsweise ansehen. Die Verwendung der Größe f_g kann bei der Berechnung bestimmter Eigenschaften in allen möglichen Schaltungen vorteilhaft sein.

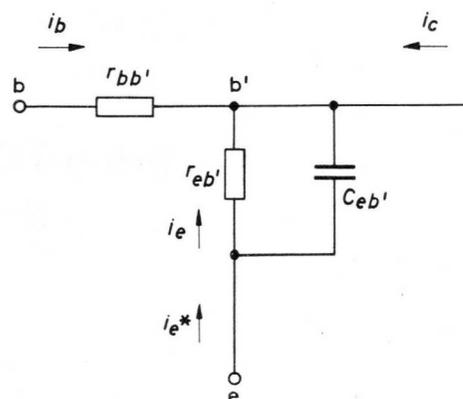


Abb. 36 Ersatzschaltbild für die Berechnung der Abnahme der Stromverstärkung mit der Frequenz

daß der Transistor in praktischen Schaltungen für Tonfrequenz dann als frequenzunabhängiges Schaltelement behandelt werden kann.

4.1 Verstärker für kleine Signale

4.1.1. Transistor-Hörhilfen

Es war eine natürliche Entwicklung, daß der Transistor auf Grund der kleinen äußeren Abmessungen seinen ersten serienmäßigen Einsatz in Schwerhörigengeräten (den sogenannten „Hörhilfen“) fand. Inzwischen gibt es auch für diesen Zweck spezielle Miniatur-Transistoren. Die Typen OC 65 und OC 66 haben ein winziges Gehäuse von nur $3 \times 4 \times 7$ mm. Dabei lag (und liegt auch heute noch) die Entwicklung von kleinen Transistoren und kleinen zugehörigen Schaltelementen in einem regelrechten „Wettstreit“, der u. a. auch die Entscheidung der schon in Teil I, S. 35 angeschnittenen Frage, ob Transformator- oder RC-Kopplung vorzuziehen ist, erschwert. Die Transformatorkopplung gestattet es, mit sehr kleinen Speisespannungen (z. B. 1,2 V) auszukommen. Die RC-Kopplung vermeidet die im Vergleich zu den winzigen Transistoren recht klobigen Transformatoren, sie bedingt jedoch in der Regel eine weitere Verstärkerstufe und meist eine etwas höhere Batteriespannung. (Siehe auch die Betrachtungen in Teil I, S. 35).

Die Abb. 37 und 38 zeigen je eine den beiden Fällen entsprechende Schaltung. Auf die für Hörgeräte notwendigen Eigenschaften hinsichtlich akustischer Leistungsverstärkung und ihren Bezug zur elektrischen Leistungsverstärkung u. a. m. kann hier nicht eingegangen werden. Die Schaltungen sollen lediglich als Beispiele für die Auslegung von Kleinsignal-

Verstärkern dienen. Es mag der Hinweis genügen, daß bei den für diesen Zweck entwickelten Mikrofonen und Hörern eine elektrische Leistungsverstärkung von etwa 75 dB hinreichend ist.

TRANSFORMATOR-GEKOPPELTES HÖRGERÄT

Das transformator-gekoppelte Hörgerät (s. Abb. 37) ist schaltungstechnisch etwas unübersichtlich, geht jedoch im Prinzip nicht über die schon im ersten Teil erörterten Grundschaltungen hinaus.

Die drei Transistoren arbeiten in Emitterschaltung. Die beiden ersten Stufen sind mit Widerständen R_6 , R_7 bzw. R_{10} bei konstanter Basisspannung gleichstrom-stabilisiert, d. h. nach dem Prinzip der Abb. 21 b, S. 26 (Gleichstrom-Seriengegenkopplung). Den Widerständen R_4 und R_8 sind NTC-Widerstände parallelgeschaltet, wodurch eine sehr wirksame Stabilisierung des Arbeitspunktes gegenüber Änderungen der Umgebungstemperatur erreicht wird. Eine Stabilisierung der als A Verstärker geschalteten Endstufe ist hier nicht erforderlich, da der relative Einfluß des Kollektorreststromes $-I_{c0}'$ gering ist, und nur kleine Verlustleistungen (und daher niedrige Kristalltemperaturen) auftreten. Eine gewisse Stabilisierung erfolgt über R_{13} je nach Größe von R_{15} (Gleichstrom-Parallelgegenkopplung).

Ein Hörgerät muß mit einer guten dynamischen Gegenkopplung versehen werden, um einerseits gute Übertragungseigenschaften zu garantieren und andererseits die Leistungsverstärkung gegenüber Exemplarstreuungen sowie Änderungen der Umgebungstemperatur zu stabilisieren, was bei den kleinen Einstellströmen sehr wichtig ist. Im Prinzip gäbe es eine ganze Reihe von Gegenkopplungsmöglichkeiten. Die hier gezeigte Schaltung enthält folgende Gegenkopplungen:

- Seriengegenkopplung in der ersten Stufe über den nur teilweise überbrückten Emitterwiderstand, also über R_7
- Zugleich als Lautstärkerregelung wirkende Parallelgegenkopplung über R_2/C_1

(Durch diese Art Lautstärkerregelung wird übrigens erreicht, daß das Signal-Rausch-Verhältnis Q von der Größe der Leistungsverstärkung unabhängig bleibt. Bekanntlich ist das Signal-Rausch-Verhältnis von der Anpassung des Transistoreingangs an die Quelle abhängig. Mit wachsender Parallelgegenkopplung wird der Eingangswiderstand kleiner und der dem Transistor erscheinende Generatorinnenwiderstand größer. Der Q -Wert bleibt dann annähernd konstant.)

Eine weitere Gegenkopplung erfolgt in der zweiten und dritten Stufe über R_{12} , L_3 , also über zwei Stu-

fen hinweg. Das Zusammenwirken der Gleich- und Wechselstrom-Gegenkopplungen ist in dieser Schaltung so wirksam, daß einerseits die Transistoren bei sehr kleinen Ruhestromen und Spannungen betrieben werden können, andererseits die Verstärkung praktisch unabhängig von Änderungen der Betriebsbedingungen ist. Die für stabilen Betrieb erforderlichen Gegenkopplungs- und Stabilisierungsmaßnahmen sind bei Transistoren meist größer, als bei ähnlichen Schaltungen mit Elektronenröhren. Immerhin wird in der Schaltung Abb. 37 erreicht, daß sich die Leistungsverstärkung bei Änderungen

der Umgebungstemperatur zwischen 15 und 35 °C, der Batteriespannung zwischen 1,1 und 1,3 V, sowie bei Austausch der Transistoren

um weniger als ± 2 dB ändert. Der dreistufige Verstärker liefert eine elektrische Leistungsverstärkung von 81 dB, welche für Hörgeräte voll ausreicht.

Als Mikrofon ist ein elektromagnetischer Typ mit einer Impedanz von 1000 Ω (bei 1000 Hz) und als Hörer ebenfalls ein elektromagnetischer Typ mit einer Impedanz von 270 Ω (bei 1000 Hz) und einem Gleichstromwiderstand von 90 Ω gedacht. Eine einfache Klangregelung bildet der Kondensator C_6 in Verbindung mit dem Geräteschalter.

Die Kollektorruheströme sind relativ klein gewählt (vergl. S. 36, 37), sie betragen

Eingangsstufe	: 0,5 mA
Treiberstufe	: 0,35 mA
Endstufe	: 3,0 mA

Der Ruhestrom der Endstufe wird mit Hilfe des Widerstandes R_{13} einmalig eingestellt. Der Widerstand R_{15} begrenzt die maximale Ausgangsleistung $N_{o \max}$. Es ist für

R_{15}	=	0	120	390	1000	Ω
$N_{o \max}$	=	1,2	0,5	0,2	0,05	mW

Die Stromaufnahme des kleinen Gerätes beträgt nominell 4,6 mA bei einer Ausgangsleistung von 1,2 mW, wobei der Klirrfaktor $\leq 5\%$ ist.

RC-GEKOPPELTES HÖRGERÄT

Die Schaltung des RC-gekoppelten Hörgerätes in Abb. 38 ist in gleicher Weise wie die dreistufige Schaltung mit weitreichenden Stabilisierungsmaßnahmen versehen. Die Seriengegenkopplung über drei Stufen ist wegen der Phasendrehungen von Stufe zu Stufe im allgemeinen problematisch. Sie ist hier auf Grund der relativ kleinen Widerstände R_7 , R_{11} noch angängig und wird hier deshalb durchgeführt, weil der Leistungsverlust kleiner ist, als bei einzelnen Gegenkopplungen in jeder Stufe. Die Eingangsstufe hat über R_2 eine Parallelgegenkopplung.

R_2 wirkt zugleich als Gleichstromstabilisierung. Der Anschluß des Mikrofons am Emitter des ersten Transistors anstatt an Masse erspart einen Überbrückungskondensator für R_4 .

Die Kollektorruhestrome sind auch hier sehr klein gewählt, sie betragen

- 1. und 2. Stufe : 0,3 mA
- Treiberstufe : 0,5 mA
- Endstufe : 2,0 mA

Der Kollektorruhestrom der Endstufe wird durch Wahl des Widerstandes R_{13} (nominell 56 k Ω) einmalig eingestellt.

Als Hörer dient ein Typ mit einer Impedanz von 1 k Ω (bei 1000 Hz) und einem Gleichstromwiderstand von 250 Ω . Die Leistungsverstärkung beträgt 73 dB \pm 3,5 dB. Sie kann auf 77 dB erhöht werden, wenn R_{14} auf 1 Ω reduziert wird.

4.1.2. Mikrofonvorverstärker mit hoher Spannungsverstärkung

Wenngleich der Transistor quasi „von Natur aus“ ein leistungs- bzw. stromverstärkendes Element ist, sind auch Anwendungen als Spannungsverstärker möglich. Die im folgenden gezeigte Schaltung weicht auch noch in anderen Punkten von dem „Normalgebrauch“ des Transistors ab, weshalb sie hier etwas ausführlicher behandelt werden soll.

Wie schon in Teil I, S. 34 (Anm. 14) angedeutet wurde, gibt es Aufgaben, bei denen der Transistor die Elektronenröhre auch dann mit Vorteil ersetzen kann, wenn es nicht auf den Batteriebetrieb ankommt. Diesen Fall gibt es z. B. bei Vorverstärkern für stationäre Röhrenverstärker. Die Vorverstärkerelemente sollen dazu räumlich sehr klein, rausch-, mikrofonie- und brummarm sein, außerdem möchte man sie an der bereits vorhandenen (hohen) Anodengleichspannung betreiben.

Abb. 39 zeigt eine vorläufige Lösung dieser Aufgabe mit dem rauscharmen Transistor OC 70 bei einer Speisespannung von 250 V. Der Transistor arbeitet in der Emitterschaltung, da die Emitterschaltung die größte Spannungsverstärkung liefern kann. Die Verstärkerstufe ist für ein Mikrofon mit einer kleinen Impedanz von 30...50 Ω gedacht. Eine Schwierigkeit bildet die Konstanzhaltung der Kollektor-Emitter-Gleichspannung bei Austausch der Transistor-exemplare. Das Problem ist jedoch durch relativ einfache Maßnahmen zu lösen, wie im folgenden gezeigt werden wird.

Denkt man sich in der Schaltung Abb. 39 zunächst die Stabilisierungsglieder fort, so daß im Kollektorkreis lediglich der große Gleichstromarbeitswiderstand R_L liegt, dann ergeben verschiedene statische

Stromverstärkungen $\bar{\alpha}'$ (bei gleichem Basisgleichstrom) sehr große Änderungen der Kollektor-Emitter-Spannung $-U_{ce}$. Dies ist einzusehen, wenn man daran denkt, daß die Widerstandsgerade im $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld sehr flach verläuft. Das Verhältnis der relativen Änderung von $-U_{ce}$ zur relativen Änderung der statischen Stromverstärkung $\bar{\alpha}'$ folgt aus

$$\begin{aligned} -U_{ce} &= (-U_0) - R_L \bar{\alpha}' (-I_b) \\ \text{und} \quad \partial(-U_{ce}) &= -R_L (-I_b) \partial \bar{\alpha}' \quad (-I_b = \text{const}) \\ \text{zu} \quad \left| \frac{\partial(-U_{ce})}{-U_{ce}} \right| / \left| \frac{\partial \bar{\alpha}'}{\bar{\alpha}'} \right| &= \frac{R_L (-I_b) \bar{\alpha}'}{(-U_0) - R_L (-I_b) \bar{\alpha}'} \approx \frac{-U_0}{-U_{ce}} \quad (95) \\ & \quad (\text{mit } -U_{ce} \ll -U_0) \end{aligned}$$

Z. B. ergibt bei $-U_0 = 250$ V; $-U_{ce} = 5$ V bereits eine $\bar{\alpha}'$ -Änderung von 2 % eine 100 prozentige Änderung von $-U_{ce}$. Der Widerstand R' bewirkt nun jedoch, daß der Basisstrom sich in entgegengesetztem Sinne ändert wie der Kollektorstrom. Bei Stabilisierung durch diesen Widerstand erhält man näherungsweise

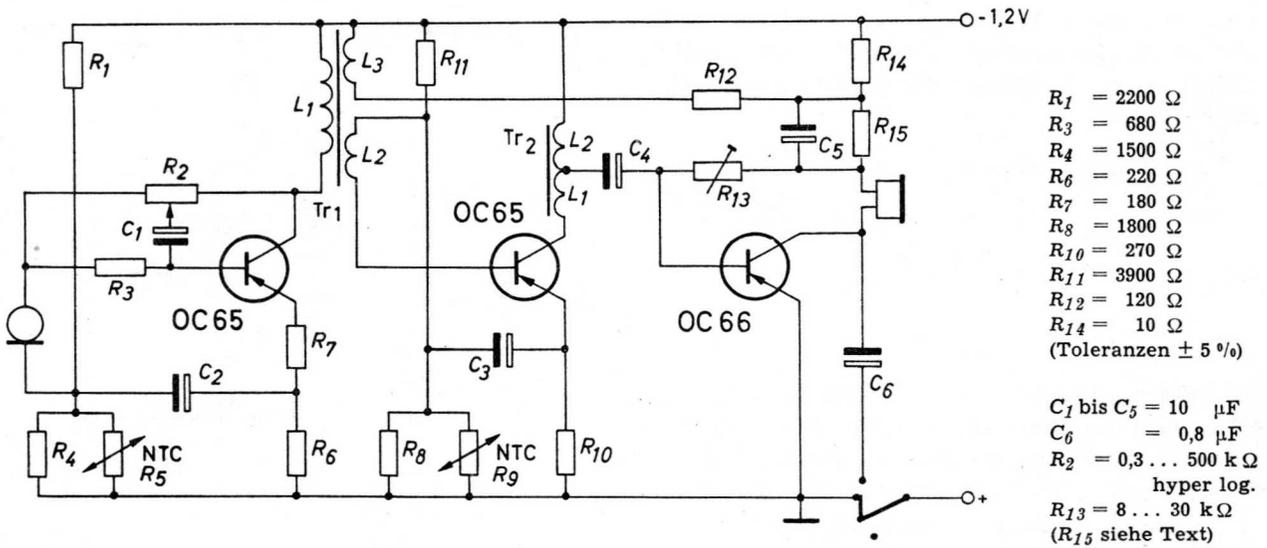
$$\left| \frac{\partial(-U_{ce})}{-U_{ce}} \right| / \left| \frac{\partial \bar{\alpha}'}{\bar{\alpha}'} \right| \approx \frac{(R_L/R') \bar{\alpha}'}{1 + (R_L/R') \bar{\alpha}'} < 1 \quad (96)$$

Die Stabilisierung bewirkt — wie man sieht — daß sich die Kollektor-Emitter-Spannung relativ nicht stärker ändert als die Stromverstärkung. Auch die Einflüsse der Umgebungstemperatur und der Betriebsspannung werden kompensiert. In der Schaltung Abb. 39 ist noch eine weitere Stabilisierung über R_e und R'' durchgeführt, so daß die Kollektor-Emitter-Spannung bei $-U_{ce} = 4$ V festgelegt werden kann, ohne daß die maximal zulässige Gleichspannung überschritten würde. Dabei sind noch folgende Toleranzen zugelassen:

Widerstände	$\pm 5\%$
Speisespannung $-U_0$	$\pm 10\%$
Umgebungstemperatur T_{Ugb}	$\leq 45^\circ\text{C}$

Die Gleichstrom-Stabilisierung wirkt zugleich als dynamische Gegenkopplung, wobei im wesentlichen der Widerstand R' ins Spiel kommt. Dies bedeutet, wie in Teil I, S. 44 dargelegt wurde, eine Parallelgegenkopplung, mit deren Hilfe die Stromverstärkung stabilisiert wird. Es ist jedoch eine Stabilisierung der Spannungsverstärkung erwünscht, weil am Eingang die kleine Impedanz des Mikrofons liegt. Ohne die Gleichstromschaltung zu ändern, ist es jedoch möglich, durch einen Widerstand R_g' in Serie mit der Mikrofonimpedanz eine auch für die Spannungsverstärkung hinreichend wirksame Gegenkopplung zu erzielen.

Diese Wirkung läßt sich wie folgt berechnen. Betrachtet man den auf die Generatorspannung u_g bezogenen Vierpol (bei einem Generatorinnenwider-



NTC-Widerstände:

(Toleranz 10 % bei 25 °C)

$R_5 = 2200 \Omega$ bei 25 °C

Temp. Koeff. $-3,7 \%$ /°C bei 25 °C

$R_9 = 1500 \Omega$ bei 25 °C

Temp. Koeff. $-3,4 \%$ /°C bei 25 °C

Transformator Tr₁

L_1 : 2700 Wdg.; 0,045 CuL; 7,2 H bei 0,5 mA

Gleichstromwiderstand: 860 Ω

L_2 : 600 Wdg.; 0,04 CuL

Gleichstromwiderstand: 300 Ω

L_3 : 6 Wdg.; 0,1 CuL

Transformator Tr₂

L_1 : 2180 Wdg.; 0,045 CuL

Gleichstromwiderstand: 650 Ω

L_2 : 620 Wdg.; 0,06 CuL

Gleichstromwiderstand: 130 Ω

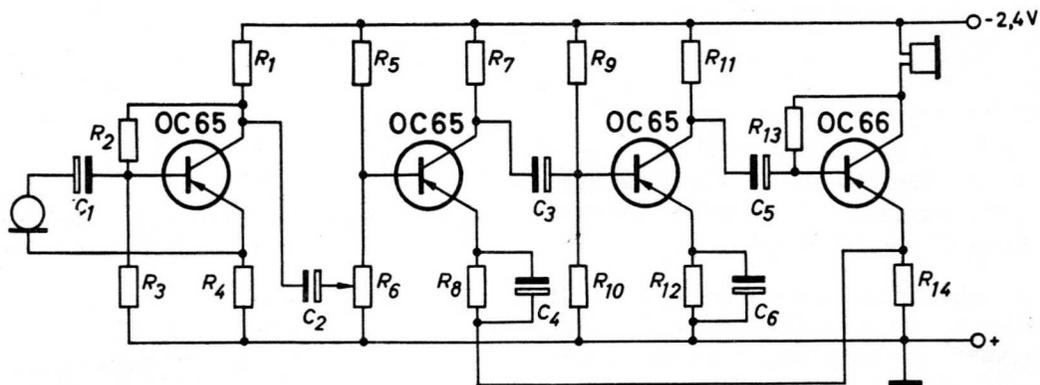
$L_1 + L_2 = 8,6 \text{ H}$ bei 0,5 mA

Kernabmessungen für beide Transformatoren:

10,2 × 14,5 × 6,0 mm³

Fensterausschnitt 3,6 × 6,4 mm²

Abb. 37 Dreistufiges Hörgerät mit Transformator-Kopplung



$R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 56 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 33 \text{ k}\Omega$

$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_5 = 18 \text{ k}\Omega$

$R_6 = 5 \text{ k}\Omega$ log.

(Toleranzen $\pm 10 \%$)

$R_7 = 3,9 \text{ k}\Omega$

$R_8 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_9 = 22 \text{ k}\Omega$

$R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$

$R_{11} = 1,8 \text{ k}\Omega$

$R_{12} = 1 \text{ k}\Omega$

R_{13} siehe Text

$R_{14} = 2 \Omega$ (bzw. 1 Ω)

C_1 bis $C_6 = 8 \mu\text{F}$

Abb. 38 Vierstufiges Hörgerät mit RC-Kopplung

stand R_g), der in Abb. 40 skizziert ist, dann erhält man mit den Bezeichnungen der Abb. 39 und bei Berücksichtigung der Matrix (66), S. 44 die hier gültige Matrix

$$\begin{pmatrix} u_g \\ i_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}' + R_g + R_g' & h_{12}' + k \\ h_{21}' & h_{22}' + k \frac{h_{21}'}{h_{11}'} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^* \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (97)$$

mit

$$k = \frac{h_{11}'}{R'}$$

Die Spannungsverstärkung v_u^* mit Gegenkopplung erhält man aus diesen Gleichungen, wenn man wie auf S. 44 verfährt (siehe auch die Betriebsformeln S. 16) und mit $L \rightarrow 1$ (sehr großer Lastwiderstand)

$$v_u^* = - \frac{1}{h_{12}'} \cdot \frac{H'}{(1-H') + t h_{21}'}$$

mit

$$t = \frac{R_g + R_g'}{h_{11}'} \left(\frac{1}{R' h_{22}'} + \frac{1}{h_{21}'} \right) \quad (98)$$

Je nach Größe des Widerstandes R_g' wird die Parallelgegenkopplung mehr oder weniger auch für die Betriebs-Spannungsverstärkung wirksam. Das Verhältnis der Betriebs-Spannungsverstärkung mit und ohne Gegenkopplung wird mit Gl. (98)

$$\frac{v_u^*}{v_{u0}} = \frac{1}{1 + \frac{t h_{21}'}{1-H'}} \quad (99)$$

und das Verhältnis der relativen Änderungen

$$\left| \frac{dv_u^* / dh_{21}'}{v_u^* / h_{21}'} \right| \approx \frac{1}{(1-H') + t h_{21}'} \quad (100)$$

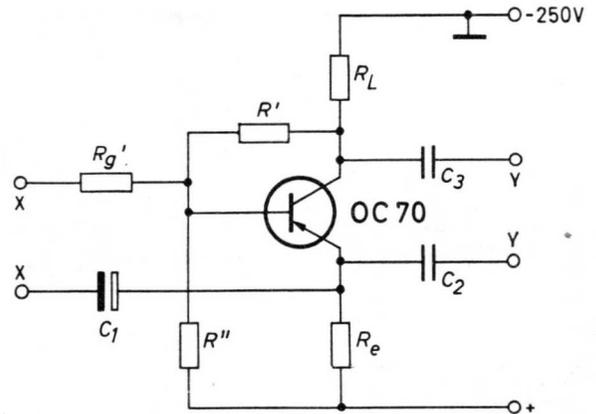
Da in dem Faktor t der Widerstand R' schon durch den Wert des erforderlichen Basisgleichstromes festgelegt ist, kann der Grad der dynamischen Gegenkopplung durch R_g' reguliert werden.

Wie schon erwähnt, bieten die Widerstände R'' und R_e in Abb. 39 eine zusätzliche Stabilisierung. (Die Wirkung der dynamischen Gegenkopplung wird jedoch dadurch nur unerheblich verändert.)

Der Arbeitspunkt des Transistors liegt nominell bei

$$\begin{aligned} -I_c &= 0,7 \text{ mA} \\ -U_{ce} &= 4 \text{ V} \end{aligned}$$

Als Quelle ist ein Mikrofon mit einer Impedanz von 30 bis 50 Ω gedacht, als Last der hochohmige Eingang eines Röhrenverstärkers. Die Stufe liefert bei einer



- $R_g' = 100 \ \Omega$
- $R' = 100 \text{ k}\Omega$
- $R'' = 470 \text{ k}\Omega$
- $R_e = 5,6 \text{ k}\Omega$
- $R_L = 330 \text{ k}\Omega$
- (Toleranzen $\pm 5\%$)
- $C_1 = 100 \ \mu\text{F}$
- $C_2 = 8 \ \mu\text{F}$
- $C_3 = 8 \ \mu\text{F}$

Abb. 39 Mikrofonvorverstärker mit hoher Spannungsverstärkung

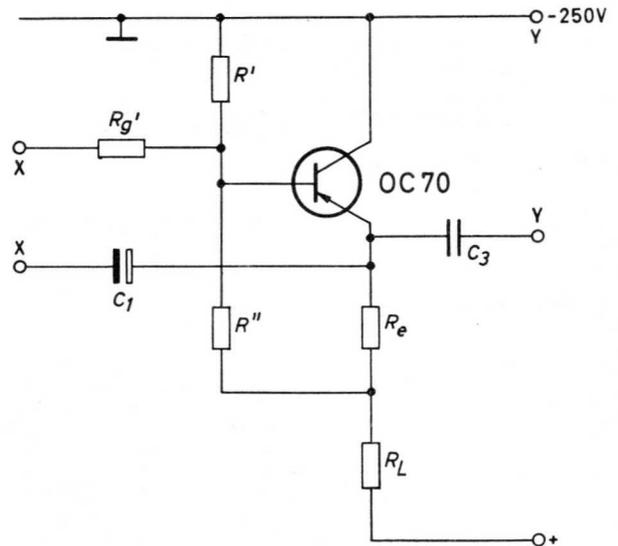


Abb. 39a Mikrofonvorverstärker, abgeänderte Schaltung (Dimensionierung wie in Abb. 39)

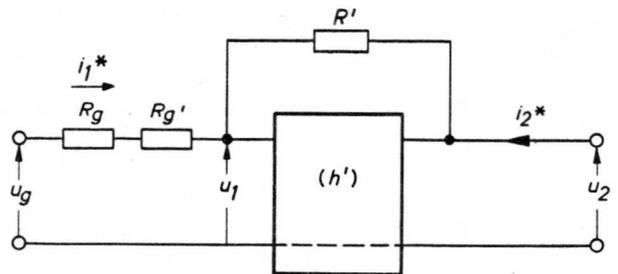


Abb. 40 Vierpol zur Berechnung der Gegenkopplung

Eingangsspannung von 5,5 mV (an den Klemmen xx) eine Ausgangsspannung von 1,8 V (an den Klemmen yy). Es ergibt sich daher eine Spannungsverstärkung von

$$v_u \approx 330$$

Die Frequenzgrenzen für die Abnahme der Spannung um 3 dB liegen bei

$$15 \text{ Hz und } 12 \dots 20 \text{ kHz}$$

je nach Einstellung der Gegenkopplung durch R_g' . Die Eingangsimpedanz an xx beträgt nur 200 Ω , da die Gegenkopplung den Eingangswiderstand stark verkleinert. Die Ausgangsimpedanz an yy beträgt etwa 5 k Ω .

In der Schaltung Abb. 39 wäre man beim Anschluß an den Eingang eines Röhrenverstärkers gezwungen, einen Transformator zu verwenden. Man kann jedoch auch bei einem kleinen Verstärkungsverlust die Spannung zwischen der kollektorseitigen y-Klemme und Masse abnehmen. Die Schaltung ist aber trotzdem noch unvorteilhaft, weil die Koppelkondensatoren und eine der Eingangsklemmen an hohem Potential gegen Masse liegen. Abb. 39a zeigt eine Schaltung, die diese Nachteile vermeidet. Die Klemmen yy können hier unmittelbar an einen Röhreneingang geführt werden, und für das Mikrophon besteht keine Gefahr bei Erdschluß. Vergleicht man die Schaltungen in Abb. 39 und 39a, so sieht man, daß überraschenderweise dynamisch nichts verändert wurde. (Dies läßt sich sofort nachprüfen, wenn man für beide Schaltungen die zugehörigen Vierpole zeichnet.) Lediglich die Gleichstrom-Stabilisierung wäre zu prüfen. Die relative Änderung der Kollektorspannung bei Änderung der statischen Stromverstärkung von Exemplar zu Exemplar z. B. berechnet sich mit $\bar{\alpha}' \gg 1$, $R_e \ll R_L$, $R_e \ll R''$ und $-U_{be} \approx \text{const}$ in der Schaltung Abb. 39 zu

$$\left| \frac{\partial (-U_{ce})}{\partial \bar{\alpha}'} \right| \approx \frac{(R_L/R') \bar{\alpha}' [1 + (R_e/R'')] }{[1 + (R_L/R') \bar{\alpha}'] [1 + (R_e/R'') \bar{\alpha}']}$$

In der Schaltung Abb. 39a wird

$$\left| \frac{\partial (-U_{ce})}{\partial \bar{\alpha}'} \right| \approx \frac{(R_L/R') \bar{\alpha}'}{[1 + (R_L/R') \bar{\alpha}'] [1 + (R_e/R'') \bar{\alpha}']}$$

Für $R_e \ll R''$, was hier zutrifft, erhält man in beiden Schaltungen die gleichen Ausdrücke. Auch die Stabilisierung gegenüber anderen Eigenschaften ergibt nur unwesentliche Unterschiede. (Der Unterschied besteht lediglich darin, daß über R_L einmal der Kollektorgleichstrom, das andere Mal der Emittorgleichstrom fließt.)

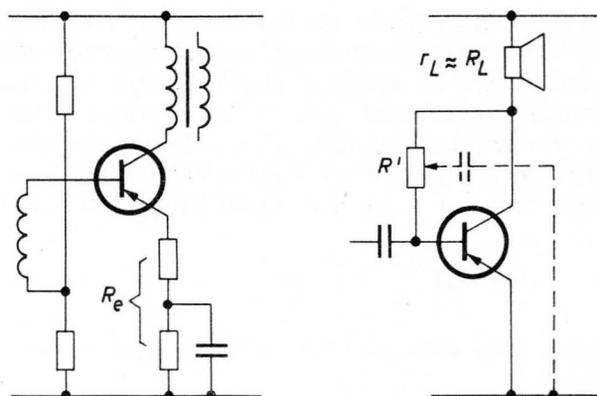


Abb. 41 Prinzipschaltungen zweier Klasse A Endstufen. Links mit Stabilisierung über einen Emittorwiderstand, rechts mit idealer Stabilisierung $\alpha \lambda = 0$ bei $r_L \approx R_L$ und Arbeitspunkt $-U_{ce} = (-U_0)/2$

4.2 Verstärker für große Signale

Unter Verstärkern für große Signale versteht man im allgemeinen NF-Endstufen, die eine Wiedergabe über Lautsprecher gestatten. Bei Transistoren beschränkt man sich bislang fast durchweg auf den Klasse A- und den Gegentakt Klasse B-Betrieb. Die Betriebsformeln, die auch zugleich grobe Dimensionierungsanweisungen darstellen, wurden im Abschn. 3.3, S. 38 angegeben.

Hinsichtlich der Wahl des Endverstärkertyps gelten prinzipiell ähnliche Gesichtspunkte wie in der Technik mit Elektronenröhren. Bei Transistorendstufen tritt jedoch u. a. ein spezielles Problem auf, nämlich das der thermischen Stabilität, welches entscheidende Rückwirkungen auf den Wirkungsgrad und dann auch auf die soeben angedeutete Wahl des Verstärkertyps mit sich bringen kann.

4.2.1. Klasse A Endstufen

Bei der Betrachtung der Leistungsverhältnisse, die aus den Gleichungen S. 38 und 39 hervorgehen, erkennt man, daß der Wirkungsgrad einer Transistor Klasse A Endstufe in der Nähe von 50 % liegen kann, da die Kollektorrestspannung sehr klein ist. Bei kleineren Leistungen, d.h. bei nicht zu hohen Kristalltemperaturen, ist es möglich, diesen Wirkungsgrad auch praktisch zu realisieren; bei höheren Kristalltemperaturen und großen Speisespannungen dagegen können die thermischen Eigenschaften Maßnahmen erforderlich machen, die auf Kosten des Wirkungsgrades gehen.

Das Kriterium, bei welchem Maßnahmen für die Garantie der thermischen Stabilität erforderlich sind,

ist ein ungünstigeres als jenes, welches auf S. 30, Gl. (41a) hergeleitet wurde, wie im folgenden gezeigt wird. Wenn der maximal mögliche Wirkungsgrad erreicht werden soll, muß der Gleichstromwiderstand im Kollektor-Emitter-Kreis so klein wie möglich sein. Für $R_L = 0$ und R_e sehr klein wird in der Herleitung der (Gl. 41a), S. 30 der Faktor $k \approx 0$ und

$$\kappa\lambda = \kappa\lambda_0 \left(\frac{\varrho_j}{\varrho_{j0}} \right) \exp [x]$$

Somit folgt hier die Stabilitätsbedingung im Fall $R_L = 0$

$\kappa\lambda_0 \left(\frac{\varrho_j}{\varrho_{j0}} \right) \exp [x_E] < 1$ <p>für $x_E > 1$</p> <hr style="border-top: 1px dotted black;"/> <p>mit</p> $\lambda_0 = c_c' (-U_0) (-I_{c0}') \Big _{T_{Ugb}} \quad (41b)$ $x_E = c_c' (T_{jE} - T_{Ugb})$ $\left(\frac{\varrho_j}{\varrho_{j0}} \right) = \frac{A + P}{B + Q} \quad \begin{array}{l} \text{nach Gl. (32) und (34)} \\ \text{S. 26 und 27} \end{array}$

T_{jE} ist die Kristalltemperatur, die sich im Gleichstromarbeitspunkt (Punkt A in Abb. 30, S. 38) einstellt.

Die hier angegebene Bedingung kann sich recht empfindlich auswirken. Z. B. erhält man im unstabilierten Fall $\varrho_j/\varrho_{j0} = 1$, $T_{jE} = 75^\circ \text{C}$, $\kappa = 0,3^\circ \text{C/mW}$ bei einem ungünstigen Transistorexemplar OC 72 eine maximale Speisespannung von

$$(-U_0)_{max} = 0,36 \text{ V (!)}$$

Bei einer Speisespannung von 6 V muß dann wenigstens

$$\left(\frac{\varrho_j}{\varrho_{j0}} \right) = \frac{1}{17}$$

betragen. (Vgl. die Ausführungen S. 24 bis 31.) Dies ist zwar mit einem stabilisierenden Emitterwiderstand leicht zu erreichen, jedoch geht dadurch, wie oben erwähnt, der Wirkungsgrad zurück.

In vielen Fällen kann man mit Vorteil eine Gleichstrom-Parallelgegenkopplung nach Abb. 21c ohne Emitterwiderstand verwenden, insbesondere dann, wenn die Speisespannung sehr groß ist. Auch hier wird der Wirkungsgrad verkleinert, weil ein Gleichstromwiderstand R_L erforderlich ist. Interessant ist der Spezialfall, daß im Kollektorkreis Gleich- und Wechselstromwiderstand annähernd gleich sind (z. B. unmittelbar eine Lautsprecherwicklung). Dann wird der Wirkungsgrad ungefähr 25 % (wenn man an die fehlende Heizleistung denkt, ist dies immer

noch ein hoher Wert gegenüber dem von Röhrenverstärkern), aber das Stabilitätsproblem entfällt gänzlich, weil für $R_L = r_L$ und $-U_{ceA} = 1/2 (-U_0)$ in den Gleichungen auf S. 30 $k = 1$ und

$$\kappa\lambda = 0$$

wird. Die Prinzipschaltungen der zwei in der Hauptsache in Frage kommenden Fälle zeigt die Abb. 41. Für den Fall, daß keine Gefahr einer Instabilität besteht, erübrigt sich der Widerstand R_e und der Wirkungsgrad wird ein Maximum. Ein kleiner unüberbrückter Widerstand kann dennoch erforderlich sein, wenn eine dynamische Gegenkopplung empfehlenswert ist. Im Fall der Gleichstrom-Parallelgegenkopplung, die sonst eine Wechselstrom-Gegenkopplung einschließt, kann diese, wenn sie unerwünscht ist, einfach durch einen (gestrichelt angedeuteten) Kondensator unwirksam gemacht werden. Die beiden Teile des Widerstandes R' liegen dann jeweils dynamisch parallel zum Eingang bzw. Ausgang.

Abgesehen von den hier angedeuteten Möglichkeiten gibt es auch noch eine Reihe besonderer Schaltungen, von denen hier nur eine noch erwähnt werden soll, und zwar die Regelung des Arbeitspunktes mit Hilfe einer Diodenschaltung. Bei einem mit geringer werdender Aussteuerung konformen Herabregeln des Arbeitspunktes kann nämlich einerseits die Stromaufnahme der Stufe reduziert, daher der Wirkungsgrad verbessert und andererseits sogar eine höhere Ausgangsleistung erzielt werden. Wie aus den Gleichungen auf S. 39 hervorgeht, wird eine A Verstärkerstufe sonst immer so ausgelegt, daß auch bei Aussteuerung Null die maximale Kollektorverlustleistung nicht überschritten wird. Wenn nun jedoch gerade in diesem Fall der Arbeitspunkt nach kleinen Verlustleistungen hin verlagert wird, kann die Stufe auf höhere Ausgangsleistung ausgelegt werden. Praktisch kann dies erreicht werden, wenn die Spannung an einer zusätzlichen Wicklung des Ausgangstransformators mit einer Germanium-Diode gleichgerichtet und die Gleichspannung zur Regelung der Basisspannung verwendet wird.

Eine Hauptschwierigkeit dieser Anordnung liegt in der Wahl der Zeitkonstanten für die Regelung. Sie soll hinreichend groß sein, damit die Regelung nicht bei tiefen Tonfrequenzen schon einsetzt, jedoch hinreichend klein gegenüber der Wärmezeitkonstanten sein, damit die Temperatur den Aussteuerungen zu folgen vermag, vor allem aber so klein, daß die im allgemeinen vorkommenden Änderungen der Aussteuerung verzerrungsfrei mitgeregelt werden. Diese Forderungen widersprechen sich in gewissem Ausmaß¹⁷⁾.

Die Dimensionierung von Klasse A Endstufen hinsichtlich ihrer Übertragungseigenschaften (in der

Hauptsache Fragen der Anpassung des Eingangs) sind ähnlich jenen, wie sie beim Gegentakt Klasse B Verstärker auftreten. Sie sollen daher dort gemeinsam behandelt werden.

4.2.2. Gegentakt-Endstufen

Abb. 42 zeigt die Prinzipschaltung einer Gegentakt-Endstufe mit Transistoren in Emitterschaltung. Sie entspricht durchaus den bekannten Schaltungen mit Elektronenröhren. Jedoch gibt es eine Reihe von Gesichtspunkten, die bei Endstufen mit Elektronenröhren nicht in Erscheinung treten, hier dagegen primär berücksichtigt werden müssen.

Es ist zweckmäßig, zuerst an die Stabilisierung des Arbeitspunktes und an die thermische Stabilität zu denken. Von den Exemplarstreuungen und Verzerrungen möge vorläufig abgesehen und nur die thermischen Verhältnisse betrachtet werden.

Wie die Abb. 32, S. 41 zeigt, sind der Mittelwert der Kollektorverlustleistung und damit auch die Kristalltemperatur stark von der Aussteuerung abhängig. Rechnet man noch die Änderungen der Umgebungstemperatur hinzu, so ist einzusehen, daß die Stabilisierung auch hier eine bedeutende Rolle spielt. Dies möge im folgenden noch etwas deutlicher dargelegt werden. Der Kollektorstrom eines jeden Transistors durchläuft bei Vorhandensein eines Signals Werte bis herab zum Kollektorreststrom $-I_{c0}$. Um einen idealen B-Betrieb zu erhalten, müßte der Einstellstrom (Kollektorruhestrom ohne Signal) ebenfalls bei $-I_{c0}$ liegen, was indessen aus anderen noch zu besprechenden Gründen nicht empfehlenswert ist. Wenn z. B. der Ruhestrom den Wert $-I_{cE}$ hat, dann sind im Bereich $-I_{cE} > -I_c > \approx -I_{c0}$ beide Transistoren leitend. Dieser Bereich darf im Interesse geringer Verzerrungen einen gewissen Wert nicht überschreiten. Wächst nun der Ruhestrom $-I_{cE}$ zu stark mit der Temperatur, dann kann der Klirrfaktor unzulässig groß werden.

Abgesehen von diesem Effekt tritt auch noch das Problem der thermischen Stabilität auf. Der ungünstigste Fall ergibt sich, wenn über eine gewisse Zeit eine maximale Kollektorverlustleistung verbraucht wird, d. h. der Transistor heiß ist und darauf momentan das Signal aussetzt. Dann liegt ein ähnlicher Fall vor wie jener, der im Abschn. 6.1.3., S. 91 besprochen werden wird — das Ausschalten eines heißen Tran-

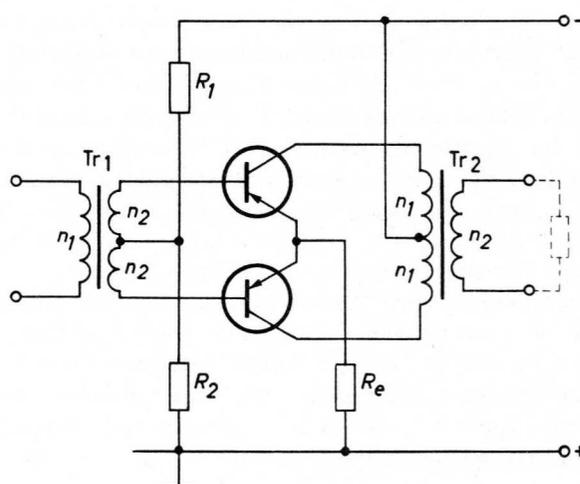


Abb. 42 Prinzipschaltung einer Gegentakt Klasse B Endstufe

sistors, bei dem eine thermische Instabilität leicht eintreten kann, insbesondere bei hohen Speisespannungen.

Die Stabilisierung des Kollektorstromes, die den Arbeitspunkt konstant halten und die Stabilität garantieren soll, kann vor allem auf zwei Wegen durchgeführt werden¹⁸⁾.

- Verwendung eines stabilisierenden Emitterwiderstandes R_e (vgl. Abb. 42)
- Ersatz des Widerstandes R_2 durch eine Kombination eines gewöhnlichen Widerstandes mit einem NTC-Widerstand (vgl. S. 28) bei Fortfall des Widerstandes R_e .

Die Lösung a) ist sehr wirksam. Der Widerstand R_e bringt aber als Teil der Kollektorbelastung einen Leistungsverlust mit sich, sowie einen Verstärkungsverlust durch die dynamische Gegenkopplung. Der gemeinsame Emitterwiderstand R_e kann nicht kapazitiv überbrückt werden, da ja die beiden Basis-Emitter-Strecken mit dem RC-Glied wie ein Spitzengleichrichter wirken und die Gleichspannung an dem Kondensator sich auf hohe (von der Aussteuerung abhängige) Werte einstellen würde. Es wurde jedoch im ersten Teil schon gezeigt, daß bereits ein sehr kleiner Emitterwiderstand R_e eine beträchtliche Stabilisierungswirkung hervorruft. Man kann mit dieser Lösung auch erreichen, daß Transistorpaare ohne Neueinstellung der Ruhestrome ausgetauscht werden können.

Der gemeinsame Emitterwiderstand kann noch eine eigentümliche Art von Verzerrungen zur Folge ha-

¹⁷⁾ Grundsätzlich ist zu sagen, daß bei mit der Aussteuerung konform laufender Regelung der Rhythmus der Aussteuerung als Tonfrequenz erscheint, d. h. eine Schwebung erscheint als Ton, mit anderen Worten: es tritt eine echte Intermodulation auf für solche Frequenzen, die im Regelbereich liegen. Die Erfahrung zeigt indessen, daß dieser Effekt bei nicht zu hohen Anforderungen an die Klanggüte tragbar ist.

¹⁸⁾ Es gibt auch noch andere Lösungen, z. B. Verwendung einer Germanium-Diode für die Stabilisierung zwischen Basis und Emitter. Die Entwicklung dieser und ähnlicher Schaltungen ist jedoch entweder noch nicht abgeschlossen oder unrentabel.

ben. Da nämlich — wie oben angedeutet wurde — nicht ganz vermieden werden kann, daß im Bereich $-I_{cE} > -I_c > \approx -I_{c0}$ beide Transistoren einen gewissen Emittierstrom haben, entstehen Unterschiede in der momentan wirksamen Eingangsimpedanz. Die hier vorhandene Seriengegenkopplung vergrößert sonst den Eingangswiderstand, nicht aber in dem Augenblick, in welchem beide Transistoren einen Emittierstrom führen. Die Impedanzänderungen wirken auf den Treibertransformator und damit auf den Steuerstrom zurück. Die höheren Harmonischen, die bei diesem Effekt entstehen, können unterdrückt werden, wenn über die Primärseite des Ausgangstransformators eine entsprechend bemessene RC-Serienschaltung gelegt wird.

Die Lösung b) hat keinen Leistungsverlust zur Folge. Der NTC-Widerstand hat jedoch (vgl. S. 28) nur eine Wirkung gegenüber Änderungen der Umgebungstemperatur. Überdies ist es notwendig, bei Austausch der Transistorexemplare die Ruhestrome über den (regelbar gemachten) Widerstand R_I neu einzustellen. Die Erfahrung hat gezeigt, daß trotz der durch Änderungen der Aussteuerung verursachten Änderungen der Kristalltemperatur eine Instabilität verhindert werden kann. Es ist im übrigen empfehlenswert, den NTC-Widerstand so zu montieren, daß dessen Temperatur von der Wärmeentwicklung im Transistor in gewissem Grade mitbeeinflusst wird. Man kann damit erreichen, daß auch durch Aussteuerungsänderungen bewirkte Änderungen der Kristalltemperatur zum Teil mitkompensiert werden.

Ein weiterer Gesichtspunkt für die Auslegung von Schaltungen sind die nichtlinearen Charakteristiken des Transistors. Bei kleinen Kollektorströmen muß der nichtlinearen Eingangscharakteristik (s. Abb. 31, S. 40) begegnet werden, d. h. man würde dann eine möglichst ideale Stromsteuerung der Transistoren anstreben. Bei großen Kollektorströmen nimmt die Stromverstärkung ab (α' -Abfall), wie ebenfalls aus Abb. 31 hervorgeht. Zum Teil kann dieser Abfall kompensiert werden, wenn die nichtlineare Eingangscharakteristik gegenläufig ins Spiel kommt. Die Transistoren müssen dann in Richtung Spannungssteuerung ausgelegt werden. Beide Forderungen widersprechen sich also. Im allgemeinen wird der letzteren genügt. Man geht jedoch nur so weit, als es die Kompensation der beiden Charakteristiken gerade erfordert. Wenn man sich bei der Anpassung von der idealen Stromsteuerung in Richtung Spannungssteuerung entfernt, dürfen dann dafür die Ruhestrome nicht zu klein gewählt werden, damit die in diesem Gebiet besonders gekrümmte Eingangscharakteristik weniger zur Geltung kommt.

Es ist versucht worden, praktische Endstufen auch mit Transistoren in der Kollektorschaltung zu bauen. Es hat sich jedoch gezeigt, daß dabei die Nachteile die Vorteile überwiegen. Der Nachteil ist vor allem, daß man bei der kleineren Verstärkung in der Regel eine weitere Vorverstärkerstufe benötigt, der Vorteil zeigt sich in geringeren Verzerrungen.

Es ist einleuchtend, daß in Gegentakt-Endstufen Unterschiede der elektrischen Eigenschaften beider Transistoren sich besonders ungünstig auswirken werden. Dies betrifft vor allem die Basis-Emitter-Spannung bei gegebenem Basisstrom und die Stromverstärkung. Für Gegentakt-Endstufen werden besonders geeignete Transistorpaare geliefert mit der Typenbezeichnung 2 OC 72. Die Transistoren sind speziell für geringe Verzerrungen bei kleinem und großem Signal entwickelt worden und haben geringe Streuungen der Ruhestrome. Die Eingangsspannungen sind wenig verschieden, sie betragen

$$\text{bei } \begin{aligned} -U_{be} &= \text{min. } 0,13 \text{ V ; max. } 0,17 \text{ V} \\ -U_{ce} &= 6 \text{ V ; } I_e = 1,5 \text{ mA} \end{aligned}$$

Das Verhältnis der Großsignal-Verstärkungsfaktoren \bar{a}'_1, \bar{a}'_2 der beiden Transistoren sowohl bei $I_e = 80 \text{ mA}$ als auch bei $I_e = 10 \text{ mA}$ ist

$$\begin{aligned} \frac{\bar{a}'_1}{\bar{a}'_2} &< 1,3 \\ (\bar{a}'_1 > \bar{a}'_2) \end{aligned}$$

Anhand der Schaltung Abb. 42 sei in wenigen Zügen eine Dimensionierung mit Stabilisierung über R_e skizziert. Dazu mögen folgende Werte vorgegeben sein, die sich auf ein Transistorpaar 2 OC 72 beziehen.

$$\begin{aligned} \text{Speisespannung } -U_0 &= 6 \text{ V} \\ \text{Kollektor-} & \\ \text{spitzenstrom } -I_{c \text{ sp}} &= 125 \text{ mA} \\ \text{Kollektor-} & \\ \text{restspannung } -U_{ce0} &= 0,35 \text{ V} \\ \text{Gesamter Wärme-} & \\ \text{widerstand } \kappa &= 0,3^\circ \text{ C/mW} \end{aligned}$$

Im weiteren können die Betriebsformeln S. 40 verwendet werden, in Anlehnung an das auf S. 41 angeführte Beispiel. Der Ruhestrom sei

$$I_{e1} + I_{e2} = 3 \text{ mA}$$

Mit Gl. (59) erhält man

$$-I_{c \text{ sp}} = 165 \text{ mA}$$

d. h. ein zu hoher Wert. Daher gilt mit $-I_{c \text{ sp}} = 125 \text{ mA}$

die zweite der Gln. (60)

$$r_L = \frac{\hat{u}_{ce}}{\hat{i}_c} = \frac{5,65}{123,5} [\text{k}\Omega] = 46 \Omega$$

Dies ist die Belastung pro Transistor. Die Belastung r_{cc} zwischen den beiden Enden der Primärwicklung des Ausgangstransformators Tr_2 muß dann betragen

$$r_{cc} = 4 (r_L - R_e) \quad (101)$$

Die Berechnung der Stabilisierung sei hier nicht vorgeführt, da bei den vielen Einflüssen auf die Schaltung die praktischen Erfahrungswerte voranstehen. Es sei

$$R_e = 5 \Omega$$

gewählt, so daß

$$r_{cc} = 164 \Omega$$

wird.

Die Ausgangsleistung beträgt nach Gl. (61) S. 41 für maximale Aussteuerung

$$N_o = 350 \text{ mW}$$

Die an den Transformator gelieferte Leistung N_T ist durch R_e verkleinert

$$N_T = \frac{r_L - R_e}{r_L} N_o = 310 \text{ mW}$$

Schließlich ist noch der Wirkungsgrad η des Transformators zu berücksichtigen, der bei üblichen Ausführungen etwa 80–90 % beträgt.

Eingangsseitig ergeben sich etwa folgende Verhältnisse. Der Spitzenwert des Eingangstromes läßt sich aus dem Kennlinienfeld des Transistors ablesen, er beträgt nominell ca.

$$\hat{i}_b \approx 3 \text{ mA}$$

bei Vollaussteuerung. Bei einem ungünstigen Transistorpaar mit kleiner Stromverstärkung ist

$$\hat{i}_b \approx 5 \text{ mA}$$

Der Eingangswiderstand ist bei großem Signal etwa

$$r_i' \approx 80 \Omega$$

und sein Wert $r_i'^*$ infolge der Gegenkopplung (siehe Gl. (81) S. 46)

$$r_i'^* \approx r_i' \left(1 + \frac{R_e}{r_i'} a' \right)$$

$$r_i'^* \approx 330 \Omega \quad (\text{für } a' \approx 50)$$

Nun muß der Spannungsteiler R_1, R_2 so bemessen sein, daß die Stabilisierung wirksam wird, d. h. R_2 muß so klein sein, wie es hinsichtlich der Stromaufnahme der Stufe noch erträglich ist. Es sei z. B.

$$R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 100 \Omega$$

R_2 liegt in Serie mit dem Eingangswiderstand, so daß an der Sekundärseite des Treibertransformators Tr_1 etwa eine Impedanz von 440Ω liegt. In einem ungünstigen Fall (Streuungen von $-U_{be}$ und a') wird an dieser Impedanz eine Spitzenspannung von

$$\hat{u} \approx 2 \text{ V}$$

benötigt, d. h. eine Wechselstromleistung von

$$N_i \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{(2)^2}{440} [\text{W}] = 4,5 \text{ mW}$$

Sie kann von einem Transistor OC 71 geliefert werden. Bei der Berechnung des Übersetzungsverhältnisses des Treibertransformators stellt man zunächst die bei gegebener Speisespannung und gegebenen Stabilisierungsgliedern (d. h. gegebenem Emitterwiderstand beispielsweise) des Treibertransistors verfügbare Kollektorwechselspannung fest. Ist diese z. B.

$$\hat{u}_{ce} = 4 \text{ V}$$

dann würde 2 : 1 übersetzt werden können (wenn man den Transformatorwirkungsgrad noch außer acht läßt). Die höchstmögliche Grenze eines Übersetzungsverhältnisses wird man anstreben, um aus den oben erwähnten Gründen soweit Spannungssteuerung durchführen zu können, daß eine ausgleichende Wirkung zwischen nichtlinearer Eingangskarakteristik und a' -Abfall zustande kommt.

Wenngleich der Entwurf von Transformatoren über den Rahmen dieses Kompendiums hinausgeht, sollen wenigstens einige wichtige Dimensionierungsformeln für den Ausgangstransformator angegeben werden. Sie lassen sich leicht aus einem einfachen Transformatorersatzschaltbild herleiten. Das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} ergibt sich aus

$$\ddot{u} = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\eta \frac{r_p}{r_s}} \quad (102)$$

mit r_p = Impedanz, welche auf der Primärseite erscheinen soll ($r_p = r_L - R_e$)

r_s = Impedanz der Transformatorbelastung auf der Sekundärseite

η = Wirkungsgrad des Transformators

Der Wirkungsgrad η ist

$$\eta = \frac{\ddot{u}^2 r_s}{\ddot{u}^2 (r_s + R_s) + R_p} \quad (103)$$

R_p = Gleichstromwiderstand der Primärwicklung

R_s = Gleichstromwiderstand der Sekundärwicklung

Nun kann man auch Gl. (102) mit (103) in der Form schreiben

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{r_p - R_p}{r_s + R_s}} \quad (106)$$

Die Formeln gelten, wenn

$$\omega L_I \gg \ddot{u}^2 (R_s + r_s) \quad (104)$$

woraus sich wiederum Gl. (105) umformen läßt in

$$\omega_g = \frac{1}{L_I} \cdot \frac{(r_p - R_p)(r_o' + R_p)}{r_p + r_o'} \quad (107)$$

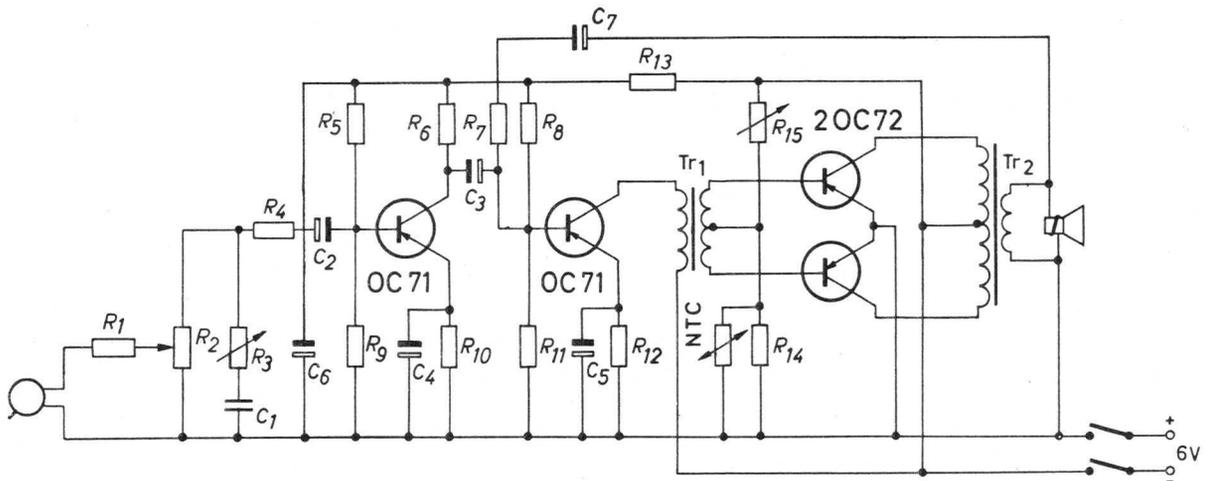
ist. Bei Fehlanpassung des Belastungswiderstandes an die Transistorimpedanz, was hier vorliegt, gilt für die untere Grenzfrequenz (vgl. Gl. 44, S. 35)

$$\omega_g = \frac{1}{L_I} \left\{ \frac{\ddot{u}^2 (R_p + r_o')(r_s + R_s)}{\ddot{u}^2 (r_s + R_s) + (R_p + r_o')} \right\} \quad (105)$$

und mit $R_p \ll r_p, r_o'$

$$\omega_g = \frac{1}{L_I} \cdot \frac{r_p r_o'}{r_p + r_o'}$$

(r_o' = Ausgangswiderstand des Transistors)



- $R_1 = 330 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$
- $R_2 = 500 \text{ k}\Omega, \text{ Potentiometer}$
- $R_3 = 100 \text{ k}\Omega, \text{ Potentiometer}$
- $R_4 = 8,2 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$
- $R_5 = 47 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$
- $R_6 = 3,3 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$
- $R_7 = 56 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$
- $R_8 = 39 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$
- $R_9 = 10 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$

- $R_{10} = 0,82 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$
- $R_{11} = 15 \text{ k}\Omega, 1/8 \text{ W}$
- $R_{12} = 330 \text{ }\Omega$
- $R_{13} = 150 \text{ }\Omega$
- $R_{14} = 82 \text{ }\Omega$
- $R_{15} = 3 \text{ k}\Omega, \text{ Potentiometer}$
- NTC-Widerstand:
(bei 25°C $130 \text{ }\Omega$
 $b = 4500^\circ \text{K}$)

- $C_1 = 12 \text{ nF, keramisch}$
- $C_2 = 10 \text{ }\mu\text{F, } 3 \text{ V}$
- $C_3 = 32 \text{ }\mu\text{F, } 3 \text{ V}$
- $C_4 = 32 \text{ }\mu\text{F, } 3 \text{ V}$
- $C_5 = 100 \text{ }\mu\text{F, } 3 \text{ V}$
- $C_6 = 100 \text{ }\mu\text{F, } 12,5 \text{ V}$
- $C_7 = 1 \text{ }\mu\text{F}$

Transformator Tr_1

Primär:

- A: 1925 Wdg. 0,12 CuL
- $L_I = 7,8 \text{ H}$ (bei 100 Hz, $I = 3 \text{ mA}$)
- Gleichstrom-Widerstand $206 \text{ }\Omega$

Sekundär:

- B, C: je 550 Wdg. (bifilar) 0,30 CuL
- Gleichstrom-Widerstand je $12,3 \text{ }\Omega$
- Kern: M 42; Dynamoblech IV; 0,35 mm, verschachtelt

Transformator Tr_2

Primär:

- A, F, C, D: je 79 Wdg. 0,40 CuL
- $L_I = 0,8 \text{ H}$ (bei 100 Hz)
- Gleichstrom-Widerstand
- $A + F = C + D = 1,75 \text{ }\Omega$

Sekundär:

- A, E: je 32 Wdg. 0,80 CuL
- Gleichstrom-Widerstand
- $B + E = 0,19 \text{ }\Omega$
- Kern: M 42; Dynamoblech IV; 0,35 mm, verschachtelt

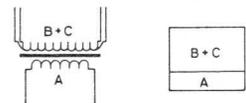
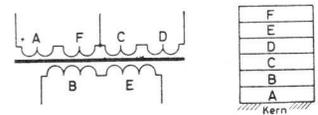


Abb. 43 Schaltung eines NF-Verstärkers für transportablen Schallplattenspieler

Gl. (104) läßt sich schreiben

$$\omega L_1 \gg (r_p - R_p) \approx r_p$$

Falls dies erfüllt ist, liegt auch die untere Grenzfrequenz hinreichend tief. Für eine Lautsprecherimpedanz von 5Ω erhält man in dem hier vorliegenden Beispiel mit einem Wirkungsgrad $\eta = 0,85$ (wozu man die Gleichstromwiderstände kennen muß) und mit einer Impedanz an der einen der beiden Primärwicklungen

$$r_p = r_L - R_e = 41 \Omega$$

aus Gl. (102)

$$\ddot{u} = \sqrt{\eta \frac{r_L - R_e}{r_s}} = \sqrt{0,85 \cdot \frac{41}{5}} = 2,64$$

Es ist also in Abb. 42

$$(n_1 + n_2) : n_2 = (2,64 + 2,64) : 1$$

4.2.3. NF-Verstärker für transportablen Schallplattenspieler

Mit Hilfe von leistungsfähigen Gegentakt-Endstufen lassen sich leichte, transportable NF-Verstärker aufbauen. Als Beispiel sei hier eine inzwischen bewährte Schaltung für einen Schallplattenspieler gezeigt, welche zwei Transistoren OC 71 für die Vorverstärker- und Treiberstufe und ein Transistorpaar 2 OC 72 für die Endstufe enthält. Sie kann ca. 430 mW maximale Ausgangsleistung an einen 5Ω Lautsprecher liefern.

Die Schaltung des Plattenspielerverstärkers zeigt die Abb. 43. Der Verstärker braucht eine Eingangsspannung von etwa 300 mV für volle Aussteuerung, welche leicht von einem Kristalltonabnehmer abgegeben werden kann. Die Speisespannung beträgt 6 V, der Stromverbrauch bei normaler Musikmodulation etwa 30 mA. Es gibt Schallplattenmotoren, die bei einer Spannung von 6 V nur 40 mA aufnehmen, so daß dann bei einer einzigen Batterie die gesamte aufgenommene Leistung ca. 420 mW beträgt (bei ca. 30 % Vollaussteuerung).

Für eine gute Frequenzcharakteristik benötigt ein Kristalltonarm im allgemeinen einen Belastungswiderstand von etwa $300 \text{ k}\Omega$. Bei den kleinen Eingangsimpedanzen der Transistoren in Emitterschaltung tritt daher ein besonderes Anpassungsproblem auf, was sich praktisch nur durch Verwendung eines Serienwiderstandes mit entsprechendem Leistungsverlust lösen läßt. Ein Transformator müßte eine zu hohe Primärinduktivität haben. Falls eine Grenzfrequenz von 30 Hz gewünscht wird, ergäbe sich mit Gl. (44), S. 35 bei $R_i = 300 \text{ k}\Omega$ und bei Leistungsanpassung

$$L_1 = \frac{1}{2\omega_g} R_i = 800 \text{ H}$$

ein für solche Geräte kaum realisierbarer Wert. In der in Abb. 43 gezeigten Schaltung liegt zwischen Tonabnehmer und Basis des ersten Transistors bei vollaufgeregeltem Lautstärkerregler R_2 ein Widerstand

$$R_1 + R_4 = 340 \text{ k}\Omega$$

Bei einem Transistor-Eingangswiderstand von z. B. $3 \text{ k}\Omega$ erhält man einen Leistungsverlust von ca.

$$-20,5 \text{ dB}$$

Die Verstärkung des gesamten Verstärkers vom Eingang der ersten Transistorstufe bis zum Lautsprecherausgang beträgt etwa

$$83,5 \text{ dB}$$

so daß sich eine Verstärkung von

$$83,5 - 20,5 = 63 \text{ dB}$$

ergibt. Wenn der Tonabnehmer eine Spannung von 300 mV, d. h. an den Eingang eine Leistung von ca.

$$0,26 \mu\text{W}$$

liefert, erhält man am Ausgang bei Vollaussteuerung eine Leistung von

$$530 \text{ mW}$$

Der Widerstand in Serie mit dem Verstärkereingang hat den großen Vorteil, daß die Belastung des Tonabnehmers von den Eigenschaften des Verstärkereingangs unabhängig wird, also z. B. von Exemplarstreuungen und betrieblichen Änderungen des Eingangswiderstandes des ersten Transistors. Die Lautstärkeregelung ist derart aufgebaut, daß sich einerseits die am Tonabnehmer erscheinende Impedanz nur wenig ändert, andererseits die dem Transistor erscheinende Quellenimpedanz genügend groß bleibt. Am Eingang befindet sich noch ein Klangregler R_3, C_1 .

Die Vorstufe und die Treiberstufe sind normal ausgelegt. Sie verbergen keine besonderen Probleme. Die Stufen sind RC-gekoppelt und gleichstromstabilisiert. Die Arbeitspunkte sind hinsichtlich minimaler Stromaufnahme der Stufen einerseits und Sicherheit gegenüber Austausch der Exemplare andererseits festgelegt worden. Sie liegen nominell bei

$$\text{Vorstufe: } -I_c = 0,4 \text{ mA}$$

$$\text{Treiberstufe: } -I_c = 2 \text{ mA}$$

Der Widerstand R_{13} in Verbindung mit C_6 sorgt für eine Entkopplung der Vorstufe von der Endstufe. Die Gegentakt-Endstufe ist im Gegensatz zu der im vorigen Abschnitt beschriebenen Schaltung mit

einem NTC-Widerstand stabilisiert. Der Ruhestrom wird auf $-(I_{c1} + I_{c2}) = 6 \text{ mA}$ (bei 25°C) eingestellt.

Der ganze Verstärker ist mit einer recht wirksamen dynamischen Parallelgegenkopplung vom Ausgang über C_7 , R_7 an die Basis des Treibertransistors ausgerüstet. Sie reduziert lineare und nichtlineare Verzerrungen und stabilisiert Verstärkungsschwankungen, welche durch Toleranzen der Schaltelemente und zeitliche Änderungen der Betriebsbedingungen hervorgerufen werden können.

Die Dimensionierung der Endstufe geht aus der Abb. 43 hervor, sie läßt sich anhand der im vorigen Abschnitt vorgeführten Beispiele leicht verfolgen. Die untere und obere Grenzfrequenz des Verstärkers bei Anschluß einer 5Ω Impedanz liegt bei

$$50 \text{ Hz und } 8000 \text{ Hz}$$

Das Gerät läßt sich auf ungewöhnlich kleinem Raum unterbringen.

4.2.4. Gemischt bestücktes Batteriegerät

Mit dem im vorigen Abschnitt beschriebenen NF-Verstärker läßt sich auch ein vorteilhafter Batterieempfänger bauen. Eine recht wirtschaftliche Lösung bietet das sogenannte „gemischt bestückte Gerät“, bei dem im HF-Teil die kleinen stromsparenden 25 mA Batterieröhren der D 96-Serie und im NF-Teil Transistoren verwendet werden.

Die Schaltung des Gerätes zeigt die Abb. 44. Der NF-Teil ist von der Vorstufe an, wie ein Vergleich mit der Abb. 43 zeigt, im Prinzip unverändert. Lediglich die Dimensionierung ist hier anders gewählt. Die Endstufe ist für eine Ausgangsleistung von nur 230 mW angelegt, was häufig ausreichend ist. Der Kollektorruhestrom ist auf $-(I_{c1} + I_{c2}) = 3 \text{ mA}$ eingestellt. Sowohl hier als auch für den Plattenspielerverstärker kann ohne weiteres die eine oder die andere Dimensionierung gewählt werden. Der HF-Teil ist von den Koffergeräteschaltungen bereits bekannt. Es ist die für den Mittelwellen- und Kurzwellenbereich gebräuchliche Schaltung mit der DK 96 als multiplikative Mischstufe und der DF 96 als ZF-Verstärkerstufe. Der Anodenstrom von etwa 3,2 mA wird einer 67,5 V Anodenbatterie entnommen. (Durch den Fortfall einer röhrenbestückten Endstufe ist der Betrieb der beiden HF-Röhren prinzipiell auch mit noch geringeren Spannungen möglich). Die Heizfäden sind parallel geschaltet und werden aus einer 1,4 Batterie gespeist.

Die Anodenspannung kann auch aus der 6 V Batterie mit Hilfe eines Gleichspannungswandlers, wie er im Abschnitt 6, S. 104 beschrieben werden wird, erzeugt werden. Aber auch mit einer Anodenbatterie erge-

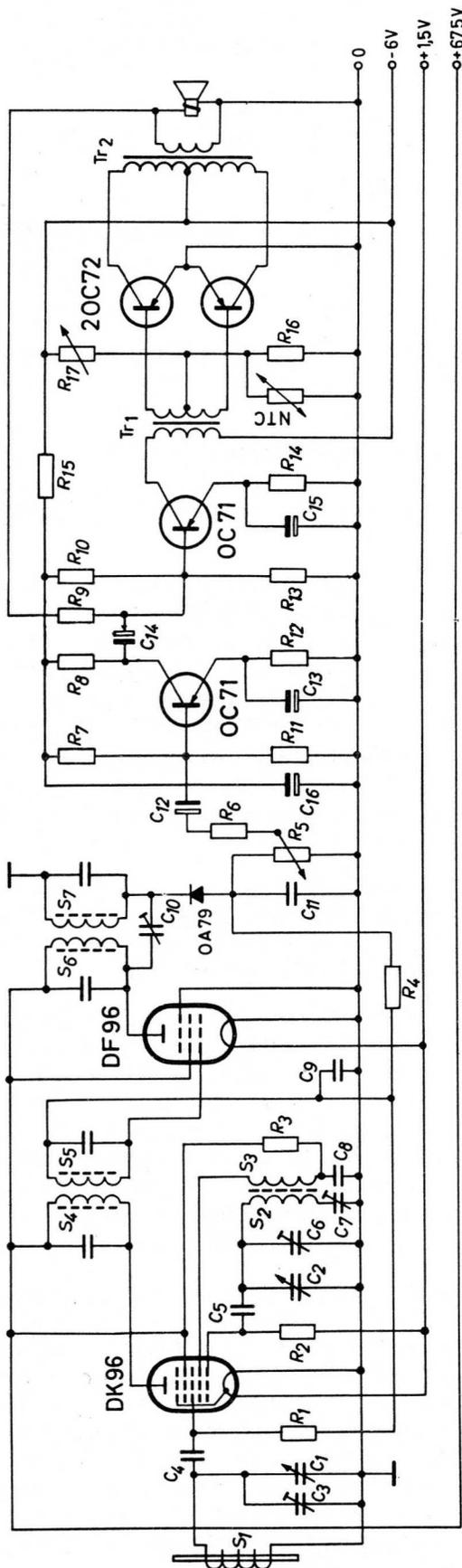
ben sich bereits beträchtliche Vorteile hinsichtlich Strombedarf, Gewicht und Raum gegenüber einem Röhrengerät gleicher Art. Eine maßstäbliche Übersicht des Strom- und Leistungsbedarfes des ganzen Gerätes gibt ein Vergleich mit dem Leistungsverbrauch eines gewöhnlichen 200 mW Batterieempfängers mit den Röhren DK 96, DF 96, DAF 96 und DL 96 (bei ca. 30 % Vollaussteuerung).

	Röhrenempfänger	gemischt bestückter Empfänger
a) Heizstrom und -spannung	125 mA/1,4 V	50 mA/1,4 V
b) Anodenstrom und -spannung	10,6 mA/90 V	3,2 mA/67,5 V
c) Strom- und Spannung für Transistor-Verstärker	—	30 mA/6 V
	a) 175 mW b) 950 mW c) —	a) 70 mW b) 215 mW c) 180 mW
Gesamtleistung	1125 mW	465 mW

Hierbei ist wesentlich, daß der Stromverbrauch gerade der teureren Anodenbatterie geringer ist. Der Nachteil der Notwendigkeit von drei Batterien fällt nicht erheblich ins Gewicht, da der geringere Stromverbrauch einen selteneren Batteriewechsel zur Folge hat. Die Gesamtleistung des gemischt bestückten Gerätes ist der des 4 Röhrenempfängers bezüglich Empfindlichkeit und Ausgangsleistung gleich.

Ein besonderes Problem beim gemischt bestückten Empfänger ist die Demodulation des ZF-Signals in Verbindung mit dem niederohmigen Eingang des Transistorverstärkers. Bei einem röhrenbestückten NF-Verstärker bereitet die Demodulation der an einem hochohmigen ZF-Kreis stehenden NF-Spannung keine Schwierigkeiten, da die Röhren praktisch keine Steuerleistung benötigen. Der Demodulator ist dort lediglich mit den für die Lautstärkeregelung und die Gitterableitung nötigen großen Widerständen belastet. Man hat es mit einer Spannungsdemodulation zu tun, deren Dimensionierungsregeln bekannt sind. Beim Übergang vom hochohmigen ZF-Kreis zur niedrigen Eingangsimpedanz des Transistors treten jedoch außer dem Anpassungsproblem, wie es beim Tonabnehmer des vorigen Abschnittes vorlag, auch noch andere Gesichtspunkte auf, die einer etwas ausführlicheren Behandlung bedürfen.

Es möge hier vorausgesetzt werden, daß die Schaltung des Transistor-NF-Verstärkers von der Vorstufe an, so, wie in Abb. 43 oder 44 dargestellt, gegeben sei. Wie erwähnt wurde, beträgt der Eingangs-



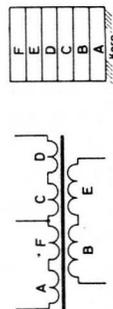
$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$
 $R_2 = 27 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 18 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 2,2 \text{ M}\Omega$
 $R_5 = 50 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 8,2 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 82 \text{ k}\Omega$

$R_8 = 5,6 \text{ k}\Omega$
 $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_{10} = 39 \text{ k}\Omega$
 $R_{11} = 15 \text{ k}\Omega$
 $R_{12} = 1,8 \text{ k}\Omega$
 $R_{13} = 18 \text{ k}\Omega$
 $R_{14} = 470 \Omega$

$R_{15} = 150 \Omega$
 $R_{16} = 82 \Omega$
 $R_{17} = 3 \text{ k}\Omega$
 NTC-Widerstand:
 (bei 25°C 130Ω ,
 $b = 4500^\circ \text{K}$)

$C_{10} = 1,5 \text{ pF}$
 $C_{11} = 1 \text{ nF}$
 $C_{12} = 10 \mu\text{F}, 3 \text{ V}$
 $C_{13} = 32 \mu\text{F}, 3 \text{ V}$
 $C_{14} = 32 \mu\text{F}, 3 \text{ V}$
 $C_{15} = 100 \mu\text{F}, 3 \text{ V}$
 $C_{16} = 100 \mu\text{F}, 12,5 \text{ V}$

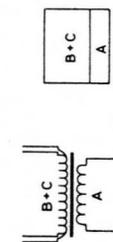
$C_1, C_2 = 2 \times 500 \text{ pF}$
 $C_3, C_6 = 6 \dots 30 \text{ pF}$
 $C_7 = 200 \dots 500 \text{ pF}$
 $C_4 = 120 \text{ pF}$
 $C_5 = 47 \text{ pF}$
 $C_8 = 47 \text{ nF}$
 $C_9 = 0,1 \mu\text{F}$



Transformator Tr1

Primär:

A: 2100 Wdg. 0,09 CuL
 $L_1 = 9,4 \text{ H}$ (bei 100 Hz)
 Gleichstrom-Widerstand 300 Ω



Transformator Tr2

Primär:

A, F, C, D: je 204 Wdg. 0,28 CuL
 $L_1 = 0,8 \text{ H}$ (bei 100 Hz)
 Gleichstrom-Widerstand
 $A + F = C + D = 8,7 \Omega$

Sekundär:

A, E: je 62 Wdg. 0,50 CuL
 Gleichstrom-Widerstand
 $B + E = 0,83 \Omega$
 Kernabmessung: $40 \times 32 \times 10,5 \text{ mm}^3$

Abb. 44 Schaltung eines gemischt bestückten Batterieempfängers

widerstand des ersten Transistors etwa $3\text{ k}\Omega$. Es wäre zwar möglich, den ersten Transistor in Kollektorschaltung zu betreiben, wobei Eingangsimpedanzen von einigen hundert $\text{k}\Omega$ erreicht werden können, jedoch würde bei der in dieser Schaltung sehr viel kleineren Leistungsverstärkung nichts gewonnen werden.

Bei der Wahl einer geeigneten Demodulationsschaltung wird man sich dann von folgenden Gesichtspunkten leiten lassen:

- Hinreichende NF-Leistung am Eingang des Transistorverstärkers
- Weitgehende Unabhängigkeit des Basisstromes des ersten Transistors von Fertigungsstreuungen und betrieblichen Änderungen seiner Eingangsimpedanz
- Möglichkeit einer automatischen Verstärkungsregelung, d. h. hinreichende Regelspannung.

Unter dem letzten Gesichtspunkt scheiden Anpassungen durch Anzapfung am letzten ZF-Kreis (an welche man wohl zuerst denken könnte) aus. Die Anpassung des Transistors an eine hochohmige Demodulatorschaltung mit Hilfe eines Transformators scheidet ebenfalls aus, weil die Primärinduktivität sehr groß sein müßte. Daher bleiben Schaltungen mit Serienwiderständen übrig, deren Dimensionierung jedoch überlegt werden muß, was anhand einer Prinzipschaltung (Abb. 45) geschehen soll.

Die letzte ZF-Röhre kann gemeinsam mit dem ZF-Kreis als Stromquelle mit endlichem Innenwiderstand aufgefaßt werden. Die Diode ist mit dem üblichen RC-Glied (C_1 , R_L) belastet, außerdem jetzt aber über einen Koppelkondensator C_2 mit dem Eingangswiderstand R_e des Transistor-NF-Verstärkers. Bei unmoduliertem Träger steht an R_L die der Trägeramplitude entsprechende Gleichspannung, die auch als Regelspannung verwendet werden kann. Wenn der Ladekondensator C_1 genügend groß ist, ändert sich auch nicht die Spannung am Koppelkondensator C_2 , d. h. es fließt kein Strom über C_2 . R_e nimmt daher bei unmoduliertem Träger auch nicht an der Belastung teil. Bei Modulation jedoch fließt nun über R_e ein niederfrequenter Strom, zugleich aber auch über R_L . Das bedeutet, daß die Diode bzw. der ZF-Kreis für HF und NF unterschiedlich belastet wird, was um so mehr zum Tragen kommt, wenn der wirksame Innenwiderstand der Stromquelle nicht mehr klein gegenüber dem wirksamen Dämpfungswiderstand ist.

Es ergeben sich dann folgende Zusammenhänge:

- Ist R_L groß (für hinreichende Regelspannung) und R_e klein, dann werden bei weit durchmoduliertem

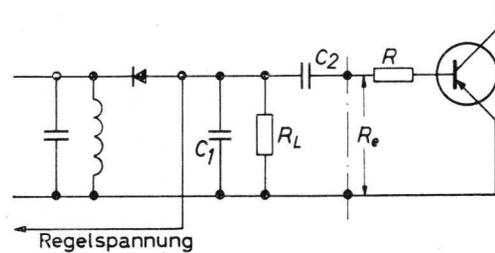


Abb. 45 Demodulatorteil eines gemischt bestückten Batterieempfängers

Träger wegen der verschiedenen Belastung für HF und NF die Modulationsspitzen abgeschnitten.

- Ist R_e groß (durch Verwenden eines großen Serienwiderstandes R vor der Basis des Transistors), dann ist die Leistungsaufnahme der Basis des ersten Transistors klein, weil in R sehr viel Leistung verlorengeht.

Im Fall 2) aber gibt es eine Einstellung, bei welcher der Basisstrom des ersten Transistors bei betrieblichen Änderungen der Eingangsimpedanz sich nur wenig ändert. Damit kann dem wichtigen Gesichtspunkt b) weitgehend Rechnung getragen werden. Zugleich wird auch die Belastung der HF-Stromquelle von Änderungen der Eingangsimpedanz unabhängiger, wobei dann Modulationsverzerrungen vermieden werden können. Ein gewisser Leistungsverlust ist jedoch unumgänglich.

Bei quantitativen Untersuchungen zeigt sich, daß ein Belastungswiderstand von $R_L \approx 50 \dots 100\text{ k}\Omega$ günstig ist, wenn R_e mit Hilfe eines Serienwiderstandes auf etwa $10\text{ k}\Omega$ gebracht wird.

Wie die Abb. 44 zeigt, bewirkt die Art der Lautstärkeregelung, daß bei herabgeregeltem Widerstand R_3 (d. h. bei starken Sendern) die Diodenbelastung kleiner wird und auch die Unterschiede in der HF- und NF-Belastung, was der Wiedergabequalität zugute kommt (ähnlich wie bei der Lautstärkeregelung im vorigen Abschnitt). Die automatische Verstärkungsregelung ist ausreichend. Die Spannung gelangt über R_4 an die beiden Röhrenstufen.

Als Demodulator-Diode erweisen sich Germanium-Dioden günstiger als die Dioden der DAF 96. Es kommt hier der für hochohmige Schaltungen geeignete Typ OA 79 in Frage. Abgesehen von der geraderen Kennlinie kompensiert sich die Germanium-Diode in der Schaltung noch selbst, weil bei kleinen Spannungen ihr Dämpfungswiderstand zunimmt bei abnehmendem Spannungswirkungsgrad, so daß bei endlichem Quellenwiderstand eine linearisierende Tendenz eintritt. Auch Temperaturänderungen werden in gewissem Maß von selbst kompensiert. Mit

wachsender Temperatur nimmt der Durchlaßwiderstand ab und der Spannungswirkungsgrad zu. Zugleich verringert sich aber der Sperrwiderstand und damit der Belastungswiderstand für die HF-Quelle, was eine Verkleinerung von Spannungs- und Leistungswirkungsgrad im kompensierenden Sinne zur Folge hat.

4.3 Oszillatorschaltungen

Im Niederfrequenzbereich arbeitende Oszillatorschaltungen lassen sich mit Transistoren ganz ähnlich auslegen wie mit Elektronenröhren. Man wird den Transistor dabei vorwiegend für kleine handelsübliche Prüfgeräte, transportable Tongeneratoren, Sender, Meßsender u. a. m. verwenden. Aus der Vielzahl der bekannten möglichen Schaltungen mit ihren Variationen sollen in wenigen Zügen zwei Typen beschrieben werden: eine Rückkopplungsschaltung mit LC-Parallelschwingkreis und ein RC-Sinus-Generator.

4.3.1. Rückkopplungsschaltungen

Abb. 46 zeigt das Prinzip einer Oszillatorstufe mit einem Transistor in der Emitterschaltung. Vom frequenzbestimmenden Kreis L_1, C_1 wird über die Rückkopplungswicklung L_2 ein Teil der Leistung an die Basis-Emitter-Strecke gegeben, die über den Transistor verstärkt wieder den Kreis erregt.

Für die Dimensionierung können vor allem folgende Gesichtspunkte bestimmend sein:

- Entnehmbare Schwingleistung
- Wirkungsgrad bzw. Stromaufnahme
- Geforderter Klirrfaktor
- Eigenfrequenz

Die mit den Punkten a), b) und c) zusammenhängende Wahl des Arbeitspunktes erfordert eine Überlegung, auf welche Weise beim Transistor-Oszillator die Schwingungsamplitude begrenzt wird. Bei einer mit Elektronenröhren bestückten Stufe erfolgt die Begrenzung bekanntlich durch den einsetzenden Gitterstrom, der den Kreis belastet, oder aber auch dadurch, daß die über eine Periode gemittelte wirksame Steilheit mit wachsender Aussteuerung kleiner wird. Das letztere kann beim Transistor ebenfalls eintreten, jedoch überwiegt sehr häufig der Einfluß der relativ kleinen, veränderlichen Eingangsimpedanz des Transistors, die den Kreis bedämpft. Je größer die Schwingungsamplitude ist, um so stärker wirkt die Nichtlinearität der Eingangsimpedanz auf die Sinusform der Schwingung zurück, d. h. um

so größer werden die Verzerrungen. Auch der Abfall der Stromverstärkung bei großen Strömen kann Verzerrungen hervorrufen.

Verzerrungen können ganz allgemein durch folgende Maßnahmen vermieden oder reduziert werden.

- 1) Serienwiderstand vor der Basis
(zugleich Verändern des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u} = n_1/n_2$)
- 2) Gegenkopplungen

Gelegentlich kann auch eine zusätzliche ausgleichende Belastung des Schwingkreises zum Erfolg führen. Im allgemeinen genügt jedoch ein Serienwiderstand vor der Basis.

Wenn dafür gesorgt wird, daß die Dämpfung durch die Transistoreingangsimpedanz minimal ist, wird man überdies den Arbeitspunkt in einem hinreichend linearen Teil der Transistorcharakteristiken wählen. Das Gleichgewicht der Amplituden kann dann entweder dadurch bestimmt sein, daß die Stromverstärkung mit wachsendem Kollektorstrom abnimmt oder auch dadurch, daß diese bei kleinen Strömen, d. h. in der Nähe von $-I_{c0}'$ oder $-I_{c0}$, abnimmt.

Die Eigenfrequenz eines Transistor-Oszillators kann sehr viel höher als seine Grenzfrequenz sein, da bis zu einem gewissen Grade der α -Abfall (vgl. Gl. 93) durch eine stärkere Rückkopplung wieder ausgeglichen werden kann. Ähnliches gilt für die Phasendrehung des Kollektorstromes gegenüber dem Basisstrom mit wachsender Frequenz. Letztere kann im übrigen aber auch durch einen passend gewählten Kondensator im Rückkopplungszweig kompensiert werden.

Eine Gleichstromstabilisierung sollte auch bei Oszillatorschaltungen durchgeführt werden, auf jeden Fall aber bei hohen Speisespannungen. Da kein wesentlicher Gleichstromarbeitswiderstand im Kollektor

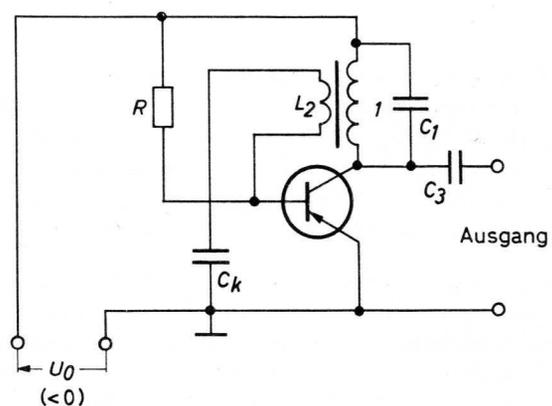
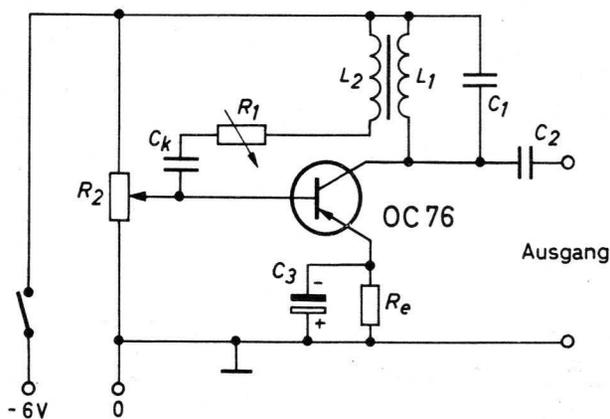


Abb. 46 Rückkopplungsschaltung mit Transistor in der Emitterschaltung (Prinzipschaltung)



$R_1 = 30 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 27,5 \text{ nF}$
$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 50 \text{ nF}$
$R_e = 200 \text{ }\Omega$	$C_3 = 10 \text{ }\mu\text{F}/6 \text{ V}$
	$C_k = 50 \text{ nF}$

Transformator
 Ferroxcube Typ E 13/7/3 FXC 3E
 L_1 : 800 Wdg. 0,1 CuL
 L_2 : 200 Wdg. 0,1 CuL

Abb. 47 Schaltung eines einfachen Tongenerators

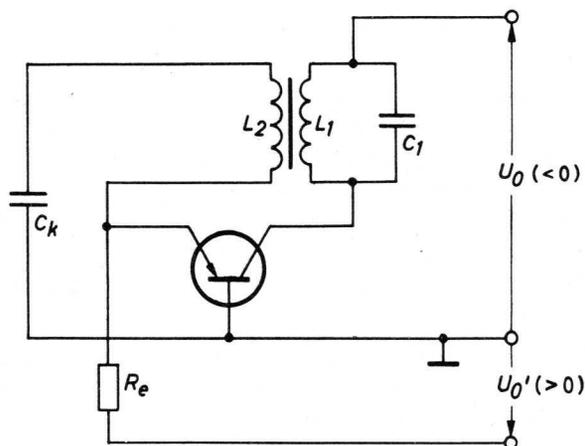


Abb. 48 Rückkopplungsschaltung mit Transistor in der Basisschaltung (Prinzipschaltung)

torkreis vorhanden ist, empfiehlt sich eine Gleichstrom-Seriengenkopplung, so daß die Schaltung in Abb. 47 entsteht. Mit Hilfe von R_2 kann der Arbeitspunkt, mit R_1 der Rückkopplungsfaktor eingestellt werden. (Bei der angegebenen Dimensionierung schwingt der Oszillator bei etwa 1000 Hz.)

Wie schon auf S. 56 erörtert wurde, liegt die Grenzfrequenz in der Basisschaltung wesentlich höher als in der Emitterschaltung. Die erreichbaren Ausgangsleistungen sind jedoch kleiner. Eine Prinzipschaltung zeigt die Abb. 48. Der Widerstand R_e sorgt dafür, daß Emitter und Basis nicht dynamisch kurzgeschlossen werden.

4.3.2. RC-Sinus-Generator

Eine andere gern verwendete Schaltung für die Schwingungserzeugung ist der RC-Sinus-Generator. Damit die im Hinblick auf die Transistorverwendung zu berücksichtigenden Punkte leichter verständlich werden, soll hier zuerst das Prinzip von den Grundlagen her erläutert werden. Da der Transistor als stromverstärkendes Element betrachtet werden kann und zwischen Kollektorstrom und Basisstrom eine Phasendrehung von 180° besteht, erfordert die Schwingungserzeugung ein Netzwerk, welches ebenfalls eine Phasendrehung von 180° bewirkt und außerdem (für eine bestimmte Frequenz) ein Verhältnis von Ausgangsstrom i_2 zu Eingangsstrom i_1 hat, welches größer ist als der reziproke Wert der Stromverstärkung des Transistors. Das Blockschaltbild Abb. 49 soll dies verdeutlichen.

Für

$$i_c = \alpha' i_b \quad (108)$$

(Emitterschaltung),

wobei jedoch wegen der Definition der Stromrichtungen in Abb. 49 dort i_c ein negatives Vorzeichen erhält, müssen bei einer Eigenfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi} \omega$$

die Ströme des Netzwerkes mit

$$i_2 = -\frac{1}{\gamma} i_1 \quad (109)$$

gegenphasig sein, und es muß außerdem

$$\gamma < \alpha' \quad (110)$$

gelten, damit der Rückkopplungsfaktor größer als 1 ist.

Ein Netzwerk, welches im Zusammenhang mit dem Transistor diese Gleichungen erfüllt, läßt sich durch eine dreigliedrige RC-Kette darstellen, welche die in Abb. 50a oder 50b skizzierte Gestalt haben kann. Die Netzwerkgleichungen ergeben für beide Schaltungen mit dem Ansatz

$$\begin{aligned} i_1 &= a_1 \exp [j\omega t] \\ i_2 &= a_2 \exp [j\omega t] \end{aligned} \quad (111)$$

die Lösungen

$$\frac{a_1}{a_2} = 1 + 6jx - 5x^2 - jx^3 \quad \text{in Abb. 50a} \quad (112)$$

und

$$\frac{a_1}{a_2} = 1 - 6j\left(\frac{1}{x}\right) - 5\left(\frac{1}{x}\right)^2 + j\left(\frac{1}{x}\right)^3 \quad \text{in Abb. 50b} \quad (113)$$

mit $x = \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$; $\omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$

Dann gibt es einen bestimmten Wert für x , bei welchem die Gl. (109) erfüllt wird, nämlich wenn der Imaginärteil verschwindet, d. h. (bei Ausschluß der trivialen Lösung $x = 0$)

für

$x = \sqrt{6}$; $\omega = \sqrt{6} \frac{1}{RC}$ im Fall der Abb. 50a (114)

und

$x = \frac{1}{\sqrt{6}}$; $\omega = \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{1}{RC}$ im Fall der Abb. 50b (115)

Für diese Werte erhält man in beiden Fällen

$a_1 = -29 a_2$; $\gamma = 29$

so daß mit Gl. (110) verlangt wird

$a' > 29$ (116)

Es läßt sich zeigen, daß nur bei wenigstens 3 Kettengliedern die Drehung von 180° erreichbar ist. Bei mehr Gliedern wird die Stromuntersetzung sehr groß.

Zwei den hier skizzierten Verhältnissen entsprechende Prinzipschaltungen zeigen die Abb. 51a und 51b. Die Schaltung Abb. 51a hat den Vorteil, daß eine interne Phasendrehung des Transistors quasi in den ersten Kondensator mit einbezogen werden kann. Sie hat aber den Nachteil, daß der endliche wirksame Innenwiderstand der Stromquelle für das Netzwerk (Kollektorseite des Transistors) sehr groß sein muß, da sich das Prinzip auf ein stromgespeistes Netzwerk stützt. Im Fall der Abb. 51b kann einerseits der wirksame Innenwiderstand als erster Widerstand verwendet oder in diesen einbezogen werden, andererseits muß je nach Ausmaß der internen Phasendrehung ein künstlicher Ausgleich innerhalb der Kette durchgeführt werden. Die Kapazitäten müssen hier klein bzw. die Widerstände groß gewählt werden, damit im letzten RC-Glied der Eingangswiderstand des Transistors gegenüber dem kapazitiven Widerstand des letzten Kondensators nicht in Erscheinung tritt.

Eine weitere Möglichkeit bietet sich in der Verwendung von zwei Transistoren an. Da diese eine Phasendrehung von $2 \times 180^\circ$ bringen, kann das Netzwerk so gestaltet werden, daß keine Drehung in diesem mehr erfolgen muß. Die bei zwei Stufen sehr hohe Stromverstärkung erleichtert es dann auch, die Stromuntersetzung des Netzwerkes aufzubringen. Zu der in Abb. 52 gezeigten Schaltung gehört die Gleichung

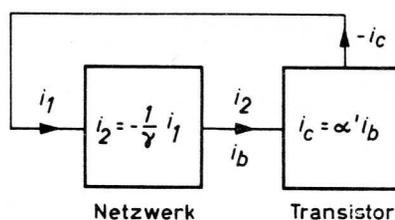
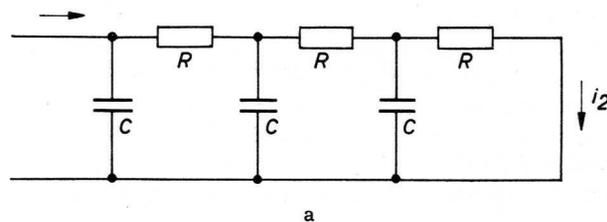
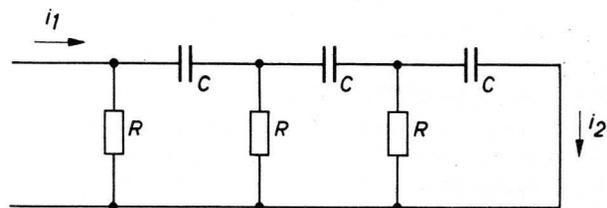


Abb. 49 Blockschaltung zur Erläuterung der Arbeitsweise eines RC-Sinus-Generators

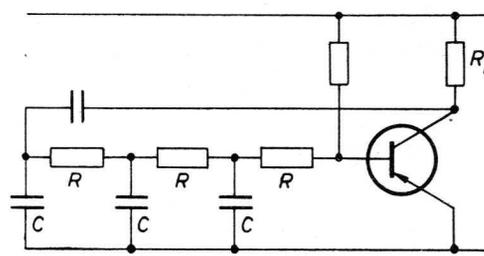


a

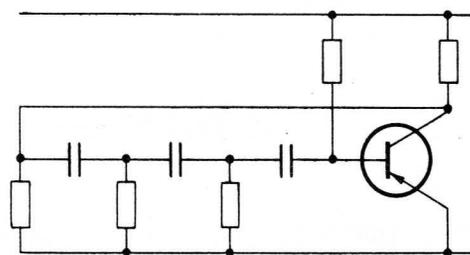


b

Abb. 50a Stromgespeiste RC-Netzwerke für die Phasendrehung bei einem RC-Generator



a



b

Abb. 51a Schaltung zweier RC-Generatoren
Abb. 51b (Prinzipschaltungen)

$$a_1 = \left(\frac{-j + 5x + 5jx^2 - x^3}{x} \right) a_2$$

Dieser Ausdruck wird reell für

$$x = \frac{1}{\sqrt{5}}$$

so daß sich

$$a_1 = + \left(5 - \frac{1}{5} \right) a_2 = + 4,8 a_2$$

ergibt. Wenn die gesamte Stromverstärkung (jetzt mit gleicher Phase) $> 4,8$ ist, sind damit die gewünschten Bedingungen erfüllt. Das Netzwerk in Abb. 52 hat den Vorteil, daß sich sowohl der wirksame Innenwiderstand der Stromquelle (Kollektorseite des zweiten Transistors) als auch der Eingangswiderstand des ersten Transistors einbeziehen lassen. Das gleiche gilt für die Eingangs- und Ausgangskapazitäten.

Eine praktische Schaltung mit zwei Transistoren zeigt die Abb. 53. Bei der angegebenen Dimensionierung liegt die Eigenfrequenz bei etwa 2,5 kHz. Wie man sieht, sind die Transistoren gleichstrom-stabilisiert und außerdem stark gegengekoppelt über R_8 und den teilweise überbrückten Widerstand R_3 . Die Ausgangsspannung kann an R_7 oder R_8 abgegriffen werden. Mittels R_3 kann das Minimum an Verzerrungen eingestellt werden. Die Frequenz wird wieder durch

$$x = \frac{\omega}{\omega_0}; \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

bestimmt. Bei niedriger Frequenz kann der erste Kondensator gespart werden, dann ergibt die Rechnung

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{RC}$$

und

$$a_1 = + 4a_2$$

Auch beim RC-Generator gelten die Gesichtspunkte hinsichtlich Linearisierung der Schwingungsform und Begrenzung der Amplitude. Aus diesem Grunde,

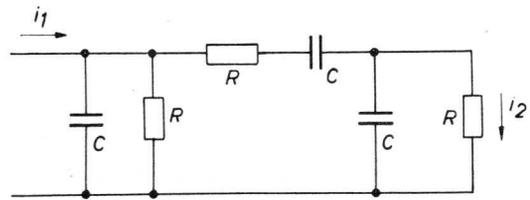
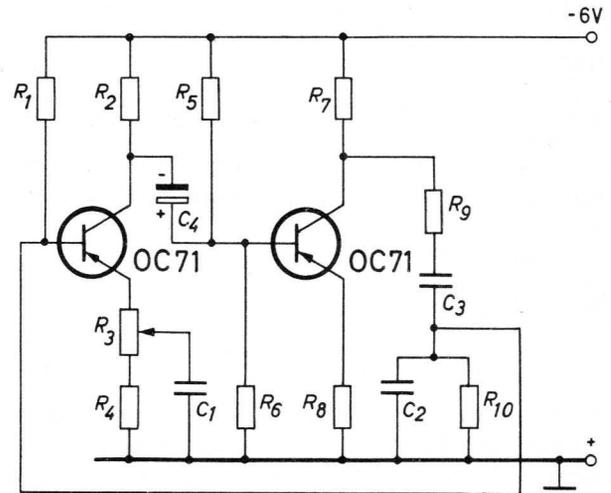


Abb. 52 RC-Netzwerk für zweistufigen Transistor-RC-Generator



$R_1 = 27 \text{ k}\Omega$	$R_8 = 3,3 \text{ k}\Omega$
$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$	$R_9 = 4,7 \text{ k}\Omega$
$R_3 = 1 \text{ k}\Omega$	$R_{10} = 4,7 \text{ k}\Omega$
$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_5 = 39 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$
$R_6 = 10 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$
$R_7 = 4,7 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 8 \text{ }\mu\text{F}$

Abb. 53 Zweistufiger RC-Sinus-Generator mit Transistoren

insbesondere wegen der starken Mitkopplung der beiden Transistoren, ist zur Kompensation die starke Gegenkopplung über R_8 angewandt worden. Sie ist hier wegen der nur geringen Stromuntersetzung um den Faktor 4... 5 so weitreichend möglich.

Neben den hier gezeigten Schaltungen lassen sich im Prinzip auch andere Schaltungen aufbauen, z. B. quartzgesteuerte Oszillatoren, Rückkopplungen mit Serienkreisen, Modulatorschaltungen usw.

5 Der Transistor in HF-Anwendungen

Im ersten Teil dieses Kompendiums (S. 4) wurde angedeutet, daß einerseits die Technologie des Transistors bei höheren Frequenzen schwieriger wird, andererseits aber auch die Schaltungstechnik, d. h. im praktischen Fall schon bei Frequenzen oberhalb

der Grenzfrequenz, von der auf S. 55 die Rede war. Zur Erläuterung der zuletzt genannten Schwierigkeiten möge eine Verstärkerstufe für Hochfrequenz betrachtet werden, wie sie sonst von der Technik der Elektronenröhren her bekannt ist.

Zunächst werden die im Ersatzschaltbild des Transistors als innere Kapazitäten in irgendeiner Weise darstellbaren Trägheiten der Ladungsträger zu berücksichtigen sein. Die Neutralisation von kapazitiven Komponenten bei Elektronenröhren ist zwar nicht neu, sie wird jedoch beim Transistor kritischer als bei der Röhre, weil die Streuungen der Kapazitäten von Exemplar zu Exemplar größer sind.

Weiterhin tritt als neues Problem der Zusammenhang zwischen Leistungsverstärkung und Bandbreite auf. Die Leistungsverstärkung bei Hochfrequenz ist im Prinzip ebenfalls nicht neu (z. B. bei Endstufen von Sendern), jedoch ist diese hier — beim Transistor — eine Frage, die auf Grund der relativ kleinen und überdies komplex erscheinenden Eingangsimpedanzen eingehender diskutiert werden muß.

Es zeigt sich leider, daß solche eingehenden Untersuchungen eines erheblichen Aufwandes an Mathematik bedürfen. Wenn man jedoch das Problem der Exemplarstreuungen nur qualitativ betrachtet, lassen sich die Zusammenhänge auch ohne schwierige Rechnungen noch relativ übersichtlich zeigen, was im folgenden versucht werden soll.

5.1 Ersatzschaltbild

Nach verschiedenen Ansätzen der letzten Jahre hat man sich heute in der Literatur fast ausschließlich für das von *Giacoletto*¹⁹⁾ vorgeschlagene Ersatzschaltbild des Transistors entschieden. Dieses ist sowohl von physikalischen Gesichtspunkten als auch von der Seite der Anwendung her besonders günstig. Abb. 54 zeigt dieses Ersatzschaltbild für die Emitterschaltung. Der Widerstand $r_{bb'}$ ist der schon mehrfach erwähnte innere ohmsche Widerstand zwischen Basisanschluß und wirksamer Basisschicht. Die beiden RC-Glieder können als Ersatz für die mit inneren Trägheiten behafteten Emitter- und Kollektor-Dioden angesehen werden. (Der Doppelkreis soll einen Stromgenerator darstellen.)

Dem Vierpol kann nun auch eine Matrix zugeordnet werden, z. B. die Admittanz-Matrix

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (117)$$

worin die Matrixparameter in komplexer Form

$$y_{ik} = g_{ik} + j\omega C_{ik} \quad (\omega C_{ik} = b_{ik}) \quad (118)$$

$$g_{ik} = g_{ik}(\omega); \quad C_{ik} = C_{ik}(\omega)$$

erscheinen. Das Rechnen mit Admittanzparametern

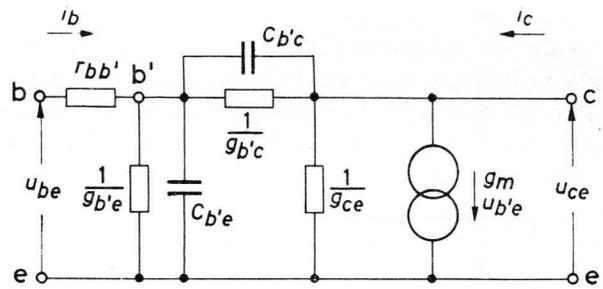


Abb. 54 Ein HF-Ersatzschaltbild für den Transistor in Emitterschaltung

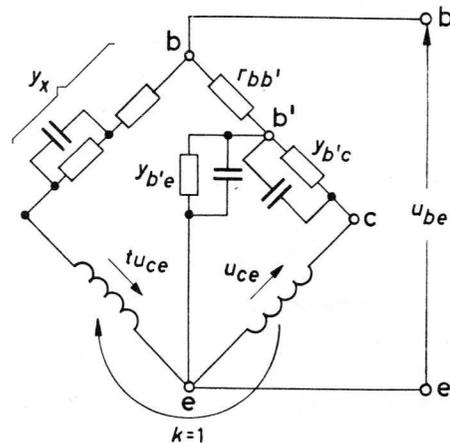


Abb. 55 Als Brückenschaltung dargestellte Neutralisation der Spannungsrückwirkung. Die Spannung u_{be} soll von u_{ce} unabhängig werden

ist hier etwas günstiger als mit h -Parametern. Im Anhang Ziff. 6A, S. 111 sind einige Umrechnungen der Parameter zu finden, außerdem sind dort die y_{ik} als Funktion der Größen aus Abb. 54 angegeben. Zunächst kommt es darauf an, die Spannungsrückwirkung durch einen Gegenkopplungsweig zum Verschwinden zu bringen, weil — wie sich von der Theorie her zeigen läßt — aus ihr unsymmetrische Durchlaßkurven und Eigenschwingungen folgen könnten. Wie schon oben angedeutet wurde, muß der Transistor „neutralisiert“ werden. Dies kann so geschehen, daß über einen Transformator am Ausgang und über ein RC-Netzwerk auf den Eingang gekoppelt wird (vgl. Abb. 56). Die sich dabei ergebenden Verhältnisse lassen sich aus Abb. 55 ersehen. Die Abb. 55 zeigt eine Brückenschaltung, bei der die Spannung u_{be} von der Spannung u_{ce} unabhängig wird. Im Anhang Ziff. 6A, S. 111 sind die zugehörigen Rechnungen zu finden, aus denen folgt, daß eine RC-

¹⁹⁾ L. I. Giacioletto: Study of p-n-p alloy junction transistor from d. c. through medium frequencies. R. C. A. review. Dec. 1954.

Kombination für y_x gemäß Abb. 55 im linken oberen Zweig zur spiegelbildlichen Darstellung der komplexen Rückwirkung ausreicht. Die praktische Schaltung hat dann eine Gestalt, wie sie Abb. 56 wiedergibt. Die Rechnung aus Anhang Ziff. 6A liefert für diese Schaltung

$$\begin{aligned}
 R_{x1} &= t \cdot r_{bb'} \cdot \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}} \\
 R_{x2} &= t \cdot \frac{1}{g_{b'c}} \\
 C_x &= \frac{1}{t} \cdot C_{b'c}
 \end{aligned}
 \tag{119}$$

wenn

$$C_{b'c} \ll C_{b'e}$$

und

$$r_{bb'} \cdot \left[g_{b'e} - g_{b'c} \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}} \right] \ll 1$$

ist, was im allgemeinen zutrifft. (t ist das Verhältnis der Windungszahlen von Sekundär- und Primärseite.) Im allgemeinen kann der Widerstand R_{x2} fortgelassen werden, da $g_{b'c}$ sehr klein ist. Ein praktisches Beispiel möge einen Eindruck von den Größenordnungen geben:

Es sei

$$\begin{aligned}
 r_{bb'} &= 100 \ \Omega \\
 g_{b'e} &= 400 \ \mu\text{S} & C_{b'e} &= 400 \ \text{pF} \\
 g_{b'c} &= 0,5 \ \mu\text{S} & C_{b'c} &= 10 \ \text{pF}
 \end{aligned}$$

Für $t = 0,2$ z. B. erhält man

$$\begin{aligned}
 R_{x1} &= 800 \ \Omega \\
 R_{x2} &= 400 \ \text{k}\Omega \\
 C_x &= 50 \ \text{pF}
 \end{aligned}$$

Über die Wahl von t und über den Einfluß von Exemplarstreuungen soll noch später etwas gesagt werden.

Die Berechnung der neuen, „neutralisierten“ Matrix bereitet keine großen Schwierigkeiten (s. Anh., Ziff. 6A). Die neue Matrix lautet

$$\begin{pmatrix} i_1^* \\ i_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} - \frac{1}{t} y_{12} & 0 \\ y_{21} - y_{12} & y_{22} - t y_{12} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \tag{120}$$

worin wieder

$$y_{ik} = g_{ik} + j\omega C_{ik}$$

mit

$$g_{ik} = g_{ik}(\omega); \quad C_{ik} = C_{ik}(\omega)$$

ist. Die Frequenzabhängigkeit der noch verbliebe-

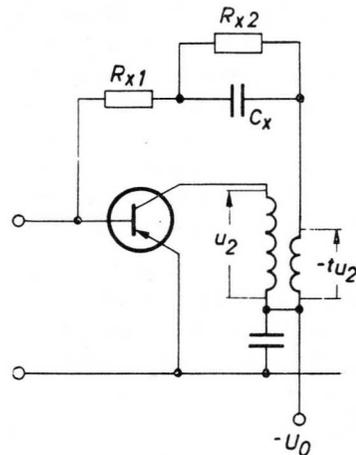


Abb. 56 Praktische Neutralisation der inneren Rückwirkung des Transistors

nen 6 Matrixparameter bedeutet, daß auch die Betriebseigenschaften des Transistors sich mit der Frequenz ändern. Dies kann besonders in Fällen, in denen der Transistor breitbandig verstärken soll, schaltungsmäßig Schwierigkeiten bereiten. Wie aus den Rechnungen im Anhang zu ersehen ist, wird jedoch, wenn

$$r_{bb'} (y_{b'e} + y_{b'c})$$

gegenüber 1 nicht allzusehr ins Gewicht fällt, der Parameter y_{21}^* nahezu reell

$$y_{21}^* \approx g_m$$

Man kann dann für einen begrenzten Frequenzbereich für den neutralisierten Transistor ein neues, sehr einfaches Ersatzschaltbild, wie es Abb. 57 zeigt, angeben. Bei Betrachtung dieses Ersatzschaltbildes lassen sich folgende Überlegungen anstellen. Beim Anschluß von Schwingkreisen, Bandfiltern o. ä. am Eingang und Ausgang lassen sich die Eingang- und Ausgangskapazitäten in die Schwingkreis-Kapazitäten mit einbeziehen. Die Eingangs- und Ausgangswirkleitwerte können als Paralleldämpfung der Kreise aufgefaßt werden. Übrig bleiben damit lediglich die Probleme der Anpassung im Zusammenhang mit Leistungsverstärkung und Bandbreite sowie die Exemplarstreuungen.

Im allgemeinen ist bei HF-Anwendungen (bis zu einer gewissen Grenze) eine optimale Leistungsanpassung zwischen Transistor, Einzelkreisen oder Bandfiltern bequem durch Anzapfung der Spulen möglich. Die optimalen Anpassungen ergeben Admittanzen, die als Zusatzdämpfung die Bandbreite der Kreise gegenüber ihrer Leerlaufbandbreite vergrößern. Dadurch entstehen einige in der Röhrentechnik bei diesen Frequenzen ungewohnte Rela-

tionen zwischen Leistungsverstärkung und Bandbreite, welche im nächsten Abschnitt für verschiedene Fälle noch dargelegt werden.

Im Hinblick auf die Exemplarstreuungen des Transistors ist summarisch etwa folgendes zu sagen. Streuungen von $y_{b'e}$ haben natürlich zur Folge, daß bei einer fest eingestellten Neutralisation (und diese wird man in der Regel erstreben) verschiedene Exemplare verschiedene Restwerte von y_{12} in (120) hervorrufen können. Es läßt sich zeigen, daß endliche Werte von y_{12} , z. B. bei einem ZF-Verstärker, einerseits eine unsymmetrische Durchlaßkurve und andererseits die Gefahr von Eigenschwingungen bringen können. Letzteres um so eher, je kleiner die Bandbreite des Verstärkers ist. Die Streuungen von $r_{bb'}$ und $y_{b'e}$ kommen weniger zur Geltung, da ein Abgleich der Kreise bei jedem einzelnen Verstärkerexemplar ohnehin erforderlich ist.

Eine gewisse Schwierigkeit bringt jedoch noch die Abhängigkeit der Kapazität $C_{b'e}$ vom Emittergleichstrom. Dabei ist annähernd

$$C_{b'e} \approx I_e \frac{1}{U_{T0} \omega_g}$$

($\omega_g = 2\pi f_g$; f_g = Grenzfrequenz in Basisschaltung; $U_{T0} = 26 \cdot 10^{-3}$ V)

Dadurch können Schwierigkeiten entstehen, wenn z. B. eine automatische Verstärkungsregelung über den Emitterstrom erfolgen soll. In vielen Fällen wird der genannte Effekt dadurch gemildert, daß auch $g_{b'e}$ vom Emittergleichstrom abhängt, und zwar gerade im gleichen Sinne

$$g_{b'e} \approx (I_e/U_{T0}) \alpha_0'$$

so daß

$$\frac{C_{b'e}}{g_{b'e}} \approx \text{const} \approx \frac{\alpha_0'}{\omega_g}$$

folgt und daher bei Änderung des Emitterstromes der Phasenwinkel der Eingangsadmittanz sich nur geringfügig ändert, wohl aber der Betrag der Admittanz, d. h. der Scheinleitwert. Diese Änderung wirkt über eine Dämpfungsänderung auf die Leistungsverstärkung zurück. In falsch ausgelegten Schaltungen, z. B. immer dann, wenn aus einer Vergrößerung der HF-Amplitude eine bestimmte Verkleinerung des Emitterstromes folgt, können dann sogar Eigenschwingungen auftreten.

Die Berechnung der Admittanzparameter als Funktion der Frequenz ist relativ schwierig, insbesondere dann, wenn man auch einen Überblick über den Einfluß der Exemplarstreuungen gewinnen will. Es soll hier genügen, zu betonen, daß selbstverständlich die Leistungsverstärkung auf Grund des α -Abfalls mit der Frequenz kleiner wird, so daß die Verstärkung

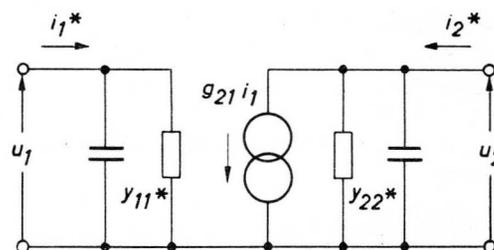


Abb. 57 Durch Neutralisation entstandenes einfaches Ersatzschaltbild

von Hochfrequenz nur bis zu bestimmten Grenzen sinnvoll ist. Die wesentlich höher liegende Grenzfrequenz in der Basisschaltung kann gewöhnlich nur in Oszillatorschaltungen ausgenutzt werden, weil die dann fehlende Stromverstärkung ($\alpha_0 \approx 1$) nicht durch eine entsprechend höhere Spannungsverstärkung wettgemacht werden kann.

Es mag noch angemerkt werden, daß heute die Grenzfrequenz schon so weit hinausgeschoben und die Exemplarstreuungen der Transistoren von der technologischen Seite schon so eingeschränkt werden konnten, daß z. B. mit dem Transistor OC 45 ZF-Stufen für 0,5 ... 1 MHz mit unveränderlicher Neutralisation gebaut werden können. Eine solche Stufe soll im nächsten Abschnitt beschrieben werden.

5.2 ZF-Verstärkerstufe

Eine bequeme Übersicht über die Verhältnisse bei ZF-Verstärkerstufen mit Transistoren erhält man, wenn man ein Bandfilter oder einen Einzelkreis zwischen zwei Transistoren betrachtet, wie es die Abbildungen 58a und 58b zeigen. (Die Widerstände in Serie mit den Spulen sollen die Verlustwiderstände darstellen.)

Der Einfachheit halber sei angenommen, daß alle Kreise die gleiche Leerlaufgüte Q_0 und den gleichen Resonanzleitwert g_k haben. Weiter sei angenommen, daß die Eingangs- und Ausgangskapazitäten der Transistoren mit in die Schwingkreisadmittanz einbezogen wurden.

Die optimalen Anpassungswiderstände für die beiden Transistoren folgen aus den Gln. (14 und 15) in Teil I, S. 17 bei neutralisierter Matrix ($y_{12} = 0$; $h_{12} = 0$; $H = 0$) und bei Resonanz

für den 1. Transistor

$$R_{L \text{ opt}} = \frac{1}{g_{22}^*} \quad (121a)$$

für den 2. Transistor

$$R_{g \text{ opt}} = \frac{1}{g_{11}^*} \quad (121b)$$

(Die Sterne bezeichnen die Werte des neutralisierten Transistors.)

Diese beiden Widerstände sind zugleich die für die Kreise wirksamen Paralleldämpfungen, d. h. genauer, sie wirken mit den Quadraten der Anzapfungsverhältnisse t_1^2, t_2^2 übersetzt auf die Kreise.

Es sollen folgende Definitionen eingeführt werden:

$$q_1 = \frac{Q_0}{Q_1}; \quad q_2 = \frac{Q_0}{Q_2}$$

$$x = \frac{2\Delta f}{f_0} Q_0 = \text{normierte Verstimmung}$$

$$kQ_0 = \text{Leerlaufkopplung (Kopplungsfaktor, multipliziert mit Leerlaufgüte)}$$

$$g_k = \text{Resonanzleitwert eines unbelasteten Kreises}$$

$$(g_k = 2\pi f_0 C/Q_0)$$

darin bedeuten: (122)

- Q_0 = Leerlaufgüte eines Kreises
- Q_1 = Betriebsgüte eines Kreises bei Belastung mit $R_{L \text{ opt}}$ am angezapften Kreis (Anzapfungsverhältnis t_1)
- Q_2 = Betriebsgüte eines Kreises bei Belastung mit $R_{g \text{ opt}}$ am angezapften Kreis (Anzapfungsverhältnis t_2)

Bei Anwendung der bekannten Bandfilter- und Kreisformeln (die Dämpfungen $\delta = 1/Q$ addieren sich: $\delta = \delta_0 + \delta_1$) ergibt sich

$$Q_1 = Q_0 \frac{1}{1 + (t_1^2/g_k R_{L \text{ opt}})} \quad (123a)$$

$$Q_2 = Q_0 \frac{1}{1 + (t_2^2/g_k R_{g \text{ opt}})} \quad (123b)$$

oder, falls $Q_0, Q_1, R_{\text{opt}}, g_k$ festliegen, mit Gl. (121a, b)

$$t_1^2 = \frac{g_k}{g_{22}^*} (q_1 - 1)$$

$$t_2^2 = \frac{g_k}{g_{11}^*} (q_2 - 1)$$

(124)

q_1 und q_2 müssen noch berechnet werden.

Nach diesen Vorbereitungen soll nun ermittelt werden, wie sich Kopplung, Bandbreite und Leistungsverstärkung zueinander verhalten. Dazu sind zuerst folgende Überlegungen sinnvoll. Wenn man die Matrixparameter der neutralisierten Transistoren bei

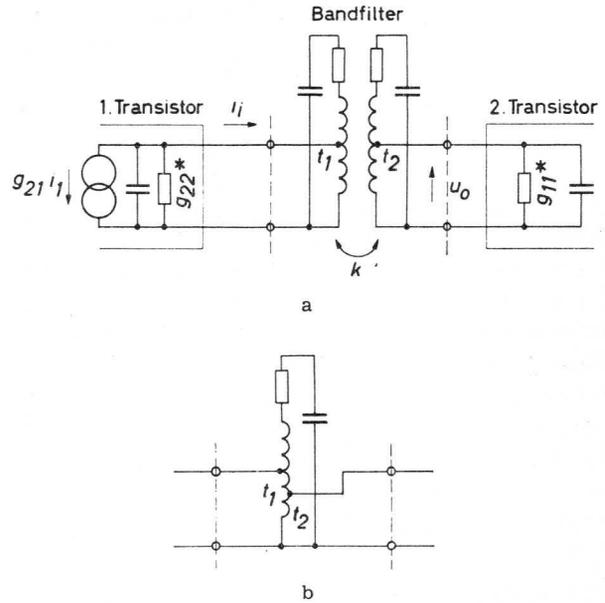


Abb. 58a Ein angepasstes Bandfilter und ein angepasster Kreis als Vierpol zwischen zwei Transistorvierpolen für die Berechnung der Zusammenhänge zwischen Leistungsübertragung, Bandbreite und Kopplung

gegebener Frequenz kennt, außerdem die optimalen Anpassungswiderstände, dann ist die Leistungsverstärkung der Transistoren bekannt, sie folgt aus Gl. (13) in Teil I, S. 17 für $H = 0$ aus

$$v_{N \text{ opt}} = \left(\frac{h_{21}^2}{h_{11} h_{22}} \right)^*$$

und mit Verwenden der Formel (33A), S. 111

$$v_{N \text{ opt}} = \frac{y_{21}^{*2}}{y_{11}^* y_{22}^*} \quad (125)$$

(Die Sterne bezeichnen wieder die Werte des neutralisierten Transistors.)

Sodann können die Transistoren ganz aus der Betrachtung herausgelassen werden; ihre Leistungsverstärkung ist nicht weiter zu verbessern. Nun muß exakt das Bandfilter (bzw. der Einzelkreis) als leistungsübertragendes Element angesehen werden. Stellt man (um die Betriebsformeln von S. 17 anwenden zu können) die h -Matrizen auf, erhält man für die beiden Fälle

a) Bandfilter

$$(h) = \frac{1}{(1 + jx)} \begin{pmatrix} t_1^2 \frac{1}{g_k} & -j \frac{t_1}{t_2} (kQ_0) \\ +j \frac{t_1}{t_2} (kQ_0) & \frac{g_k}{t_2^2} [(1 + jx)^2 + (kQ_0)^2] \end{pmatrix} \quad (126a)$$

b) Einzelkreis

$$(h) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{t_1}{t_2} \\ -\frac{t_1}{t_2} & g_k \frac{(1+jx)}{t_2^2} \end{pmatrix} \quad (126b)$$

Aus (126a) kann man mit Hilfe von Gl. (14) und (15), S. 17 die optimale Leistungsanpassung für das Bandfilter ausrechnen. Dabei ergibt sich (die Rechnung sei hier nicht im einzelnen vorgeführt)

$$q_1 - 1 = \sqrt{1 + (kQ_0)^2} \quad (127)$$

$$q_2 - 1 = \sqrt{1 + (kQ_0)^2}$$

$$q_1 = q_2 = q$$

Daraus folgt

$$(kQ_0) = \sqrt{q(q-2)} \quad (127a)$$

Da für $q_1 = q_2 = q$ die kritische Kopplung eines Bandfilters $(kQ_0) = q$ ist, wird die Kopplung gemäß Gl. (127a) unterkritisch. Die — ohne Rücksicht auf Bandbreite — aus (127) folgende optimale Leistungsverstärkung des Bandfilters verlangt also eine unterkritische Kopplung (außerdem gleiche Güten Q_1, Q_2). Das Optimum war bei konstanter Kopplung ermittelt worden. Das Optimum bei konstantem q erfordert dagegen kritische Kopplung, jedoch läßt sich zeigen, daß bei gleicher Selektivität den optimalen Wert Gl. (127a) liefert. Beim Einzelkreis erhält man lediglich als Bedingung

$$q_1 = q_2 = q$$

Weiterhin ist die Leistungsübertragung in Abhängigkeit von Bandbreite und Wertepaaren q, kQ_0 zu berechnen. Man kann sie aus dem einfachen Ersatzschaltbild Abb. 59 herleiten bei gegebenem Generatorstrom i_{i0} . Die an g_{11}^* gelieferte Leistung wird ins Verhältnis zu jener Leistung gesetzt, die optimal an das Filter geliefert werden kann. Dabei ergibt sich die Leistungsübertragung v_N des Filters (oder Kreises) zu

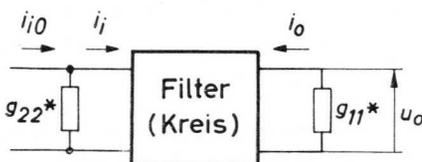


Abb. 59 Vierpol für die Berechnung der Leistungsübertragung im Filter oder Kreis bei gegebenem Generatorstrom

$$v_N = 4 \frac{g_k^2 (q_1 - 1) (q_2 - 1)}{t_1^2 t_2^2} \left(\frac{u_o}{i_{i0}} \right)^2 \quad (128)$$

Weiter folgt aus (126a) und (126b) nach einigen Rechnungen

a) Bandfilter

$$\left(\frac{u_o}{i_{i0}} \right) = -j \frac{t_1 t_2}{g_k} (kQ_0) \frac{1}{(q_1 + jx)(q_2 + jx) + (kQ_0)^2} \quad (129a)$$

b) Einzelkreis

$$\left(\frac{u_o}{i_{i0}} \right) = \frac{t_1 t_2}{g_k} \frac{1}{(q_1 + q_2 - 1 + jx)} \quad (129b)$$

Schließlich erhält man die Leistungsübertragung mit

$$q_1 = q_2 = q$$

im Falle

a) Bandfilter:

$$v_N = 4 (kQ_0)^2 \frac{(q-1)^2}{[q^2 + (kQ_0)^2]^2} \quad (130a)$$

b) Kreis:

$$v_N = 4 \frac{(q-1)^2}{(2q-1)^2} \quad (130b)$$

Sodann muß aus den Gln. (129a) und (129b) die Bandbreite ermittelt werden²⁰. Es sei x_b die Verstimmung, bei der (u_o/i_{i0}) auf den Faktor $1/\sqrt{2}$ absinkt. Damit ist wegen der Normierung $x = 2 \Delta f Q_0/f_0$ und $2 \Delta f_0 Q_0/f_0 = 1$

$$x_b = \frac{2 \Delta f_b}{2 \Delta f_0} = \text{Verhältnis der Bandbreite bei belastetem Filter oder Einzelkreis zu jener Leerlaufbandbreite, die ein einzelner Kreis hat bzw. hätte.}$$

Bei der üblichen Definition der Betriebsgüte $Q = \sqrt{Q_1 Q_2}$ ist übrigens noch

$$q = \frac{Q_0}{Q} \quad \text{für } Q_1 = Q_2 \quad (q_1 = q_2) \quad (131)$$

Dann ergibt (ohne Herleitung im einzelnen) die Rechnung für verschiedene Fälle folgendes.

²⁰ Genau genommen müßte eine „Leistungsbandbreite“ ermittelt werden. Da jedoch einerseits am Ausgang des letzten ZF-Kreises eine Spannungsdemodulation vorgenommen wird, andererseits v_N in Gl. (128) quadratisch in (u_o/i_{i0}) ist, ergeben die Gln. (129a) und (129b) die „richtige“ Bandbreite.

a) BANDFILTER

aa) ÜBERKRITISCHE KOPPLUNG, als spezielles Beispiel Verhältnis \ddot{u} von Kuppe zu Sattel der Durchlaßkurve

$$\ddot{u} = \frac{3}{2\sqrt{2}} = 1,06$$

Dabei ergibt sich

$$(kQ_0) = \sqrt{2} q$$

oder auch mit Gl. (131)

$$kQ = \sqrt{2}$$

und

$$q = \frac{1}{\sqrt{2}\sqrt{2+1}} x_b$$

sowie

$$v_N = \frac{8}{9} \left(1 - \frac{\sqrt{2}\sqrt{2+1}}{x_b} \right)^2$$

$$\boxed{v_N = \frac{8}{9} \left(1 - \frac{1,96}{x_b} \right)^2} \quad (132aa)$$

Wie man sieht, nimmt die Leistungsverstärkung mit kleiner werdender Bandbreite ab. Das Mindestbandbreitenverhältnis ist

$$x_b = 1,96$$

ab) KRITISCHE KOPPLUNG

$$(kQ_0) = q \quad \text{oder auch} \quad kQ = 1$$

dann ist

$$q = \frac{1}{\sqrt{2}} x_b$$

$$\boxed{v_N = \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{x_b} \right)^2} \quad (132ab)$$

Das Mindestbandbreitenverhältnis ist

$$x_b = 1,41$$

ac) UNTERKRITISCHE KOPPLUNG, OPTIMALE LEISTUNGSANPASSUNG DES BANDFILTERS (vgl. 127a)

$$kQ_0 = \sqrt{q(q-2)}$$

oder auch

$$kQ = \sqrt{1 - 2\frac{Q}{Q_0}}$$

q folgt invers aus der Gleichung

$$x_b = \sqrt{2q[\sqrt{1+(q-1)^2} - 1]}$$

(Näherungsweise $q \approx 1 + \frac{3}{4}x_b$ im praktischen Bereich)

$$\boxed{v_N = \left(1 - \frac{2}{q} \right)} \quad (132ac)$$

(nicht quadratisch!)

z. B. erhält man für $x_b = 2$; $q = 2,5$

$$v_N = \left(1 - \frac{4}{5} \right) = 0,2$$

b) EINZELKREIS

Hier ergibt sich

$$q = \frac{1}{2}(x_b + 1)$$

und

$$\boxed{v_N = \left(1 - \frac{1}{x_b} \right)^2} \quad (132b)$$

Aus den Gl. (132aa) bis (132b) kann man erkennen, daß der Einzelkreis den geringsten Leistungsverlust einbringt. Das optimale, d. h. unterkritisch gekoppelte Bandfilter ist nur wenig schlechter (s. Gl. 132ac). Dies wird auch aus der Abb. 60 deutlich, wo der Verstärkungsverlust logarithmisch aufgetragen ist als Funktion des Bandbreitenverhältnisses für die verschiedenen Fälle. Bei Betrachtung mehrerer Kreise bzw. Filter verschiebt sich bei gleicher Selektivität die Leistungsbilanz übrigens zugunsten des Bandfilters, wie noch aus einem Beispiel deutlich werden wird. Überdies ist zu sehen, daß es empfehlenswert ist, die Leerlaufgüte so hoch wie möglich zu treiben, damit bei gegebener geforderter Bandbreite der Faktor x_b genügend groß bleibt.

Die Anzapfungen t_1 , t_2 können schließlich aus Gl. (124) und den soeben errechneten Werten $q = q(x_b)$ bestimmt werden. Anhand der im vorigen und diesem Abschnitt angegebenen Formeln kann die Dimensionierung einer ZF-Verstärkerstufe leicht verfolgt werden.

Zusammenfassend möge folgendes Beispiel den Gang der Rechnung verdeutlichen. Es sei ein zweistufiger ZF-Verstärker mit drei kritisch gekoppelten Bandfiltern angenommen. Die ZF betrage $f_0 = 455$ kHz, die Güte der Einzelkreise $Q_0 = 130$.

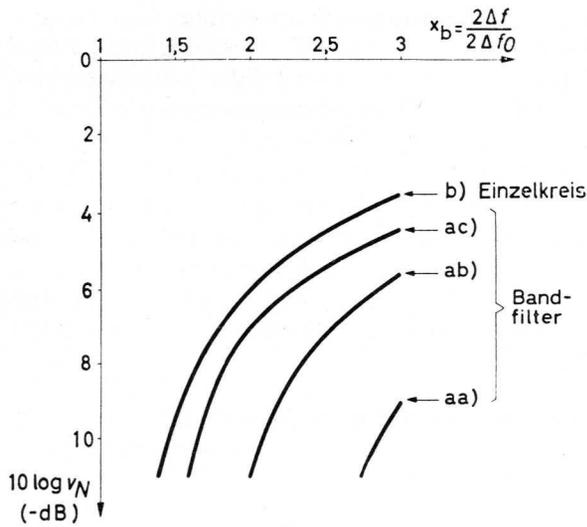


Abb. 60 Leistungsverlust (im log. Maßstab) als Funktion des Verhältnisses Bandbreite zu Leerlaufbandbreite (letztere bezogen auf einen einzelnen Kreis) für verschiedene Fälle
 aa) überkritisch gekoppeltes Bandfilter
 ab) kritische Kopplung
 ac) unterkritische Kopplung, jedoch optimale Leistungsanpassung bei konstanter Kopplung
 b) Einzelkreis

Dann ist die „Leerlaufbandbreite“

$$2\Delta f_0 = f_0 \frac{1}{Q_0} = 3,5 \text{ kHz}$$

Die 9 kHz Selektivität S für drei kritisch gekoppelte Bandfilter ist

$$S = \sqrt{1 + \left(\frac{x_S}{x_b}\right)^4}^3$$

(Dies läßt sich aus Gl. (129a) sowie $(kQ_0) = q_1 = q_2 = q$ herleiten)

Dabei ist

$$x_S = \frac{2\Delta f (9 \text{ kHz})}{2\Delta f_0} = \frac{2 \cdot 9}{3,5} = 5,14$$

Für eine geforderte Selektivität $S = 20$ z. B. erhält man daraus das Bandbreitenverhältnis eines Filters

$$x_b = \frac{2\Delta f_b}{2\Delta f_0} = 3,23$$

Das Bandbreitenverhältnis bei drei Filtern x_B folgt aus

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + \left(\frac{x_B}{x_b}\right)^4}^3$$

$$x_B = x_b \sqrt[4]{\sqrt[3]{2} - 1} = 2,31$$

oder, aus der Normierung herausgelöst

$$2\Delta f_B = 8,1 \text{ kHz}$$

Im weiteren wird nur noch der Wert $x_b = 3,23$ benötigt. Gl. (132ab) ergibt

$$v_N = \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{x_b}\right)^2 = 0,315$$

bzw.

$$10 \log (v_N) = -5 \text{ dB} \quad (\text{für ein Filter})$$

(vgl. auch Abb. 60)

Weiter ist

$$q = \frac{1}{\sqrt{2}} x_b = \frac{1}{\sqrt{2}} 3,23 = 2,28$$

und

$$(kQ_0) = q = 2,28 ; k = 1,75 \cdot 10^{-2}$$

Schließlich folgt aus Gl. (124)

$$t_1^2 = \frac{g_k}{g_{22}^*} (q_1 - 1) = \frac{g_k}{g_{22}^*} 1,28$$

$$t_2^2 = \frac{g_k}{g_{11}^*} (q_2 - 1) = \frac{g_k}{g_{11}^*} 1,28$$

Es sei

$$g_k = 10 \mu\text{S}$$

$$g_{22}^* = 25 \mu\text{S}$$

$$g_{11}^* = 400 \mu\text{S}$$

woraus folgt

$$t_1 = 0,715$$

$$t_2 = 0,179$$

Die Rechnung mit drei Einzelkreisen ergibt bei gleicher Selektivität mit der Formel

$$S = \sqrt{1 + \left(\frac{x_S}{x_b}\right)^2}^3 = 20$$

$$x_b = 2,05$$

Gl. (132b) ergibt

$$v_N = 0,263$$

$$10 \log v_N = -5,8 \text{ dB} \quad (\text{für einen Kreis})$$

Der Verstärkungsverlust ist größer, die Frequenzcharakteristik schlechter (die gesamte Bandbreite $2\Delta f_B$ beträgt nur 3,65 kHz). Im allgemeinen reicht sie jedoch für kleine transportable Koffergeräte aus, so daß auch die weniger aufwendigen und weniger Raum einnehmenden Einzelkreise brauchbar sind.

Interessant ist folgender Vergleich. Es sei v_N gegeben

$$v_N = 0,25 \quad (\text{für ein Filter, bzw. Kreis})$$

sowie

$$f_0 = 455 \text{ kHz} ; Q_0 = 130$$

Dann erhält man für

3 Einzelkreise

$$2 \Delta f_B = 3,57 \text{ kHz}$$

$$S = 21$$

3 Bandfilter, kritisch gekoppelt:

$$2 \Delta f_B = 7,08 \text{ kHz}$$

$$S = 41$$

3 Bandfilter, optimal angepaßt:

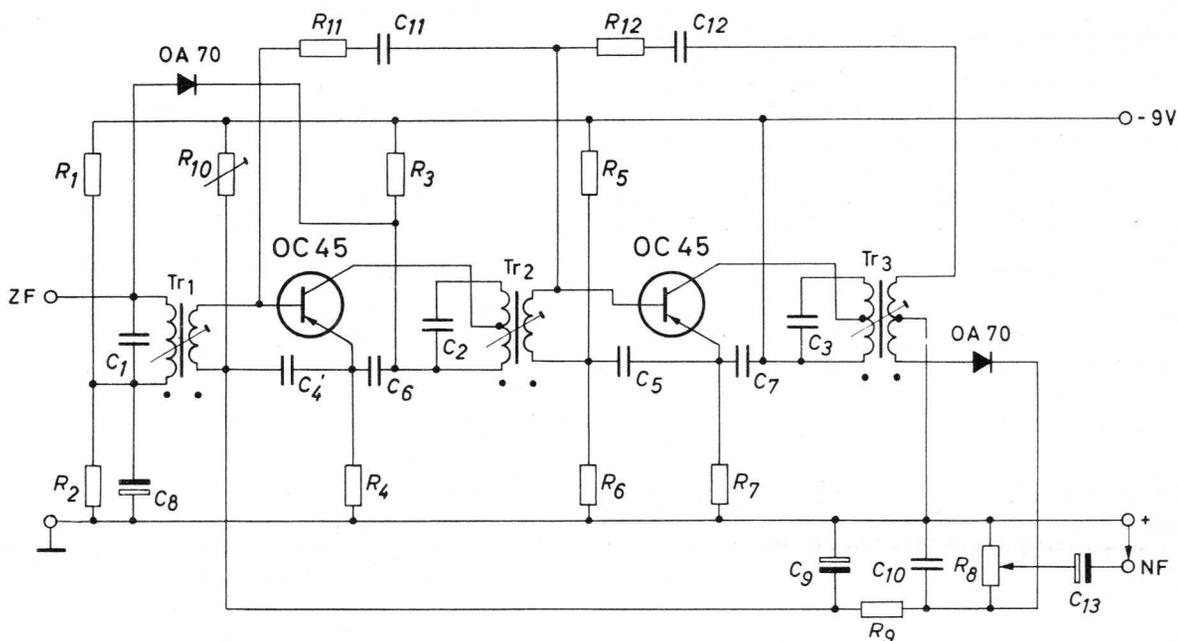
$$2 \Delta f_B = 4,52 \text{ kHz}$$

$$S = 49$$

($2 \Delta f_B$ ist die gesamte 3 dB Bandbreite, S ist die 9 kHz Selektivität)

Eine praktisch erprobte zweistufige Schaltung mit Einzelkreisen bei einer ZF von 455 kHz zeigt Abb. 61. Die Schwingkreise haben relativ hohe Kapazitäten (500 pF), damit Exemplarstreuungen der Transistoren sich genügend wenig auswirken. Die Neutralisationsglieder bestehen lediglich aus R_{11} , C_{11} , R_{12} , C_{12} . Die Parallelwiderstände nach Abb. 56 sind nicht erforderlich, da die Transistoren OC 45 einen sehr kleinen Leitwert $g_{b'c}$ haben (vgl. Gl. 119). Die Neutralisation braucht mit der angegebenen Dimensionierung bei Austausch der Exemplare nicht nachgestellt zu werden.

Der zweite Transistor ist normal gleichstromstabilisiert mit R_5 , R_6 , R_7 . Die Gleichstromschaltung des



$$R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 470 \Omega$$

$$R_5 = 22 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 = 10 \text{ k}\Omega \text{ log.}$$

$$R_9 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{10} = 0,6 \text{ M}\Omega$$

$$R_{11} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{12} = 1,8 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 3 \text{ nF}$$

$$C_2 = 500 \text{ pF}$$

$$C_3 = 500 \text{ pF}$$

$$C_4 = 40 \text{ nF}$$

$$C_5 = 10 \text{ nF}$$

$$C_6 = 5 \text{ nF}$$

$$C_7 = 40 \text{ nF}$$

$$C_8 = 3,2 \mu\text{F} (70 \text{ V})$$

$$C_9 = 2 \mu\text{F} (9 \text{ V})$$

$$C_{10} = 5 \text{ nF}$$

$$C_{11} = 39 \text{ pF}$$

$$C_{12} = 39 \text{ pF}$$

$$C_{13} = 2 \mu\text{F} (9 \text{ V})$$

Tr₁: Primär: 70 Wdg. 20 × 0,04, L = 43 μH
Sekundär: 17 Wdg. 0,1 CuLS

Tr₂: Primär: 156 Wdg. 20 × 0,04, L = 245 μH
Anzapfung bei 67 Wdg.
Sekundär: 15 Wdg. 0,1 CuLS

Tr₃: Primär: 156 Wdg. 20 × 0,04, L = 245 μH
Anzapfung bei 40 Wdg.
Sekundär: 28 Wdg. 0,1 CuLS
Anzapfung bei 21 Wdg.

Die Güten der Kreise sind $Q_0 = 130$, $Q \approx 65$
 $k = 0,91 \dots 0,97$

(Anzapfungen von den gekennzeichneten Punkten an gerechnet)

Ferroxcube-Stiftkerne 3,5 × 13 mm² VK 205 23 A, Spulenkörper mit Kammern, Karb.-Eisen-Schale, Leichtmetalltopf. Primär- und Sekundärwicklung unmittelbar übereinander.

Abb. 61 Vollständiger zweistufiger ZF-Verstärker mit Demodulatorstufe. Bestückung: 2 × OC 45, 2 × OA 70

ersten Transistors wird noch erörtert werden. Die Kollektorruhestrome wurden für beide Transistoren zu 0,6 mA bei 9 V Speisespannung gewählt. Falls es auf eine besonders geringe Stromaufnahme nicht so sehr ankommt, können die Einstellströme natürlich auch größer sein.

Die Demodulation erfolgt mit einer Germanium-Diode OA 70. Die Verhältnisse liegen hier etwas anders als bei der Demodulation im gemischt bestückten Gerät, weil hier die Anpassungsverhältnisse andere sind und für die Regelung ein Regelstrom benötigt wird. Die Diode erhält übrigens eine kleine positive Vorspannung über R_{10}, R_9 . Dadurch wird die auf S. 70 besprochene Beschneidung der Modulationsspitzen eingeschränkt, außerdem wird die Dämpfung gleichmäßiger.

Die Schaltung ist mit einer interessanten Regelung versehen, die zuerst von *Le Can* angegeben wurde. Zunächst hängt, wie man leicht erkennen kann, das Basispotential des ersten Transistors von der an C_9 stehenden Spannung ab. Diese wird mit wachsender HF-Amplitude positiver, so daß Kollektor- und Emitterstrom kleiner werden. Im allgemeinen nimmt dabei auch die Verstärkung ab, so daß auf diese Weise eine Regelung erfolgt. Diese Regelung kann jedoch überdeckt werden durch die daraus folgende Impedanzvergrößerung, bei der der erste ZF-Kreis entdämpft wird. Erreicht werden sollte dagegen eher eine Bedämpfung, damit die HF-Amplitude im kompensierenden Sinne reduziert wird. Dies wird nun in folgender Weise erreicht.

Bei Verringerung des Kollektorstromes verringert sich auch die Spannung an einem im Kollektorkreis liegenden Gleichstromwiderstand R_3 . Das Katodenpotential der dort angeschlossenen Diode OA 70 wird dabei negativer, wodurch diese — sonst sperrende — Diode in ihr Durchlaßgebiet gerät und sofort den Kreis bedämpft. Diese Regelung ist sehr wirksam. Vor allem wird sie günstig bei sehr großen Signalen, weil ohne sie Verzerrungen auftreten können, die bei herabgeregeltem Emitterstrom durch Beschränkung der Aussteuermöglichkeit entstehen. Die Vergrößerung der Bandbreite fällt wenig ins Gewicht, weil bei einfallenden starken Sendern ohnehin eine geringere Trennschärfe erforderlich ist. Da die Regelung auch bei kleinen Speisespannungen noch arbeiten soll und die negative Vorspannung der Diode von der Speisespannung abhängt, ist es nötig, den Diodenarbeitspunkt (mittelbar) mit R_{10} individuell einzustellen. (Die sonst noch mögliche Regelung der Mischstufe ist bei Transistoren unzweckmäßig, weil die Oszillatorspannung zu stark beeinflußt würde.)

Der erste Kreis ist bereits so dimensioniert, daß er als Teil der im übernächsten Abschnitt beschriebenen

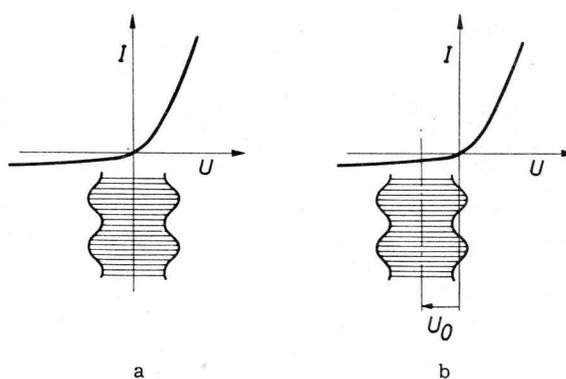


Abb. 62a Zum Prinzip der additiven Mischung an einer Diodenkennlinie. Im Fall a ohne Vorspannung, im Fall b mit einer von der Oszillatorspannung bewirkten Vorspannung der Diode

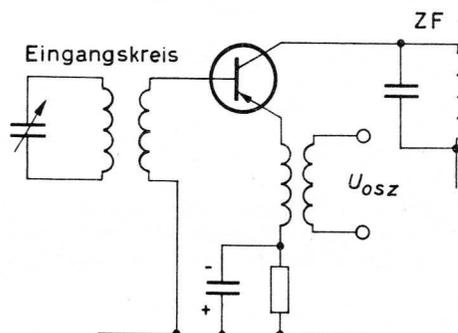


Abb. 63 Prinzipschaltung einer Transistor-Mischstufe

nen Mischstufe angesehen werden kann. Die Gesamtleistungsverstärkung von der Basis des ersten Transistors bis zum letzten ZF-Kreis beträgt 60,3 dB. Der Demodulator bringt (bei 30 % AM) einen Leistungsverlust von etwa -18 dB.

5.3 Mischstufen

In der Technik der Elektronenröhren kennt man zwei Typen der Mischung, die additive und die multiplikative Mischung. Bei der ersteren entsteht die ZF an einer gekrümmten Kennlinie aus der Summe von Eingangs- und Oszillatorschwingung, bei der letzteren wird die ZF durch eine von der Oszillatorspannung bewirkte Steilheitsmodulation gewonnen.

Eine der einfachsten Mischungen ist die additive Mischung an der Kennlinie einer Diode. Diese kann auf verschiedene Weisen erfolgen. In Abb. 62a ist der Fall skizziert, bei dem die Diode im Arbeitspunkt

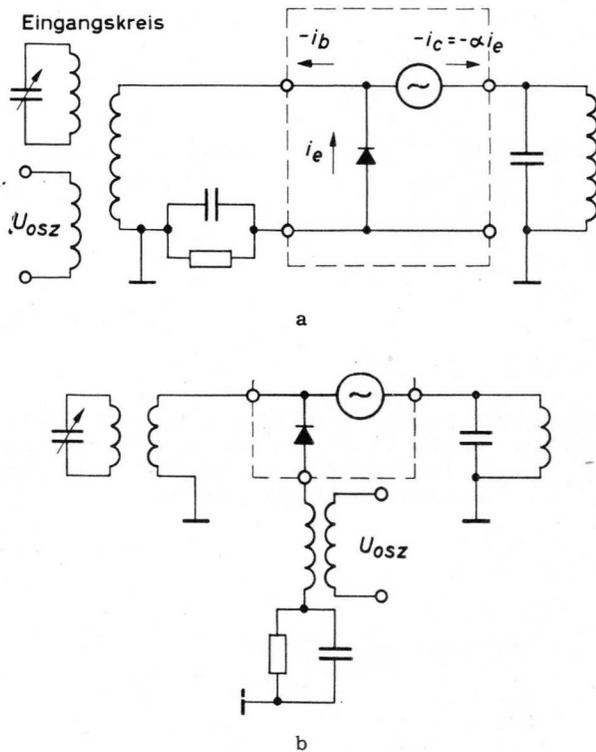


Abb. 64a Zur Erläuterung der Wirkungsweise eines Transistors als Mischorgan. Im Fall b Einspeisung der Oszillatorspannung in der Emitterzuleitung

$U_0 = 0$ arbeitet. Die Summe der beiden Spannungen (Eingangs- und Oszillatorspannung) ist in der Abb. als Schwebung angedeutet. Der Diodenstrom enthält infolge der Kennlinienkrümmung eine ZF-Komponente, deren Betrag, wie die Theorie ergibt, bei Annahme einer Exponentialkennlinie näherungsweise die Gestalt hat²¹⁾

$$\hat{i}_{d\ ZF} \approx \frac{\hat{u}_i}{r_0} I_1 \left(\frac{\hat{u}_{osz}}{U_T} \right) \tag{133}$$

für $\hat{u}_i \ll \hat{u}_{osz}$

mit r_0 = differentieller Nullpunktwidestand der Diode

U_T = „Temperaturspannung“ der Diode (etwa 25 mV bei Germanium-Dioden)

\hat{u}_i = Amplitude des Eingangssignals

\hat{u}_{osz} = Amplitude des Oszillatorsignals

$I_1(\xi)$ ist die modifizierte Besselfunktion I. Ordnung, die sich für große Argumente wie folgt schreiben läßt

$$I_1(\xi) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\xi}} \exp[\xi]$$

Wie man sieht, wächst die ZF-Spannung linear mit der Eingangsspannung und relativ stark mit der Oszillatorspannung.

Befindet sich nun im Diodenkreis ein RC-Glied mit großer Zeitkonstante, dann erhält die Diode eine Vorspannung etwa vom Betrage der Oszillatoramplitude, wie in Abb. 62b skizziert ist. Hierbei ergibt die Theorie in 1. Näherung für die ZF-Komponente des Diodenstromes

$$\hat{i}_{d\ ZF} \approx \frac{1}{r_0} \hat{u}_i \frac{I_1(\hat{u}_{osz}/U_T)}{I_0(\hat{u}_{osz}/U_T)} \tag{134}$$

Hierin ist $I_0(\xi)$ die modifizierte Besselfunktion 0. Ordnung. Bei großen Argumenten von ξ ist

$$I_0(\xi) \approx I_1(\xi)$$

so daß

$$\hat{i}_{d\ ZF} \approx \frac{1}{r_0} \hat{u}_i \tag{135}$$

wird, das heißt, die ZF-Komponente des Diodenstromes wird (oberhalb einer bestimmten Mindestspannung) unabhängig von der Oszillatoramplitude²²⁾.

In einer Mischstufe will man im allgemeinen auch verstärken (schon um das Rauschen niedrig zu halten). Damit erweist sich der Transistor für Mischstufen geeignet. Die Emitter-Diode arbeitet als eigentliches Mischorgan, dessen ZF-Strom über $-i_c = \alpha i_e$ ($\alpha \approx 1$) bei großem ZF-Kreiswiderstand eine größere Spannung im Kollektorkreis erscheinen läßt. Eine geeignete Prinzipschaltung zeigt die Abb. 63. Die Abbildungen 64a und 64b sollen die Wirkungsweise noch einmal verdeutlichen. Das RC-Glied darf nicht in der Basiszuleitung, sondern muß in der gemeinsamen Emitterzuleitung liegen, da es auf die Erzeugung einer Vorspannung für die Emitter-Diode durch den Emitterstrom ankommt. Im allgemeinen verlegt man dann auch die Einspeisung der Oszillatorspannung in die Emitterzuleitung, wie Abb. 64b zeigt. (Dies wird ohnehin notwendig werden, wenn

²¹⁾ Beim Rechnen darf natürlich nicht die Einhüllende der Schwebung als ZF-Komponente der Diodenspannung angesetzt werden. Dies sieht man sofort, wenn man daran denkt, daß eine Schwebung an einer geraden Kennlinie selbstverständlich keine ZF-Komponente entstehen läßt.

²²⁾ Ein ähnlicher Fall liegt beim Differenzträgerverfahren in Fernsehempfängern vor. Dort wird durch additive Mischung an der Video-Diode die Differenzfrequenz von Bild- und Tonträger gewonnen. Es ergibt sich dort ebenfalls oberhalb einer bestimmten Bildträgeramplitude eine Unabhängigkeit des Differenzträgers von der Oszillatorspannung, d. h. dort also vom Bildinhalt, was für den frequenzmodulierten Tonträger sehr wichtig ist.

der Transistor in selbstschwingender Mischstufe in der Basisschaltung arbeiten soll.)

Je eine praktische Schaltung, eine mit separatem Oszillator und eine selbstschwingende Mischstufe, soll im folgenden gezeigt werden.

5.3.1. Mischstufe mit separatem Oszillator

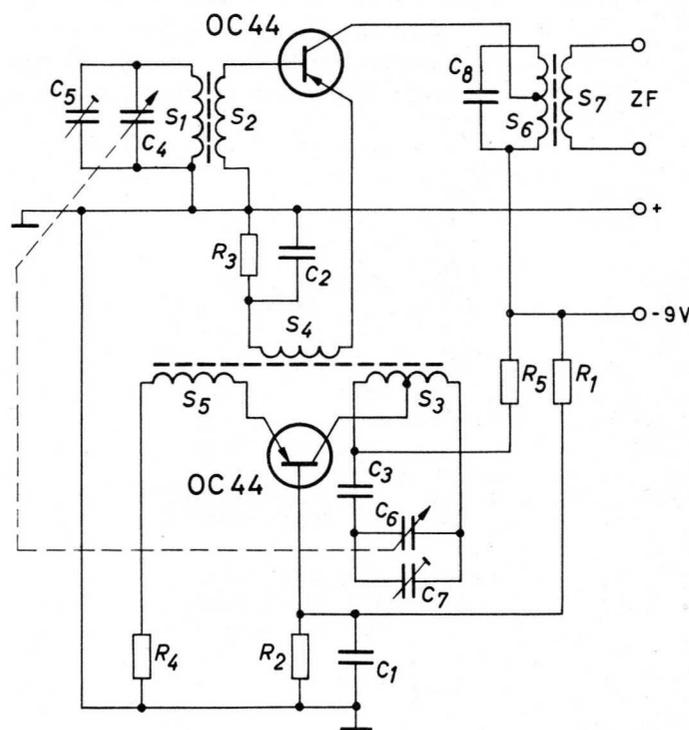
Abb. 65 zeigt eine Schaltung mit zwei Transistoren OC 44. Der untere Transistor arbeitet als Oszillator in der Basisschaltung. Am abgestimmten Kreis wird bei einer Eingangsfrequenz von 1 MHz eine Spannung von $5,7 V_{\text{eff}}$ erzeugt, an S_4 etwa $0,3 V_{\text{eff}}$. Der Emitttergleichstrom des Oszillatortransistors beträgt $0,3 \text{ mA}$; dies ist praktisch als der kleinstmögliche Wert anzusehen. Der Transistor OC 44 hat eine sehr

hohe Grenzfrequenz, sie beträgt bei $I_e = 1 \text{ mA}$, $-U_{cb} = 6 \text{ V}$ in der Basisschaltung

$$f_g = 15 \text{ MHz (min. 7 MHz)}$$

so daß sich besondere Maßnahmen hinsichtlich Phasenkorrektur erübrigen. Das RC-Glied R_3, C_2 in der Emittterzuleitung des Mischtransistors OC 44 sorgt für die im vorigen Abschnitt besprochene Vorspannung, wodurch die ZF-Spannung oberhalb einer Oszillatorspannung von etwa $50 \dots 100 \text{ mV}$ von dieser nahezu unabhängig wird.

Der Emitttergleichstrom des Mischtransistors beträgt $I_e = 0,4 \text{ mA}$, wobei noch eine genügende Mischverstärkung zu erzielen ist. Die HF-Eingangsadmittanz der Mischstufe beträgt bei einer Eingangsfrequenz von 1 MHz ($T_{U_{gb}} = 25^\circ \text{C}$) $g_i = 300 \mu\text{S}$, die ZF-Ausgangsadmittanz $g_o = 17 \mu\text{S}$.



$R_1 = 22 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 22 \text{ nF}$
$R_2 = 330 \text{ }\Omega$	$C_2 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_3 = 560 \text{ }\Omega$	$C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_4 = 1,8 \text{ k}\Omega$	$C_8 = 220 \text{ pF}$
$R_5 = 2,2 \text{ k}\Omega$	

$C_4 = 7 \dots 190 \text{ pF}$
$C_5 = 2 \dots 10 \text{ pF}$
$C_6 = 6 \dots 110 \text{ pF}$
$C_7 = 2 \dots 10 \text{ pF}$

Eingangskreis:

S_1 : 77 Wdg. $32 \times 0,04$ (eng gewickelt)
(Ferroxcube-Antennenstab
VK 206 11, $10 \times 200 \text{ mm}^2$)

$Q_0 = 150$ (bei 1 MHz, nach Einbau)

S_2 : 7 Wdg. 0,3 CuL (eng gewickelt,
an Erdseite von S_1)

Oszillatorkreis:

S_3 : 43 Wdg. $32 \times 0,04$
Anzapfung für Kollektor bei 26 Wdg. (von Erdseite an gerechnet)

$Q_0 = 45$ (bei 1,5 MHz)

S_4 : 2 Wdg. 0,3 CuL

S_5 : 8 Wdg. 0,3 CuL

Wicklungen übereinander, Reihenfolge S_4, S_5, S_3

Kern: Ferroxcube-Schalenkern S 18/12 - 05 - 3 B 3,
Luftspalt 0,5 mm

ZF-Kreis:

S_6 : 65 Wdg. $16 \times 0,04$
Anzapfung für Kollektor bei 52 Wdg. (von Erdseite an gerechnet)

$Q_0 = 110$

S_7 : 3 Wdg. 0,3 CuL

Wicklungen übereinander, Reihenfolge S_7, S_6

Kern: Ferroxcube-Schalenkern S 18/12 - 03 - 3 B 2,
Luftspalt 0,3 mm

Abb. 65 Mischstufe mit separatem Oszillator mit zwei Transistoren OC 44

Die Mischstufe ist für die Aussteuerung einer ZF-Stufe gedacht, dessen mittlerer Eingangswiderstand etwa 680Ω beträgt. Die Mischverstärkung v_c , d. h. das Verhältnis der an einen 680Ω Abschlußwiderstand abgegebenen Leistung zu der im Eingangskreis verfügbaren HF-Leistung beträgt

$$10 \log v_c = 28 \text{ dB}$$

Die Erfahrung hat inzwischen gezeigt, daß sich ohne wesentliche Nachteile auch selbstschwingende Mischstufen bauen lassen. Abgesehen davon kann jedoch die Schaltung in Abb. 65 das Verständnis der im folgenden gezeigten Schaltung erleichtern.

5.3.2. Selbstschwingende Mischstufe

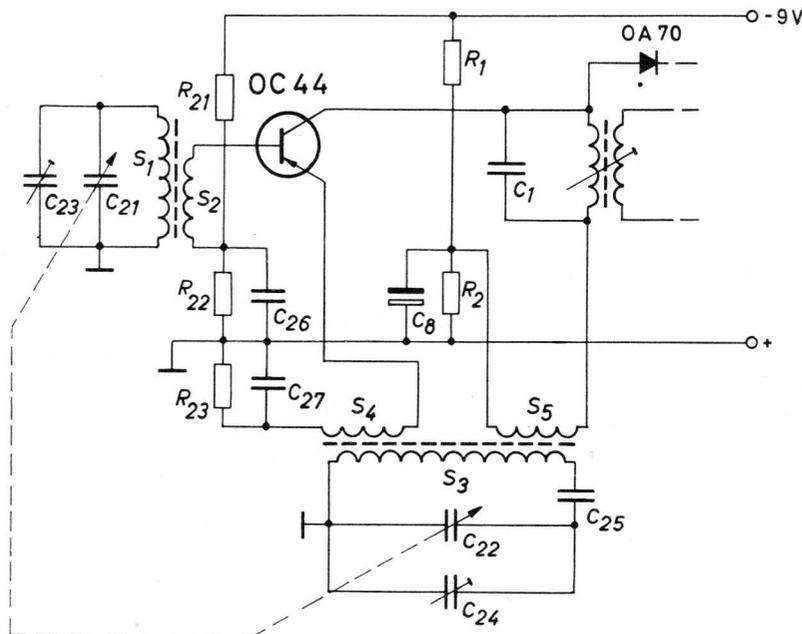
Die Mischstufe in Abb. 66 ist für den unmittelbaren Anschluß an den in Abb. 61 gezeigten ZF-Verstärker gedacht. Die Widerstände R_1, R_2 , die Kondensatoren C_1, C_8 sowie ZF-Kreis und die Diode OA 70 sind die gleichen wie in Abb. 61.

Die Schaltung ist so gezeichnet, daß der Vergleich

mit der Schaltung Abb. 65 bequem möglich ist. Es zeigt sich, daß ein Unterschied lediglich darin besteht, daß der abgestimmte Oszillatorkreis nicht im Kollektorzweig liegt, was aber an dem Prinzip nichts ändert.

Die Basis des Transistors erhält hier eine zusätzliche Vorspannung, um ein sicheres Schwingen des Transistors zu ermöglichen. Die Stufe hat eine etwas geringere Selektivität und eine etwas größere Abstrahlung als jene, die im vorigen Abschnitt beschrieben wurde. Sie ist auch für solche Fälle, in denen die Mischstufe mitgeregelt werden soll, ungünstiger. Die Verstärkung beträgt 27 dB.

Die Entwicklung von Mischstufen mit Transistoren ist heute noch nicht abgeschlossen, jedoch läßt sich bereits etwa folgendes sagen. Der Oszillator, gleichgültig, ob es sich um einen fremden oder um den Mischtransistor selbst handelt, muß einerseits auf Sinusform der Schwingungen ausgelegt sein, d. h. der Schwingkreis darf nicht zu stark durch nicht-lineare Impedanzen bedämpft sein. Dies wird erreicht durch günstige Verhältnisse der Windungszahlen sowie auch durch den Widerstand R_4 in



$$\begin{aligned} R_{21} &= 22 \text{ k}\Omega \\ R_{22} &= 3,9 \text{ k}\Omega \\ R_{23} &= 2,2 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{21} &= 194 \text{ pF} \\ C_{22} &= 194 \text{ pF} \\ C_{23} &= 15 \text{ pF} \\ C_{24} &= 15 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{25} &= 176 \text{ pF} \\ C_{26} &= 10 \text{ nF} \\ C_{27} &= 40 \text{ nF} \end{aligned}$$

Eingangskreis:

- S_1 : 90 Wdg. $20 \times 0,04$
Ferroxcube-Antennenstab VK 206 06 A,
 $8 \times 140 \text{ mm}^2$
- $Q_0 = 250$ (bei 1 MHz, nach Einbau)
- $Q_{\text{Betr.}} = 115$
- S_2 : 3 Wdg. 0,2 CuLS

Oszillatorkreis:

- S_3 : (Kreisspule) 135 Wdg. 0,1 CuLS
- S_4 : (Emitterwickl.) 4 Wdg. 0,1 CuLS
- S_5 : (Kollektorwickl.) 10 Wdg. 0,1 CuLS
- L_3 : 280 μH
- Kern: Ferroxcube-Schraubkern VK 220 39 - 3 B

Abb. 66 Selbstschwingende Mischstufe mit einem Transistor OC 44. Diese Schaltung ist für den Anschluß des ZF-Verstärkers von Abb. 61 gedacht

Abb. 65. (In der Schaltung Abb. 66 würde ein unüberbrückter Widerstand in der Emitterzuleitung einen zu großen Verlust an Oszillatorspannung bedeuten.) Die Mischverstärkung eines Transistors ist — wie erörtert — oberhalb 50 ... 100 mV am Emitter weitgehend konstant und wenig abhängig von

der Oszillatorspannung. Die durch Exemplarstreuungen hervorgerufenen Änderungen der Mischverstärkung bewegen sich in erträglichen Grenzen. Die Oszillatorspannung ist hinreichend konstant, sowohl bei Exemplaraustausch als auch bei Änderung der Frequenz.

6 Der Transistor als gesteuerter Schalter

Der Ersatz von mechanisch betätigten elektrischen Schaltern durch elektronische Hilfselemente ist bekannt. Diese Hilfselemente können wie folgt charakterisiert werden:

- a) Sie haben keine mechanisch bewegten Teile
- b) Sie werden unmittelbar durch elektrische Größen gesteuert
- c) Es kommt bei ihnen auf zwei definierte Zustände an, auf
den leitenden Zustand und auf
den gesperrten Zustand
(Sie sollen möglichst ideal verwirklicht sein, d. h. sehr kleiner Widerstand im leitenden und sehr großer Widerstand im gesperrten Zustand.)
- d) Das Umschalten soll rasch erfolgen, jedoch ist bei zeitlicher Auflösung der genaue Funktionsverlauf im allgemeinen ohne Interesse.

Schalter dieser Art können in vielen Fällen von Dioden (z. B. Germanium-Dioden) dargestellt werden, wenn man nur dafür sorgt, daß einmal eine positive und einmal eine negative Spannung zwischen Anode und Katode liegt. Da bei solchen Diodenschaltern der zu schaltende Kreis von dem steuernden Kreis nicht getrennt ist, ist in vielen Fällen eine gesonderte, steuernde Elektrode erforderlich. Es ist dann sinnvoll, das Schaltelement als „gesteuerter Schalter“ zu bezeichnen.

Gesteuerte Schalter werden heute in Geräten aller Art benötigt, in Regel- und Schaltanlagen der industriellen Elektronik, in Rechen- und Zählrichtungen, sogar auch für bestimmte Aufgaben in Rundfunk- und Fernsehempfängern. In der Mehrzahl der Anwendungen werden von dem elektronischen Schalterelement die gleichen Eigenschaften verlangt wie von einem gewöhnlichen Schalter; neben den Bedingungen c) und d) vor allem

- 1) Geringe Wärmeentwicklung
- 2) Kleines Volumen
- 3) Lange Lebensdauer
- 4) Mechanische Stoßfestigkeit
- 5) Kleine Steuerleistungen

Bei Betrachtung dieser Forderungen treten sofort die schon erörterten Vorzüge des Transistors in den Vordergrund. Es ist deshalb denkbar, daß in der Zukunft der Transistor gerade auf dem Gebiete der Schalteranwendungen eine besondere Bedeutung erlangen wird.

Bei der allgemeineren Behandlung des Transistors als gesteuerter Schalter läßt sich schwer eine alles erfassende Einteilung vornehmen. Vielfach müssen die Verhältnisse ausschließlich im Zusammenhang mit der Schaltung betrachtet werden. Es ist im übrigen sinnvoll, auch solche Fälle in die Betrachtung einzuschließen, bei denen nicht unendlich rasch umgeschaltet wird. Der Übergang kann z. B. linear mit der Zeit erfolgen, wenn eine Spannung mit Hilfe des Transistors an eine Induktivität geschaltet wird. Weiter können die inneren Trägheiten der Ladungsträger ins Spiel kommen, die eine Verzögerung des Umschaltens mit sich bringen u. a. m.

6.1 Allgemeine Gesichtspunkte

Für die Einführung in die Probleme des Transistors als gesteuerter Schalter möge auf einen Aufsatz im E. A. B. hingewiesen werden²³⁾. Weiter wurden schon in Teil I dieses Kompendiums, Abschn. 2.2 einige Gesichtspunkte berührt. Die folgende Darstellung soll sich daher lediglich auf einige für das Verständnis der Schaltungen erforderliche und auch auf einige ergänzende Fragen beschränken.

6.1.1. Schaltstellungen

Abb. 67 zeigt eine einfache Anordnung, bei der die Kollektor-Emitter-Strecke als Schalter in einem von der Speisebatterie und dem Lastwiderstand R_L gebildeten Schaltkreis liegt. Der Widerstand R_L kann

²³⁾ E. A. B. Vol. 16 (1955/56), Nr. 4, S. 154 „The application of p-n-p junction transistors as electronic switches.“

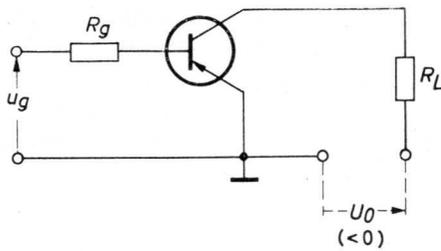


Abb. 67 Kollektor-Emitter-Strecke als ein von u_g gesteuerter Schalter im Kreis mit U_0 und R_L

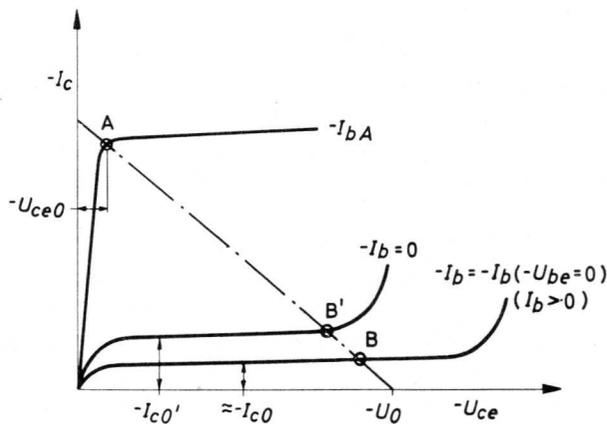


Abb. 68 $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld (Skizze) zur Erläuterung der Verhältnisse bei Schalterbetrieb

ein Relais sein, er kann der Eingangswiderstand einer weiteren Verstärkerstufe, eine Signallampe u. a. m. sein. Die Steuerung erfolgt durch die Spannung u_g über einen Widerstand R_g an der Basis des Transistors.

In Abb. 68 sind in einer groben Skizze die Verhältnisse im $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld dargestellt. Der momentane Arbeitspunkt liegt je nach Größe des steuernden Basisstromes an einer Stelle der dem Widerstand R_L entsprechenden Arbeitsgeraden. In der Nähe des Punktes A ist der Transistor

„leitend“, d. h. im Durchlaß- oder „Ein“-Zustand in der Nähe der Punkte B bzw. B' ist der Transistor „gesperrt“, d. h. im Sperr- oder „Aus“-Zustand (vgl. auch Abschn. 2.2.05, S. 12).

Zunächst möge die Umgebung des Punktes A (vgl. auch das Oszillogramm, Abb. 7 auf S. 10) näher betrachtet werden. Für einen Steuerstrom $-I_{bA}$ befindet man sich gerade am Kennlinienknie bei einer Kollektorknie- oder Restspannung $-U_{ce0}$. Dieses Knie kann man auch als Kennlinien-Knie der Kollektor-Diode ansehen. Bei Arbeitspunkten auf den horizontalen Kennlinienteilen ist die Kollektor-Diode gesperrt, bei Punkten auf den steilen Ästen ist sie leitend. Dies ist einleuchtend, wenn man

daran denkt, daß es bei wachsender negativer Basis-Emitter-Spannung (wachsendem Basisstrom) und kleiner (negativer) Kollektor-Emitter-Spannung einen Punkt gibt, bei dem dann der Kollektor positiv gegenüber dem inneren Basispunkt wird und daher die Kollektor-Diode in den leitenden Zustand gerät. In diesem Fall sind beide Dioden leitend (vgl. auch Abb. 3 oben, S. 6). Für die Schaltung A in Abb. 68 bedeutet dies, daß unterhalb des Punktes A (längs der Widerstandsgeraden) ein großer dynamischer Widerstand und oberhalb des Punktes A ein sehr kleiner dynamischer Widerstand wirksam ist. Da oberhalb des Punktes A die Kollektor-Diode leitend ist, ändert sich der Kollektorstrom mit wachsendem negativem Basisstrom nur noch geringfügig, er wird ausschließlich von $-U_0$ und R_L bestimmt. Dieser Zustand mag im folgenden im Zusammenhang mit Schalteranwendungen als „Übersteuerung“ bezeichnet werden. Im übersteuerten Zustand wird übrigens der Transistor etwas „träger“, worauf noch auf S. 93 eingegangen wird.

Der Kollektorstrom im Punkt A ist zugleich der „Schaltstrom“. Für den speziell für Schalteraufgaben entwickelten Transistor OC 76 gilt

$$-I_c = \text{max. } 125 \text{ mA}$$

Kollektorstrom, der dauernd fließen darf, und

$$-I_{c\text{ sp}} = \text{max. } 250 \text{ mA}$$

Kollektorstrom, der als Spitzenwert auftreten darf.

Die Ausnutzung des maximalen Kollektorstromes setzt voraus, daß die maximale Kristalltemperatur nicht überschritten wird. Wenngleich normalerweise der maximale Kollektorstrom die bestimmende Grenze ist, sind jedoch auch Fälle denkbar, in denen die thermischen Bedingungen geprüft werden müssen.

Will man z. B. einen besonders hohen Durchlaßstrom erreichen, kann man dazu verfahren, wie es das Schema in Abb. 69 verdeutlicht. Für den Fall, daß die Schaltung A für größere Dauer eingenommen wird, gilt Gl. (27) S. 23

$$N_{c\text{ max}} = \frac{1}{\kappa} (T_{j\text{ max}} - T_{Ugb}) \quad (27)$$

wobei für T_{Ugb} der maximal zu erwartende Wert eingesetzt wird. Falls eine merkliche Steuerleistung verbraucht wird, muß an Stelle von $N_{c\text{ max}}$ die gesamte Leistung gesetzt werden. Bei kurzen Impulsen, und wenn die Impulspausen hinreichend groß sind, kann die Gl. (25A), S. 50 verwendet werden

$$N_{c\text{ max}} = \frac{T_{j\text{ max}} - T_{Ugb}}{\kappa_1 + \kappa_2 (1 - \exp[-\tau_i / C_w \kappa_2])} \quad (25A)$$

(τ_i = Impulsdauer)

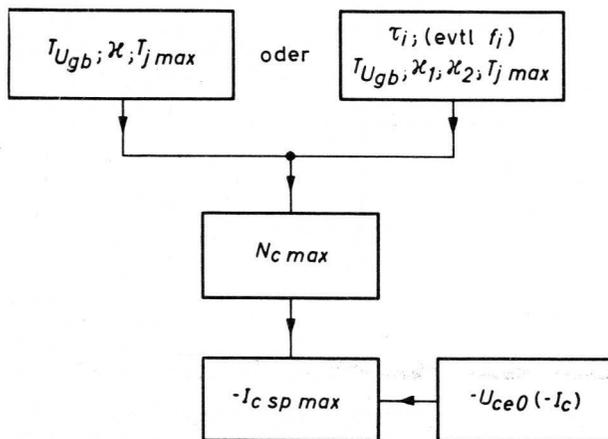


Abb. 69 Schema für die Prüfung des maximal zulässigen Spitzenwertes des Kollektorstromes auf Grund der begrenzten Kristalltemperatur

Über die Bestimmung von κ_1 , κ_2 , C_w sind jedoch allerdings die Erfahrungen noch nicht abgeschlossen und definitiv verbindliche Werte stehen noch aus. Als Anhalt kann man vorläufig die Integrationszeit, den gesamten Wärmewiderstand und den Spitzenstrom als Sicherheitswerte nehmen, d. h.

$$C_w \kappa_2 = 20 \text{ ms}; \quad \kappa_2 = \kappa; \quad \kappa_1 = \frac{T_j \text{ max} - T_{Ugb}}{(-I_c \text{ sp})_{\text{max}} \cdot (-U_{ce0})_{\text{max}}}$$

Schließlich ergibt sich für die Prüfung, ob die thermische Bedingung schärfer ist als die des maximal zulässigen Stromes

$$\frac{N_c \text{ max}}{-U_{ce0}} < -I_c \text{ sp max}$$

wobei $-U_{ce0}$ noch vom Kollektorstrom abhängt und entweder aus dem Kennlinienfeld abgelesen oder gemessen werden muß. Im Fall Gl. (27) muß für $-I_c \text{ sp max}$ der Wert $-I_c \text{ max}$ gesetzt werden.

Wenn die Impulspause klein gegenüber der Wärmzeitkonstanten ist, gilt die Gl. (25A) nicht, da dann bei Beginn des Impulses die Temperatur noch nicht zurückgegangen ist. Es stellt sich bei großen Pulsfrequenzen f_i jene Temperatur ein, die der gemittelten Kollektorverlustleistung entspricht.

Wie schon oben angedeutet wurde, muß man daran denken, daß auch die Steuerleistung einen Beitrag für die entwickelte Wärmeenergie liefern kann. Für $-I_c = 125 \text{ mA}$, $-U_{ce0} = 0,4 \text{ V}$ ist z. B. $N_c = 50 \text{ mW}$. In diesem Punkt ist beim Transistor OC 76 die zugehörige Steuerleistung etwa 2 mW ; sie ist daher für genauere Rechnungen nicht immer zu vernachlässigen.

Die Prüfung der maximalen Verlustleistung ist im übrigen dann besonders wichtig, wenn aus irgendwelchen Gründen unterhalb des A-Punktes gear-

beitet wird, weil man dann in das Gebiet höherer Verlustleistung gelangt (abgesehen von anderen zusätzlichen Leistungen, z. B. restliche Leistung im Auszustand, Übergangsverlustleistung durch innere Trägheit).

Im „Aus“-Zustand gelten nun ganz andere Gesichtspunkte. Dort befindet man sich im Gebiet der Restströme.

6.1.2. Restströme

In Abb. 68 sind zwei charakteristische Kennlinien skizziert, einerseits die Kennlinie für

$$-I_b = 0$$

und andererseits jene, die dem Basisstrom für $-U_{be} = 0$ entspricht

$$-I_b = -I_b (-U_{be} = 0)$$

Im zweiten Fall ist der Basisstrom positiv und der Eingangswiderstand sehr groß. Nun kann man auch den Übergang von $-I_{c0}'$ nach $-I_{c0}$ darstellen durch Änderung eines Widerstandes R_g zwischen Basis und Emitter (ohne zusätzliche Basisvorspannung).

Für

$$R_g = \infty \quad \text{wird} \quad -I_b = 0$$

und für

$$R_g = 0 \quad \text{wird} \quad -U_{be} = 0$$

Wie aus Abb. 68 deutlich wird, fließt bei

$$-I_b = 0; \quad R_g = \infty$$

der Kollektorreststrom in Emitterschaltung $-I_{c0}'$ und bei

$$-U_{be} = 0; \quad R_g = 0$$

annähernd der Kollektorreststrom in Basisschaltung $-I_{c0}$.

Für eine bequemere Übersicht möge auch auf die Abb. 8b, S. 11 hingewiesen werden. Wie mehrfach ausgeführt wurde, wachsen die Restströme exponentiell mit der Temperatur an, so daß im Interesse geringer Sperrströme des Schalters im „Aus“-Zustand möglichst eine positive Steuerspannung anzustreben ist (zumindest $-U_{be} = 0$, und nicht $-I_b = 0$). Dies ist auch noch aus einem anderen Grunde sinnvoll. Die Kennlinien biegen bei einer gewissen Kollektor-Emitter-Spannung nach oben ab. Dies entspricht genau den Verhältnissen bei Germanium-Dioden im Sperrgebiet. Das Abbiegen erfolgt jedoch für die $-I_{c0}$ -Kennlinie „später“ als bei der $-I_{c0}'$ -Kennlinie, wie dies aus der Skizze Abb. 68 hervorgeht.

Weitere noch zu bedenkende Punkte, die mehr oder weniger mit dem Verhalten der Restströme im Zusammenhang stehen, sind der thermische Übergang vom Ein- in den Aus-Zustand, das Problem der thermischen Stabilität und das Übergangsverhalten infolge innerer Trägheit der Ladungsträger. Die letzten beiden Punkte sollen in besonderen Abschnitten behandelt werden; der erste Punkt ist nur dann von Interesse, wenn es aus irgendeinem Grunde nicht möglich ist, den Transistor bis auf den Wert $-I_{c0}$ auszuschalten.

Wie schon des öfteren erwähnt, ist der Kollektorreststrom $-I_{c0'}$ sehr viel höher als der Reststrom $-I_{c0}$ (etwa um den Faktor α'). Wenn nun der Transistor im eingeschalteten Zustand heiß ist und daher im Moment des Ausschaltens noch die hohe Kristalltemperatur herrscht, ergibt sich ein Stromverlauf des Kollektorstromes, wie er in Abb. 70 skizziert ist. Der Reststrom klingt etwa mit der Wärmezeitkonstanten auf seinen Einstellwert $-I_{c0E}$ ab. Wenn man bedenkt, daß z. B. bei einer Anfangstemperatur $T_{ja} = 75^\circ \text{C}$ für den Transistor OC 76 die Werte

$$-I_{c0} \Big|_{T_{ja} = 75^\circ \text{C}} = 0,27 \text{ mA}$$

$$-I_{c0'} \Big|_{T_{ja} = 75^\circ \text{C}} = 29 \text{ mA (!)}$$

gelten, so wird deutlich, daß auch aus diesem Grunde der „Aus“-Zustand nach Möglichkeit auf

$$\leq -I_c (-U_{be} = 0)$$

festgelegt werden sollte.

Die Begrenzung der am Transistor maximal zugelassenen Spannung begründet sich vor allem auf einen Sicherheitsabstand von den Stellen des Abbiegens der Kennlinien (vgl. Abb. 68). Für den Transistor OC 76 gilt

$$-U_{ce} = \text{max. } 8 \text{ V für die Kennlinie } -I_b = 0$$

$$-U_{ce} = \text{max. } 16 \text{ V für die Kennlinie } -I_b (-U_{be} = 0)$$

Bei kurzen Impulsen dürfen die Spitzenwerte

$$16 \text{ bzw. } 32 \text{ V}$$

betragen.

6.1.3. Thermische Stabilität

Zu den Fragen der thermischen Stabilität mag weitgehend bezug auf den Abschnitt 2.4.3., S. 28 genommen werden. Das Problem erscheint hier jedoch noch etwas anders, als es dort für ein beliebig langsames „Durchfahren“ des Kennlinienfeldes beschrieben wurde. Natürlich kann auch dieser Fall bei einem Schalter vorkommen (z. B. wenn der Transistor eine Batteriespannung an einen Kondensator

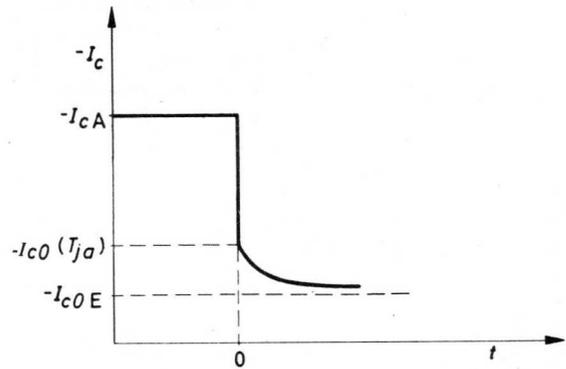


Abb. 70 Zur Erläuterung des Übergangsverhaltens des Kollektorstromes aus Gründen der Wärmeträgheit im Zusammenhang mit dem temperaturabhängigen Kollektorreststrom

über einen Widerstand anschaltet u. a. m.) Dann ist unbedingt die Gl. (41a) von S. 30 anzuwenden

$$\kappa \lambda_0 \left(\frac{\varrho_j}{\varrho_{j0}} \right) \left\{ \frac{\exp [x_m - 1/2]}{\sqrt{2 x_m}} \right\} < 1 \quad (41a)$$

worin in x_m der maximal auftretende Wert der Kristalltemperatur einzusetzen ist

$$x_m = c' (T_{j \text{ max}} - T_{U_{gb}})$$

$T_{j \text{ max}}$ an der Stelle

$$-I_c = \frac{(-U_0)}{2 (R_L + R_e)} \quad -U_{ce} = \frac{(-U_0)}{2}$$

und

$$\lambda_0 \approx c' (-U_0) (-I_{c0'}) \Big|_{T_{U_{gb}}}$$

Wenn man jedoch rasch umschaltet und außerdem annimmt, daß im Aus-Zustand entweder $-I_b = 0$ oder $I_e = 0$ ist, erhält man ein anderes Stabilitätskriterium.

Es läßt sich zeigen, daß das Einschalten des Transistors in keinem Falle eine Instabilität hervorruft, so daß sich die Betrachtung allein auf das Ausschalten beschränken kann. Qualitativ läßt sich einsehen, daß beim Ausschalten des heißen Transistors der Kollektorreststrom groß und auch seine Änderung in Abhängigkeit von der Temperatur groß ist. Außerdem liegt nahezu die volle Speisespannung am Transistor, so daß ein thermisches Aufschaukeln besonders leicht eintreten kann.

Quantitativ kann man sich an die in Teil I, S. 31 vorgeführten Herleitungen anschließen. Die dort angegebene Diff. Gl. für das zeitliche Verhalten lautet

$$\tau_w \frac{dx}{dt} = \{ \kappa \lambda_0 \exp [x] - x \} \quad (136)$$

mit

$$\begin{aligned}
 x &= c_c' \Delta T_j = c_c' (T_j - T_{Ugb}) \\
 \tau_w &= \kappa C_w \\
 \lambda_0 &\approx c_c' (-U_0) (-I_{c0}') \Big|_{T_{Ugb}} \quad (-U_0) \approx (-U_{ce})
 \end{aligned}$$

Wenn auf den Wert $-I_{c0}$ ausgeschaltet wird, ist an Stelle von c_c' und $-I_{c0}'$ in der Gleichung c_c und $-I_{c0}$ einzusetzen.

Als Anfangsbedingung für die Diff. Gl. gilt

$$x \Big|_{t=0} = x_a$$

d. h.

$$x_a = c_c' (T_{ja} - T_{Ugb})$$

worin T_{ja} die im eingeschalteten Zustand (Punkt A in Abb. 68) sich einstellende Kristalltemperatur bedeutet.

Der Funktionsverlauf des Ausdrucks in der geschweiften Klammer ist grob in Abb. 71 skizziert. Er hat, wie man sieht, zwei Nullstellen x_1 und x_2 . Es können nun drei Fälle vorkommen

1) $x_a > x_2$

dann ist dx/dt positiv, d. h. die Temperatur wächst unbegrenzt gemäß den andeutenden Pfeilen. Der Transistor ist instabil.

2) $x_1 < x_a < x_2$

dx/dt ist negativ; x wird also kleiner, und zwar so lange, bis dx/dt verschwindet, d. h. genau an der Stelle x_1 . Bei x_1 ist daher zugleich der sich einstellende Wert $x_E = x_1$.

3) $0 < x_a < x_1$

dx/dt ist positiv, jedoch wird $|dx/dt|$ kleiner, bis sich wieder x_E bei x_1 einstellt.

x_E ist der stabile Zustand, der immer dann als Einstellwert gilt, wenn $x_a < x_2$ ist. Die Lage der Kurve in Abb. 71 hängt von dem Wert $\kappa\lambda_0$ ab. Wenn dieser Wert wächst, verschiebt sich die Kurve nach oben, x_1 und x_2 rücken zusammen und vereinigen sich genau bei $x = 1$, und zwar für

$$\kappa\lambda_0 = \frac{1}{e} = \frac{1}{2,72} = 0,368$$

Oberhalb dieses Wertes gibt es überhaupt keinen stabilen Zustand mehr, weil dann überall dx/dt positiv ist.

Der aus der normierten Temperatur $x_E = x_1$ folgende Strom ist nicht mit dem nominellen Wert gleich, sondern liegt um einen Faktor χ höher

$$\frac{-I_{cE}}{-I_{c0} \Big|_{T_{Ugb}}} = \chi \tag{137}$$

Abb. 72 zeigt die berechneten Werte in Abhängigkeit von $\kappa\lambda_0$. Auch hier ist das Einsetzen der Instabilität oberhalb $\kappa\lambda_0 = 1/e$ zu erkennen. Für das Kriterium der Stabilität nun genügt es, den Wert x_2 in Abb. 71 zu bestimmen, oder was einfacher und zugleich zweckmäßiger ist, den notwendigen Wert $\kappa\lambda_0$ bei gegebenem x_a . Dies kann man auch bei Vorhandensein von Übergangsverlusten (s. nächster

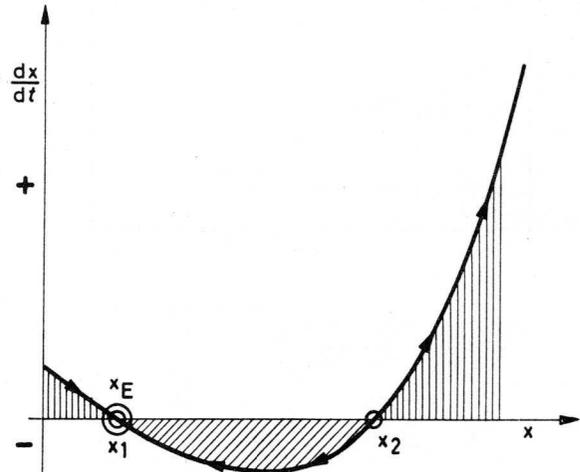


Abb. 71 Funktionsverlauf (Skizze) der Diff. Gleichung für instationäres Wärmeverhalten bei Schalterbetrieb

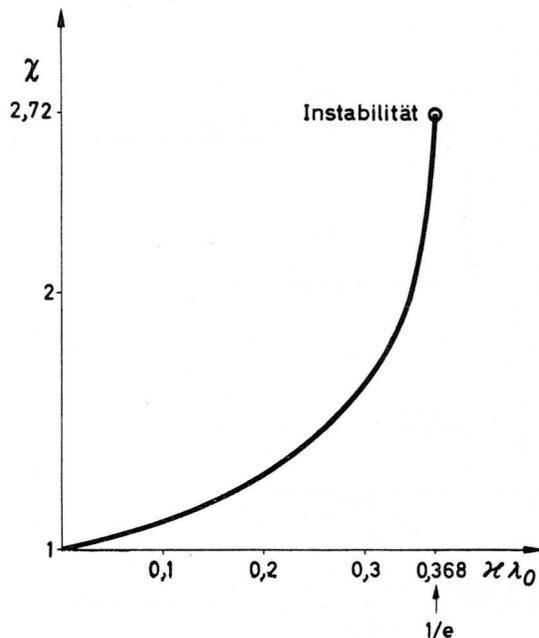


Abb. 72 Einstellwerte des Kollektorstromes im ausgeschalteten Zustand. Es ist $\chi = -I_{c0E}/-I_{c0} \Big|_{T_{Ugb}}$ als Funktion von $\kappa\lambda_0$ aufgetragen. (Die Kurve gilt auch für $-I_{c0}'$, wenn auf diesen Wert ausgeschaltet wird.)

Abschn.) tun, da die dabei auftretenden Übergangszeiten gewöhnlich sehr viel kleiner sind als die Wärmzeitkonstante.

Aus Gl. (136) und Abb. 71 folgt unmittelbar für Schalterbetrieb

$$\begin{aligned} \kappa \lambda_\theta \frac{\exp [x_a]}{x_a} < 1 & \quad \text{für } x_a > 1 \\ \kappa \lambda_\theta \exp [1] < 1 & \quad \text{für } x_a < 1 \end{aligned} \tag{41c}$$

mit

$$\lambda_\theta = c_c (-U_\theta) (-I_{c0}) \Big|_{T_{Ugb}}$$

$$x_a = c_c (T_{ja} - T_{Ugb})$$

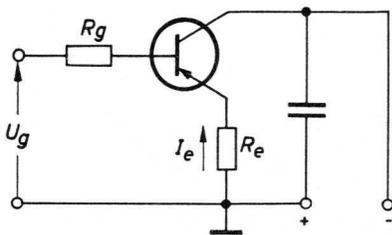


Abb. 73 Schaltung für die Erläuterung des Übergangsverhaltens

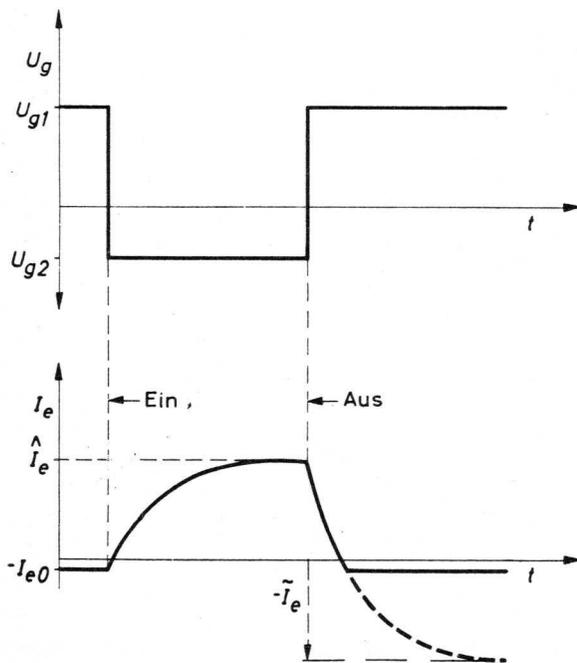


Abb. 74 Übergangsverhalten des Emitterstromes beim Umschalten aus Gründen der Trägheit der Ladungsträger im Transistorkristall

T_{ja} ist die Temperatur im A-Punkt in Abb. 68, d. h. im eingeschalteten Zustand. Sollte auf $-I_{c0}'$ ausgeschaltet werden, müssen in λ_θ und x_a die Werte c_c' und $-I_{c0}'$ eingesetzt werden.

Dies ist die Stabilitätsbedingung²⁴⁾ für Schalterbetrieb. Die nunmehr insgesamt drei Gleichungen (41a), (41b) und (41c) für die Stabilitätskriterien (S. 30, 62 und hier) sind wegen der Normierungen leicht verwendbar, sie umfassen praktisch alle vorkommenden Fälle mit genügender Sicherheit, wenn jeweils die Maximalwerte der Transistorstreudaten eingesetzt werden²⁵⁾.

Die Anwendung von Stabilisierungsschaltungen ist bei Schalterbetrieb meist nicht sinnvoll. Bei Instabilität muß die Spannung $(-U_\theta)$ in dem Faktor λ_θ , oder der Wärmewiderstand κ künstlich verringert werden. Die erstere Maßnahme reduziert natürlich die Schaltleistung.

6.1.4. Übergangsverhalten

Ein schon in der Einleitung dieses Kompendiums genannter Nachteil des Transistors gegenüber der Elektronenröhre ist die größere Trägheit der Ladungsträger im Kristall. Sie bewirkt, daß die Ströme im Transistor eine kapazitive Komponente erhalten und daß bei raschen Vorgängen der Kollektorstrom dem Steuerstrom nicht sofort zu folgen vermag.

Dies bedingt einerseits eine Verringerung der Flankensteilheit der Umschaltvorgänge, andererseits eine zusätzliche Belastung des Transistors. Letztere entsteht dadurch, daß z. B. im Kennlinienfeld in Abb. 68 beim Übergang von A nach B oder umgekehrt das Gebiet höherer Verlustleistung in endlicher Zeit durchschritten wird (bei maximaler Auslegung hinsichtlich der Leistung in den Schaltstel-

²⁴⁾ Die Gl. ist hier nicht mehr zweideutig wie die Gl. (136), da zwar zwei Werte x die Gl. für gegebene übrige Größen befriedigen, aber nicht umgekehrt.

²⁵⁾ Die Gln. enthalten übrigens noch einen durch Abweichungen von der Theorie sich ergebenden Fehler. In der Theorie ist $-I_{c0} \approx 1/\alpha' (-I_{c0}')$, was jedoch häufig nicht zutrifft. In dem Faktor λ_θ müßte es bei Basissteuerung genauer heißen

$$\begin{aligned} \lambda_\theta &= (-U_\theta) c_c I_{c0} \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \\ &\approx (-U_\theta) c_c (-I_{c0}) \frac{1}{(1-\alpha)} \end{aligned}$$

während hier $\lambda_\theta = (-U_\theta) c_c' (-I_{c0}')$ gesetzt wurde.

Nun ist gewöhnlich

$$-I_{c0}' > (-I_{c0}) \frac{1}{(1-\alpha)}$$

so daß es aus Sicherheitsgründen gut ist, wenn man in den Gleichungen zunächst $-I_{c0}'$ stehen läßt. In Gl. (41a) und (41b) wird die Schaltung dann durch $(g_j/g_{j\theta})$ berücksichtigt. Bei Schalterbetrieb kann man in Gl. (41c) einfach $\kappa \lambda_\theta$ durch α' dividieren, wenn auf $-I_{c0}$ ausgeschaltet wird. Das gleiche trifft auch den „sichereren“ Wert c_c' an Stelle von c_c oder c_c' ; c_c' ist gewöhnlich größer als die anderen beiden Koeffizienten.

lungen das Gebiet oberhalb der Verlustleistungs-hyperbel des errechneten maximal zulässigen Wertes). Wenn dann der Transistor zu lange in diesem Gebiet „verweilt“ und wenn „nicht genügend Zeit“ ist, die zuviel erzeugte Wärme im „Aus“-Zustand bei kleinerer Leistung wieder abzuführen, kann der Transistor überlastet werden.

Erste für die Praxis zugeschnittene Rechnungen gehen auf *van Abbe* zurück. In dem schon genannten Aufsatz²³⁾ finden sich Einzelheiten dieses Problems. Es wurde dort gezeigt, daß sich in einer Schaltung nach Abb. 73 für rechteckförmige Spannungsimpulse mit großer Impulsdauer am Eingang bei den beiden Potentialen

$$U_{g1} (> 0)$$

$$U_{g2} (< 0)$$

ein zeitlicher Verlauf des Emittierstromes ergibt, wie er in Abb. 74 skizziert ist. Nach dem Einschalten wächst der Emittierstrom von $-I_{e0}$ auf seinen Spitzenwert \hat{I}_e ähnlich wie bei einer Kondensatoraufladung. Beim Ausschalten nimmt er mit der gleichen Zeitkonstanten ab, wobei man sich jedoch den Einstellwert bei $-\tilde{I}_e$ denken muß, wie es die gestrichelte Kurve andeutet. Der Emittierstrom verbleibt jedoch mit Erreichen von $-I_{e0}$ auf diesem Wert. Das Ausschalten scheint dadurch „rascher“ vor sich zu gehen als das Einschalten. Der Einstellwert $-\tilde{I}_e$, mit dem man den Funktionsverlauf beim Ausschalten leicht konstruieren kann, berechnet sich näherungsweise aus

$$\tilde{I}_e \approx \hat{I}_e \frac{U_{g1}}{(-U_{g2})} \quad (138)$$

Schließlich bedarf es der Kenntnis der Zeitkonstanten $\tau_{\ddot{u}}$ für die Übergänge, sie berechnet sich zu

$$\tau_{\ddot{u}} = \frac{1}{2\pi f_g} \left\{ \frac{R_g + R_{bb'} + R_e}{(1-\alpha)(R_g + R_{bb'}) + R_e + r_e} \right\} \quad (139)$$

worin bedeutet

- f_g = Grenzfrequenz für die Basisschaltung
- r_e = dynamischer Widerstand der Emittier-Diode an der Stelle $I_e = \hat{I}_e$

Wie man sieht, kann die Übergangszeit verringert werden durch einerseits

R_e groß

andererseits

R_g klein

Im Grenzfall, wenn $R_e \gg (R_g + R_{bb'})$; r_e ist, erhält

man

$$\tau_{\ddot{u}} \rightarrow \frac{1}{2\pi f_g}$$

Dies wäre bei Vorhandensein eines großen Emittierwiderstandes R_e und Spannungssteuerung der Fall. Im Falle Stromsteuerung, $R_g \rightarrow \infty$, wird

$$\tau_{\ddot{u}} \rightarrow \frac{1}{2\pi f_g} \frac{1}{(1-\alpha)} \approx \frac{1}{2\pi f_g} \alpha'$$

d. h. die Zeitkonstante für den Übergang wird um den Faktor α' größer, als bei dem erstbetrachteten Grenzfall. Ein Emittierwiderstand R_e verringert natürlich die Schallleistung. Falls es auf eine kleine Übergangszeit nur beim Ausschalten ankommt, kann diese, wie aus Abb. 74 und Gl. (138) hervorgeht, verringert werden, wenn U_{g1} genügend positiv ist.

Es gibt im übrigen auch dynamische Maßnahmen, um die Übergangszeiten abzukürzen. Schaltet man z. B. dem Widerstand R_g in Abb. 73 einen Kondensator parallel, so bewirkt dieser einen im Augenblick des Einschaltens zusätzlichen Basisstrom. Der Gesamtstrom ist dann momentan größer als es seinem Einstellwert entspräche. Der Emittier- bzw. Kollektorstrom wird dadurch rascher auf seinen Einschaltwert gebracht. Das Übergangsverhalten kann durch eine über der Emittier-Diode liegenden (im übrigen stromabhängigen) Kapazität beschrieben werden. Im Ersatzschaltbild bedeutet der zusätzliche Kondensator $C_{\ddot{u}}$ eine teilweise Neutralisation der Emittier-Diodenkapazität, wie es die Abb. 75 andeutet. Bei geeigneter Wahl des Überbrückungskondensators $C_{\ddot{u}}$ kann man erreichen, daß die Spannung zwischen b' und e nahezu unabhängig von kapazitiven Komponenten ist.

Ein weiterer noch wichtiger aus den inneren Trägheiten folgender Effekt ist die Ansammlung von Ladungen bei übersteuertem Transistor (vgl. S. 88). Damit war der Zustand gemeint, bei dem der Basisstrom im eingeschalteten Zustand (Punkt A in Abb.

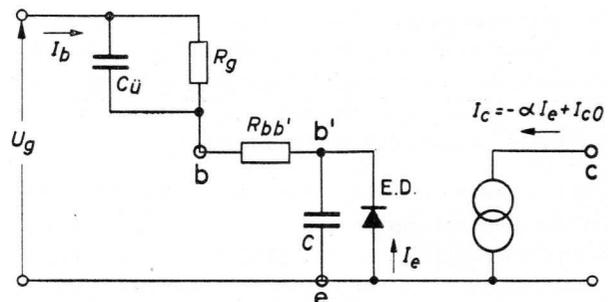


Abb. 75 Zur Erläuterung der Kompensation der Übergangsverluste durch einen Kondensator $C_{\ddot{u}}$

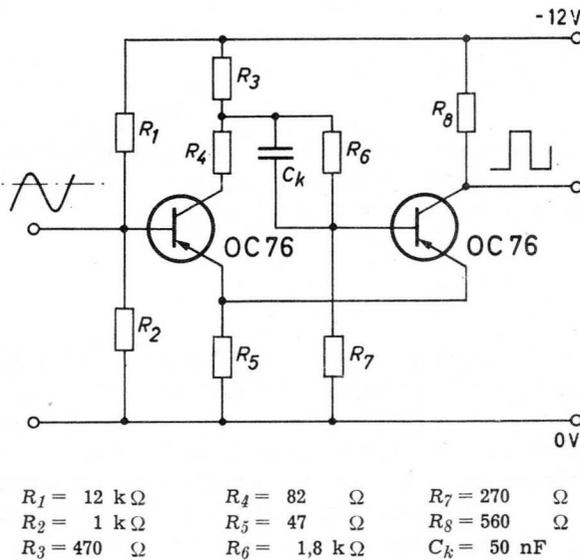


Abb. 76 Schaltung eines Schmitt-Triggers. Die Transistoren wechseln jeweils ihre Schaltzustände, wenn die Spannung am Eingang einen bestimmten Wert über- bzw. unterschreitet

68) größer ist, als es zum Erreichen des Durchlaßstromes im Punkt A erforderlich wäre. Wird nunmehr der Transistor ausgeschaltet, so ist die Trägheitswirkung größer als es aus der Abb. 74 hervorgeht. (Dieser Effekt läßt sich streng aus der Transistorphysik herleiten.)

6.2 Schmitt-Trigger

Bislang wurde angenommen, daß der als Schalter arbeitende Transistor zwei definierte Steuerströme (oder Spannungen) für die beiden Schaltzustände erhält. In vielen Fällen werden jedoch keine steuernden Rechteckimpulse zur Verfügung stehen. Vielmehr soll häufig erreicht werden, daß bei einer kontinuierlich veränderlichen Eingangsspannung immer dann ein elektronischer Schaltvorgang ausgelöst wird, wenn gerade ein bestimmtes Potential erreicht wird. Solange dieses Potential überschritten bleibt, soll dann auch der Schalter eingeschaltet bleiben. Umgekehrt soll sich der Schalter unterhalb dieses Potentials im Aus-Zustand befinden.

In der Technik der Elektronenröhren sind Schaltungen, die diese Aufgabe erfüllen, unter dem Namen „Schmitt-Trigger“ bekannt. Abb. 76 zeigt eine solche Schaltung, die mit zwei Schalter-Transistoren OC 76 arbeitet. Die Transistoren haben einen gemeinsamen Emitterwiderstand R_5 . Das Verhältnis $R_2/(R_1 + R_2)$ ist so gewählt, daß der erste Transistor zunächst ge-

sperrt ist. R_4 ist dann stromlos, so daß das Basispotential des zweiten Transistors von $R_7/(R_3 + R_6 + R_7)$ bestimmt wird; es hat einen Wert, bei dem der zweite Transistor leitend ist. Überschreitet nun eine am Eingang liegende negative Spannung eine bestimmte Schwelle, dann ereignet sich der Reihe nach in sehr kleiner Zeit folgendes:

- a) Der erste Transistor beginnt, einen kleinen Strom zu führen. Zugleich sorgt C_k dafür, daß das Basispotential des zweiten Transistors ins Positive rückt.
- b) Der Strom des zweiten Transistors nimmt ab, und zwar stärker als der Strom des ersten Transistors zunimmt.
- c) Der Emitterstrom durch R_5 wird momentan geringer — beide Emitter werden positiver.
- d) Der erste Transistor wird stärker leitend u. s. f.

Mit anderen Worten, es erfolgt eine Rückkopplung über R_5 . Nach Umladung von C_k verbleibt der zweite Transistor im „Aus“- der erste Transistor im „Ein“-Zustand. Ein Zurückkippen in den ursprünglichen Zustand erfolgt erst, wenn die Eingangsspannung den Schwellenwert unterschreitet.

An R_8 erfolgen nun mit steilen Flanken versehene Spannungswechsel, die den Durchgängen der kontinuierlichen Eingangsspannung durch den festgelegten Schwellenwert entsprechen. Die Spannung kann im weiteren einen leistungsfähigen Transistor-schalter steuern. Es kann jedoch auch der Kollektorstrom des zweiten Transistors unmittelbar zum Schalten ausgenutzt werden (Relais, Kontrollampe u. a. m.).

Die Dimensionierungsregeln lassen sich leicht übersehen.

- A) Als Arbeitswiderstand wirkt einerseits $R_3 + R_4 + R_5$ (wobei noch ein kleiner Querstrom durch R_6 , R_7 berücksichtigt werden sollte), andererseits $R_8 + R_5$. Die beiden Arbeitswiderstände müßten eigentlich einander gleich sein, damit in beiden Schaltstellungen das Emitterpotential das gleiche bleibt. Da jedoch bei einem Transistor der Einschaltwellenwert in der Regel ein klein wenig höher liegt als der Ausschaltwellenwert, ist es empfehlenswert, den Emitterstrom des zweiten Transistors etwas kleiner als den des ersten zu halten, d. h. R_8 etwas größer als erforderlich zu wählen.
- B) Je größer der Emitterwiderstand R_5 ist, desto stärker ist die Rückkopplung. Dann ist jedoch auch die verfügbare Leistung in R_8 kleiner.
- C) Der Spannungsteiler R_1 , R_2 wird so berechnet, daß der erste Transistor auch unter Berücksichtigung von Exemplarstreuungen effektiv gesperrt wird.

- D) Bei der Berechnung der Widerstände R_6, R_7 geht man davon aus, daß durch R_3 praktisch kein Kollektorstrom des ersten Transistors fließt, wenn dieser gesperrt ist. Das sich im Zusammenhang mit dem Potential am Emittter des zweiten Transistors ergebende Spannungsteilverhältnis muß dann so gewählt werden, daß der Transistor eingeschaltet ist, d. h. die Basis-Emitter-Spannung muß so weit negativ sein, daß der Kollektorstrom seinen Maximalwert hat (Kniepunkt bei gegebener Speisespannung und gegebenem Gleichstrom-Arbeitswiderstand).
- E) Das Spannungsteilverhältnis R_3/R_4 bestimmt zusammen mit R_5 den Rückkopplungsfaktor. Je größer der Rückkopplungsfaktor ist, um so größer ist die Flankensteilheit der erzeugten Rechteckimpulse²⁶⁾.

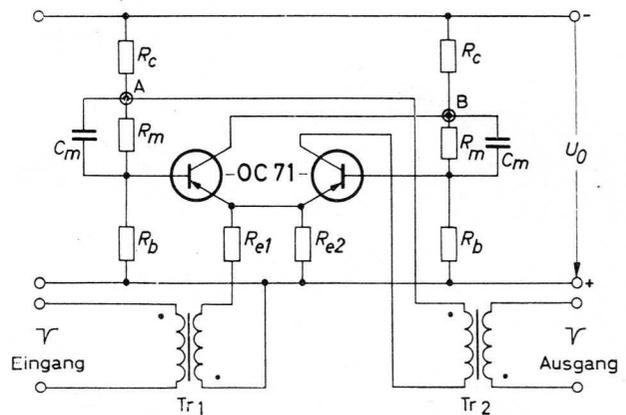
Bei der angegebenen Dimensionierung fließt im Ein-Zustand des zweiten Transistors ein Strom von 20 mA über R_8 . Eine sinusförmige Spannung von etwa 1 V Spitzenwert am Eingang bewirkt bis zu 250 kHz noch ein sicheres Schalten der Anordnung. Die Anstiegszeit der Impulsflanken beträgt bei 250 kHz noch 0,6 μ s, die Abfallzeit 1 μ s. Die Schaltung arbeitet stabil bis zu einer Umgebungstemperatur von 45 °C. Die Einheit läßt sich bei einem Gewicht von nur 5 g auf einem Raum von 6 cm³ (30 × 20 × 10 mm³) unterbringen.

6.3 Multivibrator-Schaltungen

Schalt-, Regel-, Steuer- und Zählanlagen enthalten als wichtige Bausteine Multivibrator-Schaltungen aller Art. Fast alle dieser in der industriellen Elektronik schon lange bekannten Schaltungen lassen sich auch mit Transistoren bestücken. Von den sich daraus ergebenden Vorteilen ist schon mehrfach die Rede gewesen. In Fällen, in denen eine große Zahl dieser Bausteine auf kleinem Raum untergebracht werden müssen, treten dann diese Vorteile noch deutlicher hervor, insbesondere die geringere Leistungsaufnahme (geringere Wärmeentwicklung) und die hohe Lebensdauer.

Aus der Fülle der verschiedenen Schaltungsarten mit ihren Varianten sollen im folgenden zwei bistabile Multivibratorschaltungen und ein astabiler Multivibrator gezeigt werden. Das Wort „Multivi-

²⁶⁾ Nimmt man an, daß R_6 wegen der Zeitkonstante für die Kondensatorentladung nicht frei verfügbar ist, würden zwei Widerstände nicht reichen, um drei Bedingungsgleichungen zu genügen, nämlich Kollektorwiderstand des ersten Transistors, Basispotential des zweiten Transistors im Ein-Zustand und Basispotential im Aus-Zustand. Mit einem Widerstand R_4 entsteht dann noch eine Variationsmöglichkeit.



$$\begin{array}{lll}
 R_c = 2,7 \text{ k}\Omega & R_{e1} = 1 \text{ k}\Omega & C_m = 680 \text{ pF} \\
 R_m = 10 \text{ k}\Omega & R_{e2} = 470 \Omega & \\
 R_b = 1 \text{ k}\Omega & & U_0 = 9 \text{ V}
 \end{array}$$

alle Widerstände 1/8 W, 2%; alle Kondensatoren keramisch

Transformatoren Tr_1, Tr_2 :

Ferroxcube-Schalenkern S 14/8 - 00 - 3 B, ohne Luftspalt
primär und sekundär je 75 Wdg. 0,1 CuLS

Abb. 77 Schaltung eines bistabilen Multivibrators mit symmetrischem Aufbau (Eccles-Jordan-Schaltung oder „Flip-Flop“-Stufe)

brator“ trifft eigentlich nur auf den letzteren zu, da dieser — sich selbst erregend — „vibriert“, d. h. eine Folge von Rechteckimpulsen liefert. Der bistabile Multivibrator wechselt zwischen zwei Schaltzuständen nur bei Eingabe von Impulsen bestimmter Form und Amplitude. Diese Schaltung ist auch (in einer bestimmten Gestalt) als Eccles-Jordan-Schaltung bzw. als „Flip-Flop“-Stufe bekannt²⁷⁾.

6.3.1. Zwei bistabile Multivibrator-Schaltungen

Abb. 77 zeigt eine Schaltung, die der Eccles-Jordan-Schaltung mit Elektronenröhren entspricht. Sie ist symmetrisch aufgebaut. Die beiden Transistoren arbeiten jeder für sich als Schalter. Die Verkopplung über C_m/R_m bewirkt, daß die Transistoren stets entgegengesetzte Schaltzustände einnehmen.

Nimmt man z. B. an, daß gerade

„links leitend“, „rechts gesperrt“

vorliegt und an den Eingang ein negativer Impuls gelangt, erhalten beide Emittter einen negativen Impuls. Dadurch wird der linke Transistor gesperrt (und der rechte würde — zunächst — noch „kräf-

²⁷⁾ Auch der im vorigen Abschnitt beschriebene Schmitt-Trigger kann als eine Art Flip-Flop-Stufe oder Multivibrator angesehen werden.

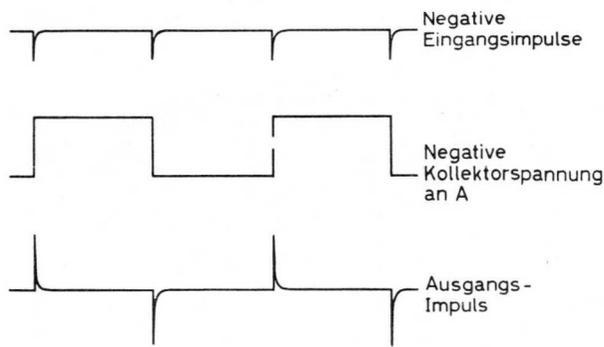


Abb. 78 Impulsschema des bistabilen Multivibrators von Abb. 77

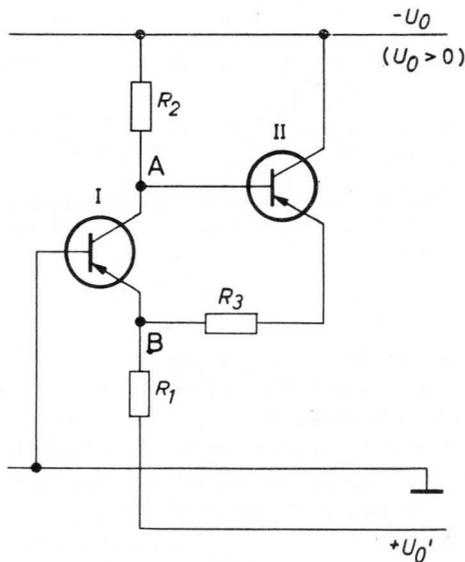


Abb. 79 Prinzipschaltung eines asymmetrischen bistabilen Multivibrators

tiger“ gesperrt werden). Im gleichen Augenblick wird jedoch der Kollektorwiderstand des linken Transistors stromlos (über Punkt B), d. h. B wird negativ und steuert über C_m die Basis des rechten Transistors ins Negative, also den Transistor in den leitenden Zustand. Wie sich leicht einsehen läßt, muß daher der Potentialsprung von B größer sein als der Potentialsprung am Emitter. Das Leitendwerden des rechten Transistors bewirkt wiederum über den Punkt A rückkoppelnd eine beschleunigte Sperrung des linken Transistors, richtiger des ganzen Vorganges. Nach Entladung der Kondensatoren verbleiben beide Transistoren in ihren stabilen Zuständen. In dieser Weise erfolgt bei jedem negativen Impuls am Eingang ein „Umkippen“ (Flip-Flop) der Stufe. Dabei ist es gleichgültig, welcher der beiden Transistoren gerade gesperrt war. Die Spannungen an A und B haben Rechteckgestalt, wie es in Abb. 78 ge-

zeigt ist. Die Rechteckspannung an A spiegelt sich am Ausgang in differenzierten Impulsen mit wechselnder Polarität wieder (s. Abb. 78 unten).

Die Stufe spricht nur auf negative Impulse an. Dies erfordert jedoch, daß die Transistoren im Ein-Zustand nicht bis zum Knie-Punkt angesteuert werden. Auf diese Art kann bei Eingabe eines positiven Impulses am Emitter der leitende Transistor noch „besser leitend“ und die Basis des gesperrten Transistors damit derart ins Positive getrieben werden, daß das Basis-Emitter-Potential immer noch positiv bleibt (trotz positivem Impuls am Emitter). Bei der in Abb. 77 angegebenen Dimensionierung kann der positive Impuls ca. +40 V betragen, ohne daß der Kippvorgang eingeleitet würde. Die nicht voll angesteuerten Transistoren haben im übrigen den Vorteil, weniger träge zu sein (vgl. S. 93).

Da am Ausgang einer Stufe nur jeder zweite Impuls negative Polarität hat, kann mit mehreren hintereinandergeschalteten Stufen „binär gezählt“ oder „die Impulse untersetzt“ werden. (Auf das binäre Rechnen, auf Zählschaltungen, Torschaltungen u. a. m. kann allerdings in diesem Rahmen nicht eingegangen werden.)

Die in Abb. 77 gezeigte Schaltung mit den beiden NF-Kleinsignal-Transistoren OC 71 arbeitet bis zu einer Pulsfrequenz von 145 kHz. Bei 100 kHz darf sich die Betriebsspannung von -9 V um $\pm 55\%$ ändern. Die Eingangsamplitude soll -2 V betragen.

Die Schaltung läßt sich noch vielfältig variieren. Für größere Leistungen bei kleinerer Frequenz kann man z. B. die Transistoren auch voll bis zum Kniepunkt aussteuern, wenn man mit Germanium-Dioden dafür sorgt, daß nur eine Impulsrichtung am Eingang wirksam wird. Es ist dann nötig, über einen Kondensator und je eine Diode an der Basis der beiden Transistoren einzuspeisen. Damit werden auch eine bessere Anpassung bei hintereinandergeschalteten Stufen erreicht und Rückwirkungen vermieden.

Eine auf den ersten Blick gänzlich andere Schaltung eines bistabilen Multivibrators zeigt Abb. 79. Sie ist asymmetrisch aufgebaut und begründet sich darauf, daß es lediglich darauf ankommt, eine Anordnung mit negativer Widerstandscharakteristik zu gewinnen. Die Wirkungsweise ist die folgende.

Es sei angenommen, daß der Transistor I leitend und der Transistor II gesperrt ist. Die Spannung $+U_0'$ sorgt für die erforderliche negative Basis-Emitter-Spannung des Transistors I. Bei bestimmter Wahl von R_1 ist dieser dann leitend. An R_2 fällt eine durch den maximalen Kollektorstrom gegebene Spannung ab, welche auch dem Kollektor des Transistors II die nötige negative Kollektor-Emitter-Spannung gibt.

Zwischen den Punkten A und B liegt die kleine Kollektorspannung $-U_{ce0}$, für welche im übrigen ein sehr kleiner Innenwiderstand wirksam ist. Ist R_3 hinreichend groß, fließt nur noch ein kleiner Emittterstrom des Transistors II, so daß dieser als gesperrt betrachtet werden kann²⁸⁾. Da R_3 eine starke Gleichstromstabilisierung bewirkt, sind die Zustände sehr stabil.

Gelangt nun an den Punkt B ein negativer Eingabeimpuls, dann wird Transistor I gesperrt. Das Potential an A springt nahezu auf $-U_0$, wobei gleichzeitig der wirksame Innenwiderstand vergrößert wird. Der Transistor II wird leitend bei gesperrt bleibendem Transistor I, wenn der Strom durch R_1 jetzt so groß ist, daß die Basis des Transistors I positiv vorgespannt wird. Diese zuletzt genannte Bedingung erfordert eine kurze Rechnung.

Wenn die Basis-Emitter-Spannung des leitenden Transistors I bei Vollaussteuerung ($I_{eI max}$) den Wert $-U_{bea}$ hat, dann muß wenigstens gelten

$$R_1 I_{eI max} < +U_0' - (-U_{bea}) - I_{eII} R_1 \quad (140)$$

I_{eII} ist der endliche Beitrag, den der gesperrte Transistor II noch liefert. Nach dem Umschalten soll am Transistor I beispielsweise $-U_{be} \approx 0$ sein, wobei ein vernachlässigbar kleiner Reststrom fließt. Damit dies erreicht wird, muß nunmehr der Strom über R_1 , der jetzt gleich dem Emittterstrom $I_{eII max}$ des Transistors II ist, sein

$$R_1 I_{eII max} > +U_0' \quad (141)$$

Aus Gl. (140) und (141) folgt

$$I_{eII max} > I_{eI max} + \frac{(-U_{bea})}{R_1} + I_{eII} \quad (142)$$

Die maximal fließenden Emittterströme werden wiederum von den wirksamen Lastwiderständen für die Transistoren bestimmt. Dabei ergibt sich aus der Schaltung

$$I_{eI max} (R_1 + R_2) + I_{eII} R_1 = I_{eII max} (R_1 + R_3) \quad (143)$$

Aus Gl. (142) und (143) erhält man

$$(R_2 - R_3) > \frac{I_{eII}}{I_{eI max}} R_3 + \frac{(-U_{bea})}{I_{eI max}} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \quad (144)$$

oder, wenn man R_2 explizit schreibt

$$R_2 > R_3 \left\{ 1 + \frac{I_{eII}}{I_{eI max}} + \frac{(-U_{bea})}{I_{eI max}} \left(\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3} \right) \right\} \quad (144a)$$

²⁸⁾ Dies ändert sich übrigens auch nicht bei Temperaturerhöhung, weil bei wachsendem Emittterstrom der Transistor II nur um so mehr gesperrt wird.

Der Emittterstrom I_{eII} wird im allgemeinen größer sein als der Kollektorreststrom $-I_{c0}'$. Es ist jedoch stets

$$I_{eII} < \frac{(-U_{ce0})}{R_3}$$

garantiert, wobei dieser Strom sich selbst stabilisiert.

Ein besonderer Vorteil der Schaltung ist, daß sie keine Kondensatoren enthält, so daß nur die inneren Transistor-Trägheiten die Schaltfrequenz begrenzen. Weiter ergibt sich, daß die Schaltung in gewissen Grenzen mit wachsender Temperatur in ihrer Betriebssicherheit praktisch nicht eingeschränkt wird.

Der Vorteil, daß keine Kondensatoren vorhanden sind, geht jedoch verloren, sobald binär gezählt werden soll, d. h. sobald nur Impulse einer Polarität für die Steuerung zur Verfügung stehen. Die Schaltung bedarf nämlich wechselnd eines positiven und negativen Impulses zum Umschalten, je nachdem, welche Schaltstellung gerade vorliegt. (Die Impulse können entweder an die Basis oder an den Emittter gegeben werden.) Bei einseitig gerichteten Impulsen muß die Schaltung mit einer Diodenbrücke versehen werden, bei der dann Zeitkonstanten (die die Schaltfrequenz begrenzen) gewöhnlich nicht zu vermeiden sind. Ein Beispiel zeigt Abb. 80.

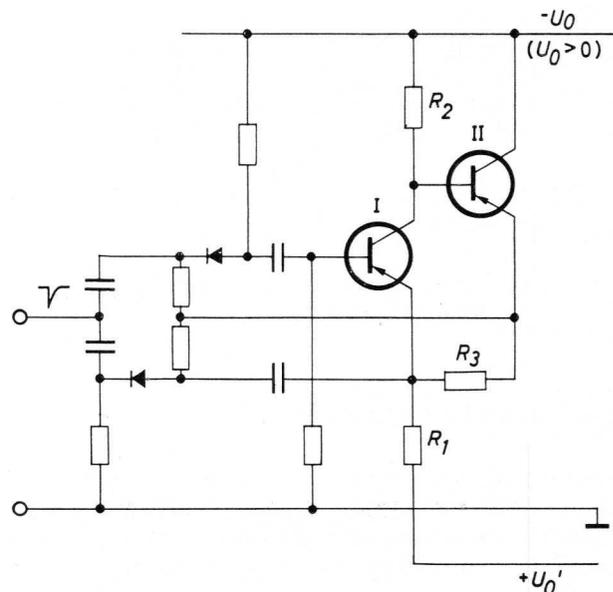
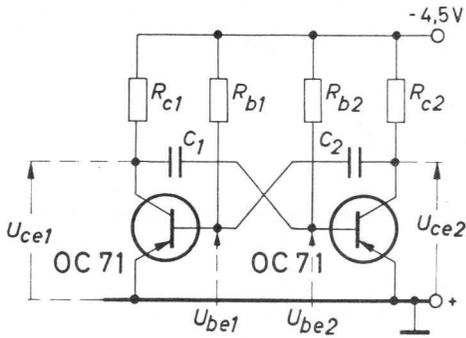


Abb. 80 Prinzipschaltung eines asymmetrischen bistabilen Multivibrators, wenn nur gleichsinnige Impulse zum Umschalten zur Verfügung stehen. Bei leitendem Transistor II erhält die Basis von Transistor I einen negativen Impuls, bei gesperrtem Transistor II erhält der Emittter von Transistor I einen negativen Impuls für das Umschalten



$R_{c1} = R_{c2} = 1 \text{ k}\Omega$ $C_1 = C_2 = 5 \text{ nF}$ für $f \approx 5,4 \text{ kHz}$
 $R_{b1} = R_{b2} = 27 \text{ k}\Omega$

Abb. 81 Schaltung eines astabilen Multivibrators. Die Spannung kann an einem der beiden Kollektoren abgenommen werden

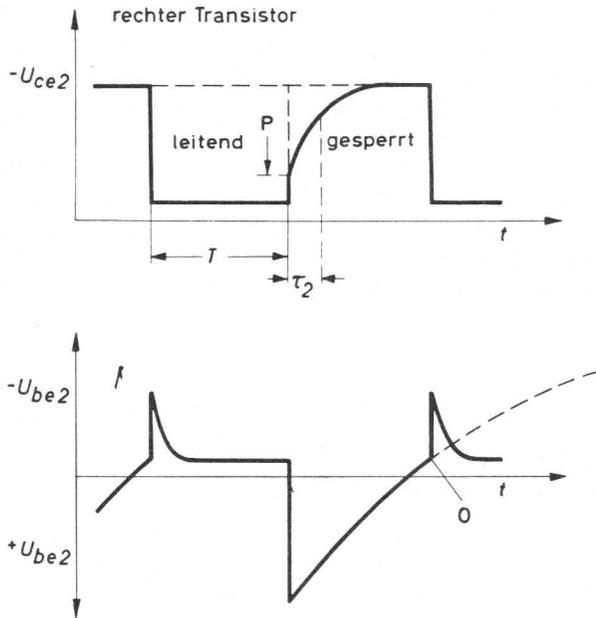


Abb. 82 Verlauf der Spannungen an einem Transistor in der Schaltung nach Abb. 81

6.3.2. Astabiler Multivibrator

Abb. 81 zeigt eine einfache selbstschaltende Multivibrator-Stufe. Keiner der beiden Transistoren kann in seiner Schaltstellung verbleiben, weil eine geringfügige Änderung eines Kollektorstromes sofort die Basisspannung des anderen in gegenläufigem Sinne ändert und dieser seinerseits den Vorgang beim ursprünglichen Transistor beschleunigt.

Die Schaltfrequenz wird durch eine der beiden wirk-samen Zeitkonstanten für die Umladung bestimmt. Man betrachtet dazu die Verhältnisse, die kurz nach dem Umschalten eintreten. Es werde in diesem Au-

genblick beispielsweise der linke Transistor leitend, der rechte gesperrt. Dann lädt sich C_2 über R_{c2} und den (im Ein-Zustand) relativ kleinen Eingangswiderstand r_i' des linken Transistors auf nahezu die volle Speisespannung auf. Die Zeitkonstante ist

$$\tau_2 = C (R_c + r_i') \tag{145}$$

$$(R_{c1} = R_{c2} = R_c ; C_1 = C_2 = C)$$

Der andere Kondensator C_1 entlädt sich, und zwar „möchte“ er sich sogar umladen auf die entgegengesetzte Spannung. Das Basispotential des rechten Transistors kommt dabei jetzt vom Positiven her und nähert sich dem Emitterpotential. Da im Positiven der Eingangswiderstand des (rechten) Transistors sehr groß ist, erfolgt die Entladung von C_1 über den kleinen Durchlaßwiderstand des linken Transistors und R_{b2} . Näherungsweise ist

$$\tau_1 \approx C R_b \tag{146}$$

$$(R_{b1} = R_{b2} = R_b ; C_1 = C_2 = C)$$

Diese Zeitkonstante bestimmt wesentlich die Schaltfrequenz. Der genaue Wert für eine Halbperiode T ergibt sich aus dem exponentiellen Abfall der Kondensatorspannung U_{c1} etwa von dem Wert

$$U_{c1} = (-U_0)$$

auf den Wert

$$U_{c1} = -(-U_0)$$

Da schon etwa in der Mitte des Abfalls die Basis-Emitter-Spannung des rechten Transistors durch Null hindurch geht, erfolgt schon dort das Umschalten. In Abb. 82 ist im unteren Teil rechts beim Verlauf der Basis-Emitter-Spannung an der Stelle 0 dieser Durchgang markiert. (Er liegt etwas höher, weil der Basisstrom erst bei einer kleinen negativen Spannung einsetzt.) Die gestrichelte Kurve deutet an, wie die Spannung weiterlaufen „würde“, wenn der Transistor nicht in diesem Augenblick in den Ein-Zustand geriete. Darüber ist der Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung skizziert. Die Spannung wächst mit endlicher Zeitkonstante (τ_2) an, weil der Ladestrom für C_2 über R_{c2} fließt und dort noch einen Spannungsabfall hervorruft. Die endliche Flankensteilheit läßt sich in dieser Schaltung nicht vermeiden, was die folgenden einfachen Dimensionierungsregeln sofort zeigen.

Aus der Theorie ergibt sich zunächst für die Schaltfrequenz (die Herleitung erfolgt in der Weise, daß man die Kreisgleichungen für eine Halbperiode aufstellt und dann Stetigkeit der Spannungen an C_1 und C_2 verlangt)

$$f = \frac{1}{2T} = \frac{1}{2 \tau_1 \ln \left[\left(2 - \frac{(-U_{ce0})}{(-U_0)} \right) \frac{R_b}{R_c + R_b} \right]}$$

$$f \approx \frac{1}{\tau_1 2 \ln 2} \quad (147)$$

Nun gilt für die volle Aussteuerung der Transistoren etwa

$$\frac{R_b}{R_c} = \alpha'_{min}$$

Dann ist mit Gl. (146) und (147)

$$\tau_1 = (CR_c) \alpha'_{min}$$

$$\tau_2 = (CR_c) \left(1 + \frac{r'_i}{R_c} \right)$$

und schließlich

$$\tau_2 \approx T \cdot \frac{1}{\ln 2} \left(1 + \frac{r'_i}{R_c} \right) \quad (148)$$

τ_2 ist, wie man sieht, nur wenig zu beeinflussen, d. h. nicht beliebig klein zu machen. Für

$$\alpha'_{min} = 15 ; \quad r'_i = 1 \text{ k}\Omega ; \quad R_c = 1 \text{ k}\Omega$$

ist z. B.

$$\frac{\tau_2}{T} \approx \frac{1}{5}$$

Steile Flanken der Rechteckimpulse kann man jedoch erreichen, wenn man dafür sorgt, daß der Ladestrom (in der betrachteten Halbperiode für C_2 in Abb. 81) reduziert wird. Dann rückt in Abb. 82 der Punkt P weit nach oben unter gleichzeitiger Vergrößerung der Zeitkonstante τ_2 . Dies ist möglich, wenn man der Basis einen Widerstand vorschaltet. Bei der Dimensionierung kann dann ein gesonderter Spannungsteiler für die Basisspannung (oder Ab-

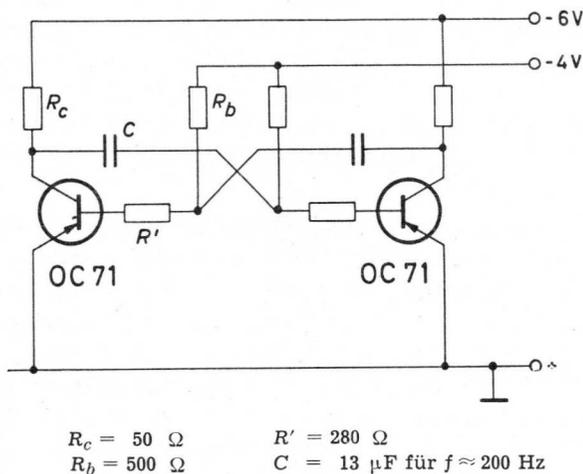


Abb. 83 Astabiler Multivibrator mit reduzierten Ladeströmen und dadurch erzielten steilen Impulsflanken

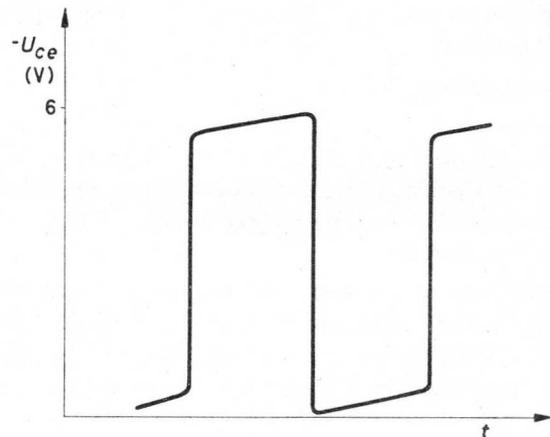


Abb. 84 Spannungsverlauf an einem der beiden Kollektoren in der Schaltung nach Abb. 83

griff an der Speisebatterie) erforderlich werden. Es entsteht eine Schaltung nach Abb. 83. Der in dieser Schaltung sich ergebende Spannungsverlauf der Kollektor-Emitter-Spannung ist in Abb. 84 wiedergegeben. Die Rechteckflanken sind sehr steil. Die Dimensionierung gilt (als Beispiel) für eine niedrige Schaltfrequenz von 200 Hz.

6.4 Gleichspannungswandler

Zur Erzeugung von höheren Gleichspannungen aus niedrigen Gleichspannungen sind in der Elektrotechnik vor allem Anlagen mit mechanischen Zerkhackern gebräuchlich. Auch Schaltungen mit Elektronenröhren sind bekannt, bei denen eine Gleichspannung in eine Wechselspannung verwandelt wird, die ihrerseits hochtransformiert und dann wieder gleichgerichtet wird. Mit Transistoren sind in den letzten Jahren einige Schaltungstypen entwickelt worden, die sich entweder ganz oder wenigstens teilweise mit bekannten Schaltungen in der Technik der Elektronenröhren vergleichen lassen.

Im Prinzip arbeiten Transistoren in Gleichspannungswandlern als Schalter ganz ähnlich wie die Schaltkontakte eines Zerkhackers. Die sich dabei ergebenden Vorteile liegen einerseits im Vermeiden mechanisch bewegter Teile und gegenüber Elektronenröhren in den hohen Wirkungsgraden, die sich durch Fehlen einer Heizung und Ausnutzung der niedrigen Kollektorrestspannung des Transistors ergeben. Die Speisespannung kann sehr klein sein, die Stoßfestigkeit ist groß und man benötigt wenig Raum.

Transistor-Gleichspannungswandler werden heute für die Erzeugung hoher Gleichspannungen in trans-

portablen Geräten aller Art verwendet. Als Beispiele seien genannt

- Geiger-Müller-Zählgeräte
- Meßgeräte

Anodenspannungserzeugung für gemischt bestückte Geräte, wenn die Röhren aus der gleichen Niedervoltbatterie betrieben werden sollen wie die Transistoren

Geräte, in denen nicht auf die Mitwirkung von Röhren verzichtet werden kann und ganz allgemein überall dort, wo man mit Niedervoltbatterien oder Akkumulatoren auskommen möchte und eine höhere Spannung benötigt.

Um die Prinzipien der Gleichspannungswandlung deutlicher zu machen, ist in Abb. 85a zunächst eine einfache Anordnung ohne Transistor dargestellt. Sobald der Schalter S geschlossen wird, fließt bei vernachlässigbar kleinen Verlustwiderständen ein linear anwachsender Strom

$$i_1 = \frac{U_0}{L_1} t$$

wenn die Diode im Sekundärkreis so gepolt ist, daß die in L_2 induzierte konstante Spannung

$$u_2 = -\ddot{u} L_1 \frac{di_1}{dt} = -\ddot{u} U_0 = \text{const}$$

keinen Laststrom fließen läßt.

Beim Ausschalten entsteht ein von der im Spulenfeld gespeicherten Energie gelieferter induktiver Spannungsstoß mit umgekehrter Polarität. Er würde theoretisch eine unendlich große Amplitude in infinitesimal kleiner Zeit haben. Im vorliegenden Fall wird die Diode geöffnet, der Kondensator C aufgeladen, bis die ganze Energie in ihm gespeichert ist. Die Diode wird gesperrt; die noch an der Streukapazität stehende Spannung verliert sich in gedämpften Schwingungen. Bei abermaligem Einschalten beginnt der Vorgang von neuem, während inzwischen die Kondensatorladung über den Lastwiderstand R abfließt.

Wenn dafür gesorgt wird, daß der Schalter periodisch ein- und ausschaltet, steht bei genügend großem Kondensator C an diesem eine nahezu konstante Gleichspannung U_+ , deren Größe einerseits von dem Übersetzungsverhältnis, andererseits von der den Spannungsstoß begrenzenden Last abhängt.

Der Transformator arbeitet als Speicher, die zugeführte Energie bleibt in jeder Periode konstant, sie ist eine Funktion von U_0 und L_1 . Die dem Ausgang erscheinende Gleichstromquelle ist eine Quelle konstanter Leistung, sie hat daher einen lastabhängigen Innenwiderstand.

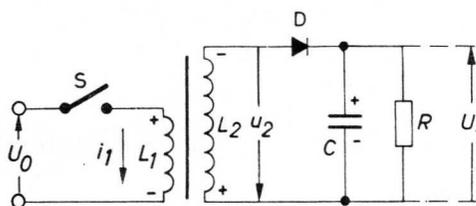


Abb. 85a Zum Prinzip der Gleichspannungswandlung mit einem periodisch arbeitenden Schalter und als Speicher arbeitenden Transformator

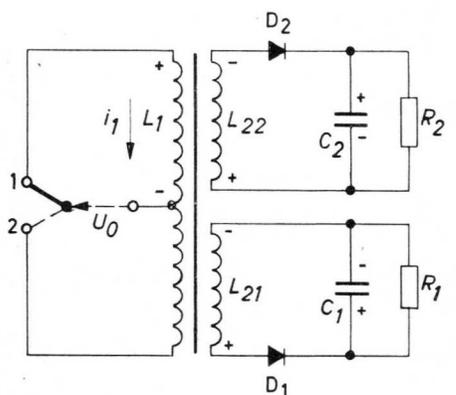


Abb. 85b Zum Prinzip der Gleichspannungswandlung mit einem periodisch arbeitenden Wechselschalter und stets belasteten Transformator

Eine andere Möglichkeit zeigt Abb. 85b. Hier wird beim Schalten des Umschalters auf den Kontakt 1 sofort die Diode D_1 des unteren Sekundärkreises geöffnet und C_1 aufgeladen. Es fließt im Gleichgewicht der transformierte Belastungsstrom

$$i_1 = \ddot{u}^2 \frac{U_0}{R_1} = \text{const}$$

(Der zusätzlich fließende Magnetisierungsstrom bleibt selbstverständlich ein linear anwachsender Strom.) Die Diode D_2 bleibt in dieser Halbperiode gesperrt, wird aber geöffnet, sobald der Umschalter auf den Kontakt 2 gelegt wird (unendlich rasch), so daß nun der gleiche Vorgang im oberen Sekundärkreis beginnt.

Der Transformator arbeitet hier sozusagen als „echter Übertrager“. Abgesehen von Einflüssen der Sättigung, Streufluß, Verlusten usw. wird der Batterie soviel Leistung entnommen, wie die Lastwiderstände bei der durch das Übersetzungsverhältnis gegebenen und konstanten Spannung aufnehmen. Der Gleichspannungswandler hat daher einen nicht von der Last abhängigen Innenwiderstand.

In der Abb. 85a kann nun der Schalter durch einen, in der Abb. 85b durch zwei Transistoren ersetzt wer-

den, wobei sich die Schaltungen eines Eintakt- und eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers ergeben. Die Arbeitsweise der Transistoren wird im Zusammenhang mit praktischen Beispielen in den beiden nächsten Abschnitten erörtert werden.

6.4.1. Eintakt-Gleichspannungswandler

Abb. 86 zeigt die der Abb. 85a entsprechende Schaltung mit einem Transistor. Der automatische Schaltmechanismus ergibt sich wie folgt. Bei Anschalten des Gleichspannungswandlers an die Batterie liegt am Kollektor des Transistors die Batteriespannung $-U_0$, wobei, wenn die Basis nur eine geringfügige negative Vorspannung hat (darüber wird noch gesprochen werden), sofort der Transistor leitend wird und der oben besprochene linear anwachsende Strom fließt. Dieser induziert nicht nur in L_3 , sondern auch in L_2 eine nahezu konstante Spannung, gerade die, die der Transistor als Vorspannung für die Basis benötigt. Bei konstantem Eingangswiderstand fließt ein konstanter Basisstrom.

Da der Kollektorstrom linear anwächst, wird sich der momentane Arbeitspunkt im $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeld des Transistors entlang der Kennlinie mit jenem Parameter $-I_b$, der durch u_{L2} und R_2 festgelegt ist, wandern. Dieses zeitliche Wandern ist in Abb. 87 in einem skizzierten Transistor-Kennlinienfeld durch den Pfeil dargestellt. Gemäß dem Verlauf der festgelegten I_b -Kennlinie, d. h. $-I_b(u_{L2})$, gelangt der Arbeitspunkt an das Kennlinienknie A, wo der Kollektorstrom nur noch wenig anwachsen kann. Dann geht momentan

$$\frac{d}{dt}(-i_c) = u_{L1} \rightarrow 0$$

alle Spannungen am Transformator brechen zusammen, wobei auch $-i_b$ verschwindet²⁹⁾.

Der Transistor ist nunmehr gesperrt. Die von der gespeicherten magnetischen Energie gelieferte Abschaltspannung bewirkt dann (theoretisch „zugleich“)

²⁹⁾ Theoretisch würde die Strecke A→B in Abb. 87 unendlich rasch durchlaufen, da unter idealisierten Verhältnissen ($\alpha' = \text{const.}$, $r_i' = \text{const}$) gilt

$$-i_c \sim -i_b \sim u_{L2} \sim \frac{d}{dt} i_{L1} = \frac{d}{dt} (-i_c)$$

Da

$$u_{L1} = (-U_0) - (u_{ce}) \text{ ist, wird mit } \frac{d}{dt} (-i_c) = \frac{d}{dt} i_L = u_{L1} = 0$$

auch sofort

$$-i_b = 0 \quad \text{und} \quad -u_{ce} = U_0$$

Die zeitliche Unstetigkeit läßt sich aufheben, wenn man einerseits die endliche Krümmung des Kennlinienknies berücksichtigt und die Eigenkapazitäten der Wicklungen in Rechnung stellt.

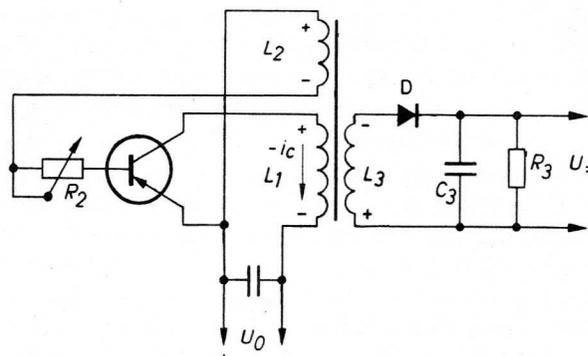


Abb. 86 Prinzipschaltung eines Eintakt-Gleichspannungswandlers mit einem als Schalter arbeitenden Transistor

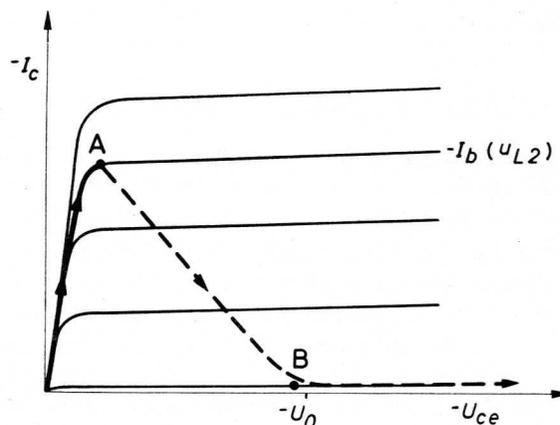


Abb. 87 Zur Erläuterung des Schaltmechanismus des Transistors im Gleichspannungswandler anhand des $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfeldes

- die Öffnung der Diode (Aufladung von C_3)
- eine negative Vorspannung des Kollektors (der Punkt B in Abb. 87 springt also nach rechts)
- eine positive Vorspannung der Basis, so daß der Kollektorstrom von dem Wert $-I_{c0}$ ($I_b = 0$) zu noch kleineren Werten hin abnimmt, zu $-I_c$ ($I_b > 0$).

(Er nähert sich dem sehr viel kleineren Wert $-I_{c0}$ ($I_e = 0$), dem Kollektorreststrom in Basisschaltung.)

Während der Sperrzeit, genauer, während der Sperrzeit der Diode, entlädt sich C_3 langsam über R_3 , so daß im Endeffekt an diesem Widerstand bei großem Kondensator C_3 eine wenig gewellte Spannung abgenommen werden kann. Wenn das Verhältnis der Windungszahlen von L_3, L_1 entsprechend gewählt wird, läßt sich also eine Gleichspannungswandlung von kleinen Batteriespannungen zu hohen Spannungen an R_3 erreichen.

Wie erwähnt, liefert der Gleichspannungswandler

eine konstante Leistung, weil der Transformator als Speicher arbeitet. Der Kollektor wird also stets konstant belastet. Die erreichbare Leistung ist eine Frage des zulässigen Kollektorspitzenstromes $-I_{c\ max}$ und der Speisespannung U_0 , deren Größen im Zusammenhang mit der maximalen Kollektorverlustleistung $N_{c\ max}$ stehen. Letztere hängt wiederum auch ab von den Schaltzeiten und von der Kollektorrestspannung, sie hat selbstverständlich auch Einfluß auf den Wirkungsgrad, dessen Berechnung in den Details sich nicht ganz einfach gestaltet. Bei einer Schaltung, wie sie in Abb. 86 skizziert ist, treten eine Reihe von Problemen auf:

- Stabilität der Ausgangsspannung, insbesondere das Verhalten bei Ausfall der Last
- Übergangsverluste
- Startproblem

STABILITÄT DER AUSGANGSSPANNUNG

Die Konstanz der an R_3 in Abb. 86 stehenden Gleichspannung wird vor allem von der Stabilität des Arbeitspunktes A (Umkehrpunktes) in Abb. 87 abhängen. Der Arbeitspunkt ändert sich einerseits mit der Temperatur und andererseits mit der Betriebsspannung. Die Kennlinien verschieben sich bekanntlich mit der Temperatur, so daß sich bei konstantem Basisstrom der Punkt A ändert. Die Speisespannung hat über L_1 , L_2 , R_2 einen Einfluß auf die Größe des Basisstromes und damit ebenfalls auf die Lage des Punktes A. Eine Änderung dieses Punktes bedeutet eine Änderung der maximal gespeicherten magnetischen Feldenergie, so daß bei gleicher Last sich die Ausgangsspannung linear ändert. Bei der Auslegung von Schaltungen müssen daher diese möglichen Änderungen in Rechnung gestellt werden. Sie können im Zusammenhang mit den Exemplarstreuungen des Transistors (und der anderen Schaltelemente) zum Teil durch Ändern des Widerstandes R_2 in Abb. 86 reduziert bzw. ausgeglichen werden.

AUSFALL DER LAST

Kritisch werden die Verhältnisse bei Ausfall der Last oder bei einer momentanen Verringerung der Last. Da der Gleichspannungswandler, wie oben angedeutet wurde, konstante Leistung liefert, wird die Ausgangsgleichspannung bei Ausfall der Last theoretisch unendlich groß (praktisch wird sie jedoch durch die Eigenkapazitäten der Wicklungen begrenzt). Zugleich werden aber dann auch u_{L2} und u_{L1} groß, so daß der maximal zulässige Wert von $+U_{be\ max}$ und $-U_{ce\ max}$ in der Sperrzeit des Transistors überschritten werden kann.

Um die Stabilität zu garantieren, sind schon ver-

schiedene Wege eingeschlagen worden. In der Praxis hat sich eine Stabilisierungs-Diode bewährt. In Abb. 88 ist die zugehörige Schaltung gezeigt, mit einer zusätzlichen Wicklung L_4 und einer Diode D_2 . Während des Stromanstieges von $-i_c$ wird auch in L_4 eine Spannung mit der angegebenen Polarität induziert, wobei jedoch wegen des großen Sperrwiderstandes der Diode kein Strom fließen kann. Anders ist es im Abschaltaugenblick. Sobald die in L_4 (jetzt mit umgekehrter Polarität) induzierte Spannung den Betrag von U_0 überschreitet, wird die Diode leitend. Wenn die Windungszahl von L_4 richtig gewählt ist, kann man jetzt zweierlei erreichen: Die Ausgangsspannung und die Sperrspannungen werden automatisch auf einen konstanten Wert begrenzt und ein Teil der Energie, welcher ohne Diode in den Sperrschichten des Transistors verloren gehen würde, wird der Speisebatterie zurückgegeben. Um die Batterie vor momentanen Überlastungen zu schützen, wird dazu die zurückgegebene Energie noch vorübergehend in einem großen Kondensator gespeichert, der ohnehin für den Ausgleich von Lastschwankungen innerhalb einer Periode und für den Kurzschluß der Wechselströme zweckmäßig ist.

Die Konstanz der Spannungen kann nur dann gewährleistet sein, wenn der Spannungsabfall an der Diode D_2 in der Durchlaßzeit genügend klein gegen die Speisespannung ist. Bei der schon an sich kleinen Speisespannung ist die Forderung mit gewöhnlichen Punktkontakt-Dioden nicht mehr erfüllbar. Die Schaltung verlangt daher die Verwendung einer Diode mit besonders kleinem Durchlaßwiderstand, z. B. die Germanium-Golddraht-Diode OA 5.

ÜBERGANGSVERLUSTE

Wie schon auf Seite 92 erörtert wurde, bewirkt die Trägheit der Elektronen und Defekt-Elektronen im Germanium eine Trägheit zeitlicher Stromänderungen im Transistor, so daß beim Ein- und Ausschalten des Transistors die Übergänge eine endliche Zeit brauchen. Da der Transistor mit linearem Stromanstieg eingeschaltet wird, interessiert der Übergang beim Einschalten weniger, um so mehr aber das Ausschalten. Die dabei entstehenden Übergangsverluste können den Wirkungsgrad herabsetzen.

Die Übergangszeiten hängen vor allem von der Grenzfrequenz des Transistors ab, wie aus Gl. (139), S. 93 hervorgeht. Bei gegebenem Transistor kann man die Zeiten verkleinern, wenn

- a) der vor der Basis liegende Serienwiderstand klein ist (Spannungssteuerung)
- b) beim Ausschalten die Basisspannung genügend positiv ist.

Im Falle des hier vorliegenden Gleichspannungswandlers wird man die Pulsfrequenz nicht allzu hoch und den Basiswiderstand klein wählen, wobei man jedoch hinsichtlich der Möglichkeit b) in der Wahl nicht frei ist, da einer großen positiven Basisspannung auch eine große negative Basisspannung im leitenden Zustand entspricht, letztere aber mit dem Basiswiderstand den Basisarbeitsstrom festlegt.

Eine bequeme Verbesserung ergibt die Überbrückung des Basiswiderstandes R_2 in Abb. 86 mit einem Kondensator (vgl. S. 93). Der Kondensator bringt im Sperraugenblick eine momentane scheinbare Verkleinerung des Widerstandes R_2 . Sie bewirkt den gewünschten schnelleren Abtransport der Ladungsträger. Die günstigsten Werte für den Überbrückungskondensator und den Widerstand R_2 innerhalb der gesamten Dimensionierung werden zweckmäßig empirisch ermittelt.

STARTPROBLEM

In vielen Fällen gelingt es nicht, den Gleichspannungswandler beim Einschalten der Betriebsspannung zum Anschwingen zu bringen. Das liegt daran, daß der Transistor im Moment des Einschaltens der Betriebsspannung noch keine hinreichende Steilheit besitzt und daher also auch kein Anlaß für einen Stromanstieg von $-i_c$ vorliegt. Hinzu kommt noch, daß bei dem noch ungeladenen Kondensator C_3 in Abb. 86 die Diode nicht gesperrt ist und der ganze Kreis gedämpft wird. Erst im Betrieb, also im eingeschwungenen Zustand, wirkt während der Leitzeit des Transistors die Diode mit ihrem Sperrwiderstand. Es sind eine Reihe von „Starthilfen“ erprobt worden, von denen hier nur zwei kurz genannt werden sollen.

- negative Basisvorspannung. Sie kann gewonnen werden durch einen zusätzlichen Widerstand zwischen Basis und Kollektor, wobei jedoch der Gesamtwirkungsgrad etwas schlechter wird, weil in diesem Widerstand Leistung verbraucht wird.
- Automatische Aufladung des Ladekondensators im Anschaltaugenblick. Die Schaltung ist aus der (noch zu besprechenden) Abb. 89 abzulesen, in welcher die Starthilfe gestrichelt angedeutet ist. Der Kondensator C_4 wird dazu nicht an den Pluspol, sondern an den Minuspol der Batterie gelegt, so daß bei ausgeschaltetem Gleichspannungswandler C_4 stets auf die Speisespannung aufgeladen ist. Beim Einschalten lädt nun C_4 den gleich großen Kondensator C_3 auf die halbe Speisespannung auf, wodurch die Diode sofort gesperrt wird. Die Dämpfungsverringerung beim Starten erlaubt, den Widerstand R_2 von 2,7 k Ω auf 10 k Ω zu vergrößern, wodurch der Wirkungsgrad ver-

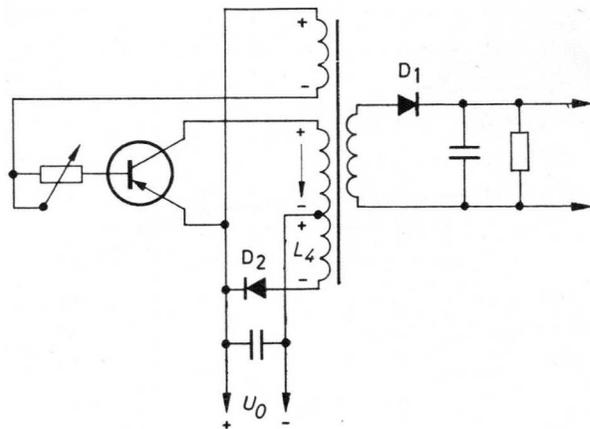
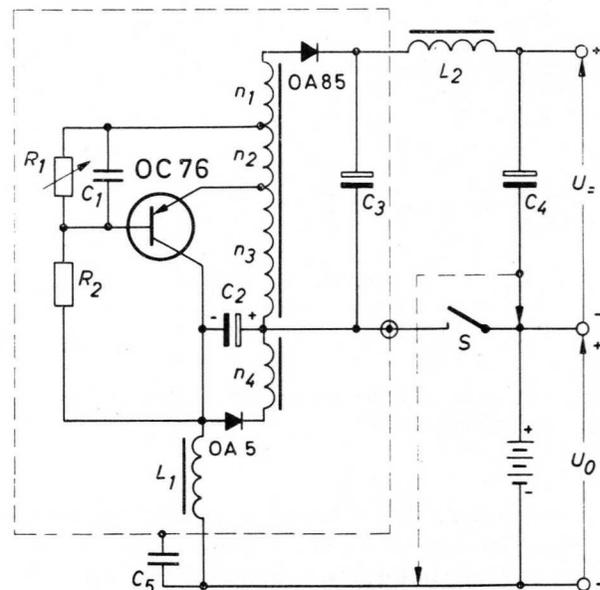


Abb. 88 Sicherung des Transistors gegen zu hohe Spannungen bei Ausfall der Last durch eine Stabilisierungsdiode D_2



$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 0,03 \text{ }\mu\text{F}$
$R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 100 \text{ }\mu\text{F} (6 \text{ V})$
$L_1 = 18 \text{ mH}$	$C_3 = 3,2 \text{ }\mu\text{F} (70 \text{ V})$
$L_2 = 3,1 \text{ mH}$	$C_4 = 3,2 \text{ }\mu\text{F} (70 \text{ V})$
$U_0 = 6 \text{ V}$	$C_5 = 0,068 \text{ }\mu\text{F}$

Transformator:

$n_1 = 131 \text{ Wdg.}$	$0,25 \text{ CuL}$
$n_2 = 15 \text{ Wdg.}$	$0,25 \text{ CuL}$
$n_3 = 84 \text{ Wdg.}$	$0,25 \text{ CuL}$
$n_4 = 31 \text{ Wdg.}$	$0,25 \text{ CuL}$
$(n_4 \text{ unterste Lage})$	

Ferroxcube-Schalenkern Typ S 25/16 - 02 - 3 B 2
Luftspalt 0,2 mm

Abb. 89 Vollständige Schaltung eines Eintakt-Gleichspannungswandlers für die Erzeugung von 45 V Anodengleichspannung aus einer 6 V Batterie. Ausgangsleistung 160 mW, Wirkungsgrad 80 %

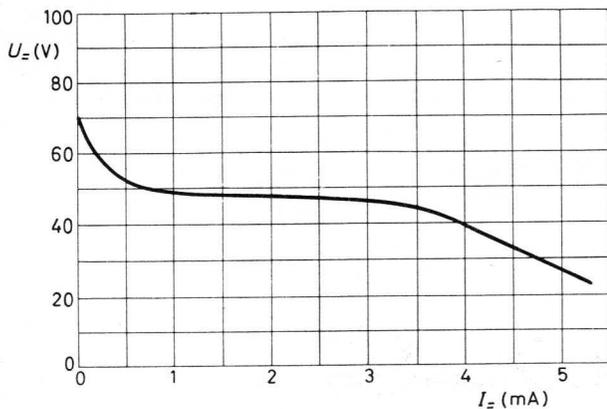


Abb. 90 Abhängigkeit der Ausgangsgleichspannung vom Laststrom

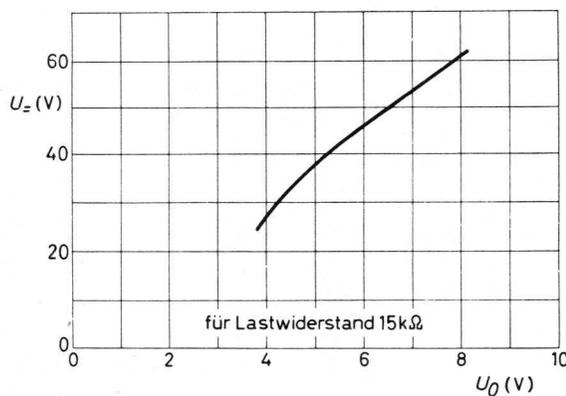


Abb. 91 Abhängigkeit der Ausgangsgleichspannung von der Speisespannung

bessert wird. Ein Nachteil wäre die Möglichkeit eines Kurzschlusses von C_4 mit folgender Entladung der Batterie, allerdings ist dann das Gerät ohnehin defekt. Der Leckstrom des Kondensators beträgt nur Bruchteile von μA und fällt nicht ins Gewicht.

ERPROBTE SCHALTUNG FÜR 45 V/3 mA BEI 6 V BATTERIESPANNUNG

In Abb. 89 ist das Schaltbild eines Eintakt-Gleichspannungswandlers gezeigt, welcher für die Erzeugung der Anodenspannung von 25 mA Batterieröhren des HF-Teils eines gemischt bestückten Gerätes gedacht ist.

Der Gleichspannungswandler ist mit dem Transistor OC 76 bestückt. Für die Gleichrichtung ist die Diode OA 85 eingesetzt. Die Stabilisierung erfolgt durch eine Golddraht-Diode OA 5. Das Startproblem ist zunächst durch eine Vorspannung der Basis mit Hilfe des Widerstandes R_2 gelöst worden. Will man

den Wirkungsgrad verbessern, wird C_4 , wie gestrichelt angedeutet ist, an den Minuspol der Batterie geschaltet und R_2 auf $10\text{ k}\Omega$ vergrößert. Das Starten ist dann noch bis zu Speisespannungen von 2,5 V herab garantiert.

Der Gleichspannungswandler ist abgeschirmt, um Störstrahlungen zu vermeiden. Durch Siebglieder werden die „Zerhacker“-Frequenz und ihre Oberwellen von den Zuleitungen ferngehalten. Der Gleichspannungswandler hat einen Spartransformator mit Ferroxcube-Schalnkern. Das ganze Gerät läßt sich auf sehr kleinem Raum unterbringen. Für die Verringerung der Übergangsverluste ist R_1 , wie erörtert, mit einem Kondensator von $0,03\ \mu\text{F}$ überbrückt.

R_1 wird zweckmäßig bei einer maximalen Umgebungstemperatur für einen Kollektorspitzenstrom von etwa $-i_c = 80\text{ mA}$ eingestellt. Die Frequenz des Gleichspannungswandlers beträgt 5 bis 7 kHz. Die Abhängigkeit der Ausgangsgleichspannung von der Belastung ist in Abb. 90, von der Speisespannung in Abb. 91 dargestellt. Bei Ausfall der Last bleibt die Ausgangsspannung $< 70\text{ V}$. Der Wirkungsgrad η des Gleichspannungswandlers ist relativ groß. Die folgende Verlustbilanz zeigt, wie der Wirkungsgrad mit den Verlusten zusammenhängt.

Lastwiderstand	15	40	k Ω
U_z	45	47,5	V
I_z	3	1,19	mA
Transistorverluste*)	11,7	11,6	mW
Transformatorverluste	14,3	14,7	mW
Verluste in den Dioden und sonstige Verluste	7,0	12,4	mW
Summe	33	38,7	mW
Ausgangsleistung N_o	135	56,5	mW
aufgenommene Leistung N_i	168	94	mW
Wirkungsgrad η	80,5	60	%

*) Die Übergangsverluste betragen davon 5 mW

Aus der Kurve Abb. 90 ist zu sehen, daß der Gleichspannungswandler eine Nutzleistung von etwa 160 mW bei einem Laststrom von 4 mA liefert. Für andere Anwendungen lassen sich auch Schaltungen mit höheren Nutzleistungen auslegen, da die Grenzdaten des Transistors OC 76 in dieser Schaltung noch nicht ausgenutzt sind (vor allem $-I_{c\text{ sp max}}$).

Abb. 92 zeigt eine Schaltung, in der der Gleichspannungswandler für eine hohe Gleichspannung dimensioniert ist. Es handelt sich um ein kleines transportables Geiger-Müller-Zählgerät mit optischer oder akustischer Anzeige. Das Zählrohr 18503 benötigt eine Gleichspannung von etwa 500 V. Sie wird vom

Gleichspannungswandler aus zwei 1,4 V Zellen erzeugt. Zugleich wird auch die für die Abstimmanzeigeröhre DM 70 erforderliche Anodenspannung gewonnen. Diese Abstimmanzeigeröhre dient hier der optischen Registrierung der Strahlungsintensität. Da der Sekundärkreis stets endlich belastet ist, erübrigt sich eine Stabilisierungs-Diode gegen Ausfall der Last. Für die Anodenspannung der DM 70 ist ein Einweg-Gleichrichter mit $2 \times \text{OA } 85$ an L_3 geschaltet, für das Zählrohr 18503 eine Spannungsverdopplerschaltung an L_3, L_4 mit zwei Selengleichrichtern.

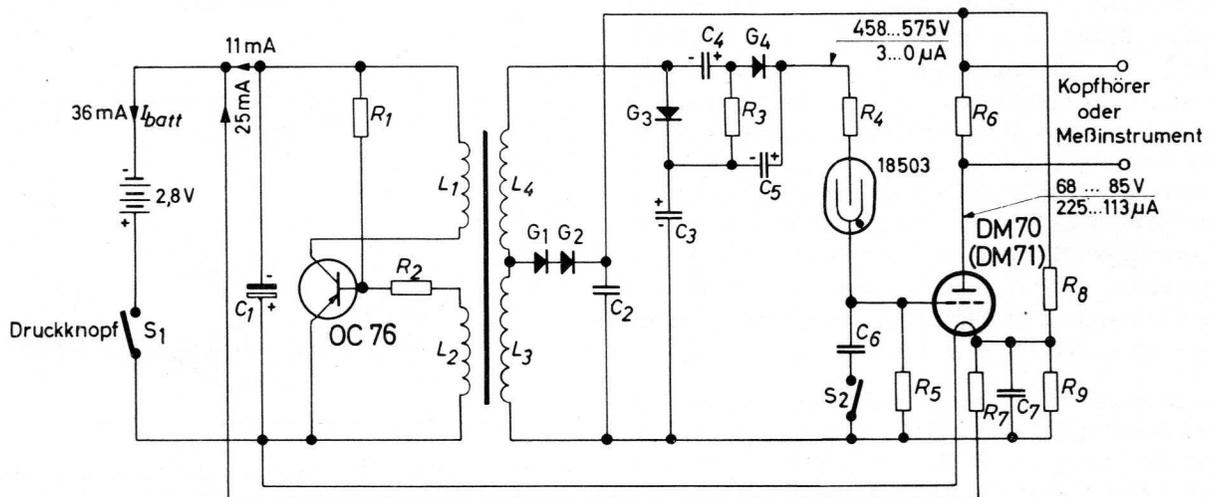
Es soll hier angemerkt werden, daß bei diesem Typ des Gleichspannungswandlers keine „echte“ Vervielfachung vorliegt. Das liegt daran, daß während der Leitzeit des Transistors in der Sekundärwicklung eine von U_0, L_1 und dem Übersetzungsverhältnis abhängige Spannung induziert wird, dagegen nach dem Abschalten der induktive Abschaltspannungsstoß am Sekundärkreis liegt. Letzterer wird von der Last begrenzt (ohne Last bestimmt das L/C -Verhältnis die Amplitude der Abschaltspannung).

Die resultierende Spannung setzt sich daher aus zwei verschiedenen Teilspannungen in den beiden Perioden zusammen.

Die Abstimmanzeigeröhre DM 70 (oder auch DM 71) ist so geschaltet, daß ihr Gitter gegenüber dem Heizfaden eine negative Vorspannung von 7,7 V erhält. Bei Auslösung des Zählrohres entsteht an R_5 eine Integrationsspannung, die zugleich das Gitter positiv vorspannt, wodurch der Anodenstrom ansteigt und die leuchtende Fläche größer wird. Bei akustischer Anzeige (über einen Kopfhörer) wird S_2 geöffnet, damit keine Integration stattfindet. Dann wird jeder Einzelimpuls hörbar, wie es von den üblichen Geräten her bekannt ist.

Das Gerät läßt sich in einem Gehäuse von $18 \times 6 \times 3 \text{ cm}^3$ unterbringen und wiegt mit Batterien (2 Zellen zu 1,4 V) etwa 350 g. Die Leistungsaufnahme beträgt 100 mW.

Das Gerät kann selbstverständlich auch an andere Registriergeräte geschaltet werden, z. B. an ein Mikroamperemeter mit 100 μA Vollausschlag oder einen binären Zähler u. a. m.



$R_1 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 6,8 \text{ M}\Omega$
 $R_4 = 10 \text{ M}\Omega$
 $R_5 = 10 \text{ M}\Omega$

$R_6 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 56 \Omega$
 $R_8 = 0,68 \text{ M}\Omega$
 $R_9 = 68 \text{ k}\Omega$

($1/4 \text{ W}$; $\pm 10\%$)

$C_1 = 50 \mu\text{F}$ (8 V)
 $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$ (100 V, Papier)
 $C_3 = 4,7 \text{ nF}$ (350 V, keramisch)
 $C_4 = 4,7 \text{ nF}$ (350 V, keramisch)

$C_5 = 4,7 \text{ nF}$ (350 V, keramisch)
 $C_6 = 1,5 \text{ nF}$ (350 V, keramisch)
 $C_7 = 2,7 \text{ nF}$ (350 V, keramisch)

G_1, G_2 Germanium-Dioden OA 85

G_3, G_4 Selengleichrichter ($-U_{d\text{ sp}} = 300 \text{ V}$; $-I_d < 2 \mu\text{A}$, $C_d < 2 \text{ pF}$)

Transformator:

L_1 : 155 Wdg. 0,3 CuL
 L_2 : 35 Wdg. 0,1 CuL

L_3 : 700 Wdg. 0,06 CuL

L_4 : 1850 Wdg. 0,06 CuL

(L_1 innen, L_4 außen)

Ferroxcube-Schalenkern S 25/16 - 00 - 3 B 2, ohne Luftspalt

Abb. 92 Vollständiges Geiger-Müller-Zählgerät mit 500 V Gleichspannungswandler für die Erzeugung der Zählrohrspannung aus einer 2,8 V Batterie. Zugleich liefert der Gleichspannungswandler die Anodenspannung für eine Abstimmanzeigeröhre DM 70, die der optischen Registrierung der Zählimpulse dient

6.4.2. Gegentakt-Gleichspannungswandler

In vielen Fällen ist die Ausgangsleistung eines Gleichspannungswandlers, wie er im vorigen Abschnitt beschrieben wurde, nicht hinreichend. Dann kann der „Gegentakt-Gleichspannungswandler“ verwendet werden. Die Arbeitsweise entspricht dem in Abb. 85b gezeigten Prinzip. Wie erwähnt, arbeitet hier der Transformator als „echter Übertrager“. Am Ausgang steht eine konstante Spannung, bis zu einer bestimmten Grenze der Belastung.

Der Verlauf der Ströme sei an einer einfachen Prinzipschaltung in Abb. 93 etwas deutlicher skizziert. Die Spannungs- und Stromrichtungen sind zunächst rein definitorisch festgelegt. In den Kreisen fließen der Laststrom I_+ und die Magnetisierungsströme i_{L1} und i_{L2} . Der Laststrom fließt (bei separater Sekundärwicklung transformiert) über den Lastwiderstand, den Schalter und die Batterie. Er hat, gleichgültig ob der Schalter auf 1 oder auf 2 steht, einen durch die Größe des Lastwiderstandes und der Batteriespannung gegebenen konstanten Wert.

Der Verlauf der Magnetisierungsströme ist leicht zu berechnen. Die Skizze in Abb. 94 gibt eine Übersicht. Im unteren Teil ist die Feldstärke H des magnetischen Feldes eingezeichnet. Sie ist proportional dem Magnetisierungsstrom. In der Abb. 94 ist angenommen, daß bei einem bestimmten Wert i_{L1} (bzw. \hat{H}) der Schalter unendlich rasch umgeschaltet wird. Der Übergang von einer (Halb-)Periode zur anderen folgt aus dem Satz, daß das Feld H beim Übergang stetig sein muß. Wie man im übrigen sieht, setzen sich, wenn nur bei Erreichen des Betrages eines Maximalwertes $|i_{L1}|$ oder $|i_{L2}|$ umgeschaltet wird, die Ströme (im Gegensatz zum Eintakt-Gleichspannungswandler) auch in den negativen Bereich ($t_2 < t < t_3$) fort.

Die Magnetisierungsströme haben keinen Anteil an der Belastung der Batterie. Die Energie des in Abb. 94 unten durch Schraffur gekennzeichneten Feldes wandert in die Batterie zurück, wie es z. B. bei jeder Wechselstromquelle mit angeschalteter Induktivität der Fall ist. (Eine reine Induktivität nimmt bei periodischem Betrieb im Mittel keine Leistung auf.)

Der Belastungsstrom selbst wird unmittelbar der Batterie entnommen. Da für $0 < t < t_1$ die Diode D_1 und für $t_1 < t < t_3$ die Diode D_2 usw. geöffnet ist, steht an C die Gleichspannung $U_+ = U_0$ (bei separater Sekundärwicklung entsprechend transformiert), welche auch bei Laständerung konstant bleibt. Der Kondensator C würde sich hier erübrigen, wenn nicht der Übergang von einer (Halb-)Periode zur anderen wegen der stets vorhandenen Eigenkapazitäten des Transformators einer endlichen Zeit bedürfte.

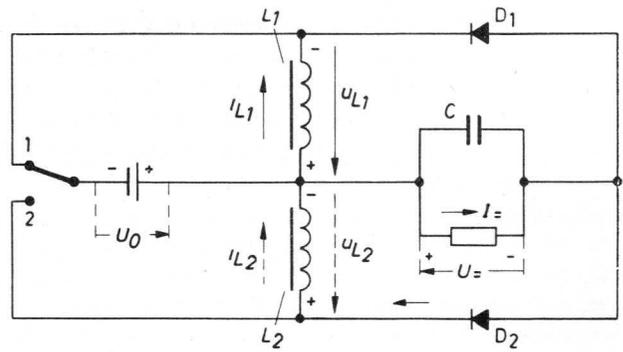


Abb. 93 Einfache Prinzipschaltung eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers zur Erläuterung der Arbeitsweise

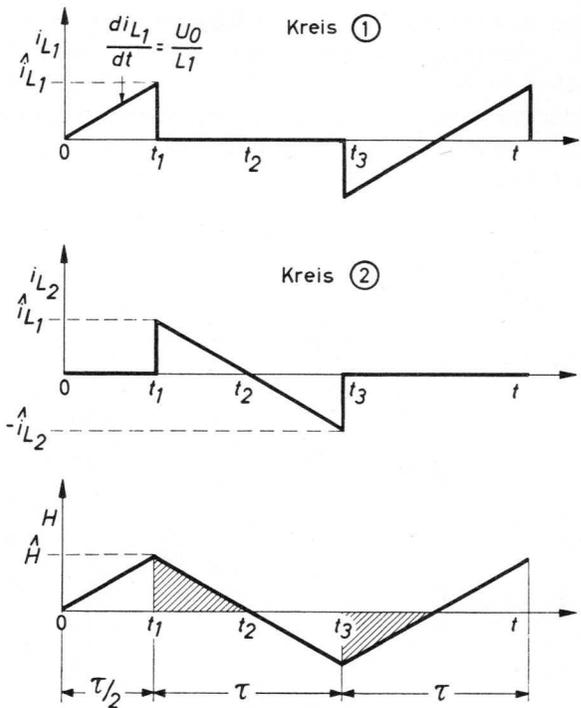


Abb. 94 Verlauf der Ströme und des Feldes in der Schaltung Abb. 93, wenn der Umschalter automatisch periodisch arbeitet

Da der Umschalter nun durch zwei Transistoren ersetzt werden soll, ist es wichtig, die Schalterströme zu kennen. Wie bereits erörtert wurde, fließt über den Schalter jeweils die Summe aus Magnetisierungsstrom und (transformiertem) Belastungsstrom I_+ . Der Schaltstrom sei mit i_s bezeichnet.

In der Abb. 95 ist der Verlauf der Schalterströme i_s skizziert. Nimmt man an, daß die Umschalt Augenblicke nicht durch das Erreichen eines Wertes $|i_L|$, sondern durch das Erreichen eines Wertes $|i_s|$ bestimmt sind, ergibt sich, daß mit wachsender Last die Dauer der Halbperiode notwendig abnehmen

muß. Im Grenzfall $I_ = |\hat{i}_s|$ wächst die Umschaltfrequenz theoretisch über alle Grenzen. Bei fester Belastung ist die Frequenz natürlich von der Steilheit des Stromanstiegs abhängig. Die Abb. 95 zeigt, daß je nach Steilheit und je nach Größe des Belastungsstromes auch ein negativer Schalterstrom fließen kann.

In der Abb. 96 sind nun die Schalter durch Transistoren ersetzt. An die Stelle der Schalterströme i_s treten die Kollektorströme $-i_c$. Die Schaltung Abb. 96 entspricht im Prinzip der Schaltung in Abb. 93. Bei Anschalten der Batterie liegt hier das gleiche Startproblem vor wie beim gewöhnlichen Gleichspannungswandler. Es sei jedoch zunächst angenommen, daß der Transistor T_1 in den leitenden Zustand gebracht worden sei. Dann gelten die in der Abb. 96 eingezeichneten Spannungsvorzeichen an $L_{11} \dots L_{23}$. Wie beim gewöhnlichen Gleichspannungswandler erhält die Basis des Transistors T_1 über L_{12} und R_{b1} ihre erforderliche negative Spannung. Der Kollektorstrom wächst an, bis er den Wert erreicht, der durch den festgelegten Basisstrom maximal gegeben ist. Die Sperrung des Transistors leitet das Umschalten ein, wobei sich alle Spannungen an $L_{11} \dots L_{23}$ umkehren. Damit ist T_1 wegen der positiven Basisvorspannung und der negativen Kollektorspannung gesperrt, während T_2 jetzt leitend wird. Der Vorgang verläuft weiter entsprechend u. s. f.

Der Umschaltvorgang selbst benötigt eine endliche Zeit. Zu Beginn des Umschaltens werden beide Dioden gesperrt, weil die Spannung sofort kleiner wird als die am Kondensator stehende Gleichspannung. Für den Strom i_L durch L_{13} und die Spannung u_{cs} an der Eigenkapazität der Wicklung ergeben sich Teile einer Sinusschwingung des jetzt wirksamen, lediglich aus Induktivität und Eigenkapazität der Wicklung bestehenden Kreises. In Abb. 97 ist der Übergang (τ_{ii}) grob herausgezeichnet. Nach Beendigung der Übergangszeit wird der bisher in L_{13} fließende Strom wegen des jetzt leitenden Transistors T_2 durch einen Strom in L_{21} ersetzt bzw. fortgesetzt. Die Übergangszeit wird um so kleiner, je kleiner die Eigenkapazität ist. Im allgemeinen jedoch überwiegt, wie noch gezeigt werden wird, die Übergangszeit der Transistoren durch Trägheit der Kollektorströme.

ZEITLICHER VERLAUF DER KOLLEKTORSTRÖME

Einen Überblick über den Verlauf der Kollektorströme erhält man, wenn man die beiden $-I_c/-U_{ce}$ -Kennlinienfelder der Transistoren T_1 und T_2 spiegelbildlich mit einem Abstand $2 U_0$ der $(-I_c)$ -Achsen aufzeichnet, wie es in Abb. 98 dargestellt ist. Da stets die beiden Spannungen an den Kollektorwicklungen

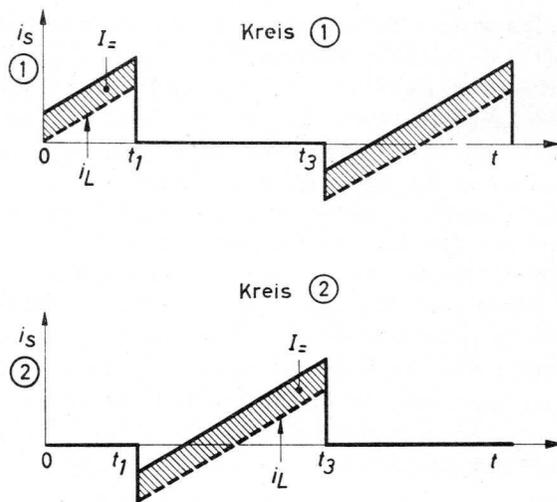


Abb. 95 Verlauf der Schalterströme in der Schaltung Abb. 93, wenn der Umschalter automatisch periodisch arbeitet und ein Laststrom $I_ =$ fließt

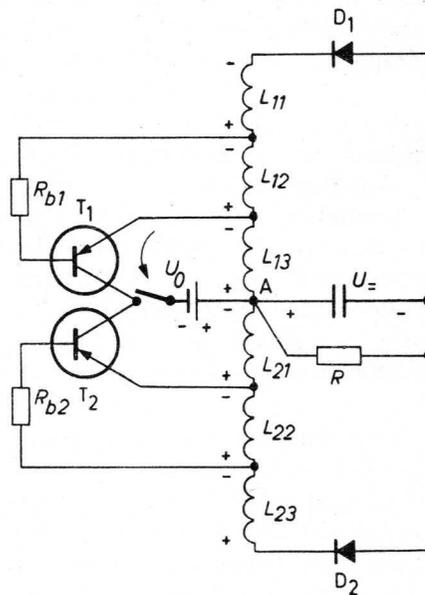


Abb. 96 Prinzipschaltung eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers mit Transistoren

bei idealem Transformator gleich sind, gilt

$$-2 U_0 = (-u_{ce1}) + (-u_{ce2}) \tag{149}$$

Für jede Vertikale erhält man in der Zeichnung die momentanen Arbeitspunkte der beiden Transistoren. Die Pfeile bezeichnen den zeitlichen Verlauf dieser Punkte. Die gestrichelten Teile werden sehr rasch — also innerhalb der Umschaltzeiten — durchlaufen. Zuerst möge angenommen werden, daß der Gleichspannungswandler unbelastet ist. Das Abschalten

des Transistors T_1 beginnt am Punkte A. Wie beim Eintakt-Gleichspannungswandler, erfolgt ein rascher Wechsel zum Punkt B. Nun hatte im Punkte A aber das magnetische Feld eine Energie $\frac{1}{2} L i_c^2$. Diese Energie läßt im anderen Transistor jetzt in umgekehrter Richtung einen Kollektorstrom $+i_c$ im Einschaltaugenblick fließen. Der momentane Arbeitspunkt des Transistors T_1 springt bei positivem Basisstrom zum Punkt C, wandert langsam während der Leitzeit des Transistors T_2 auf dem fett ausgezogenen kleinen Stück der Kurve nach links. Im Umschaltaugenblick des Transistors T_2 läuft (theoretisch) der Punkt des Transistors T_1 die ganze Kurve wieder rasch zurück bis zum Punkt D, bei welchem das Feld den Kollektorstrom $+i_c$ fließen läßt.

Der Transistor arbeitet also bei unbelastetem Gleichspannungswandler zeitweilig auch als inverser Transistor mit positivem Kollektorstrom. Die Funktionen sowohl der Emittter- als auch der Kollektor-Diode sind dann vertauscht³⁰⁾.

Der Verlauf der Spannungen und Ströme während der Umschaltaugenblicke ist in der Praxis anders als es die Abb. 98 zeigt. Infolge der charakteristischen Trägheit des Kollektorstromes wird der Weg $A \rightarrow B \rightarrow C$ in geschwungener Kurve durchlaufen. Beim Rücklauf hat der Weg $B \rightarrow D$ gänzlich andere Form, der Rücklauf über A tritt überhaupt nicht auf. Abb. 99 zeigt die Zeichnung eines aufgenommenen Oszillogrammes. Wie zu sehen ist, bewirkt die Transistorkapazität, daß die Sperrspannung am Punkte C momentan sogar noch größer ist, als die theoretische. Der große Bogen von A nach C bedingt zusätzliche Verluste, von denen wiederholt die Rede war.

Es wurde oben erläutert, daß der Gegentakt-Gleichspannungswandler eine konstante Spannung liefert. Der Batterie wird soviel Leistung entnommen, wie der Last entspricht. Da jedoch der maximale Kollektorstrom durch die Dimensionierung festgelegt ist, gibt es eine Grenze der Belastung, oberhalb derer das Schalten abreißt und das Gerät nicht mehr arbeitet. Die theoretische Behandlung zeigt dabei im übrigen, daß die Pulsfrequenz nicht so stark von der Belastung abhängt, wie es sich aus der Betrachtung anhand der Abb. 95 ergab.

Summarisch läßt sich sagen, daß bei Belastung unterhalb der zulässigen Grenze die Ausgangsspannung nahezu unabhängig von der Belastung ist. Dies steht im Gegensatz zur Schaltung

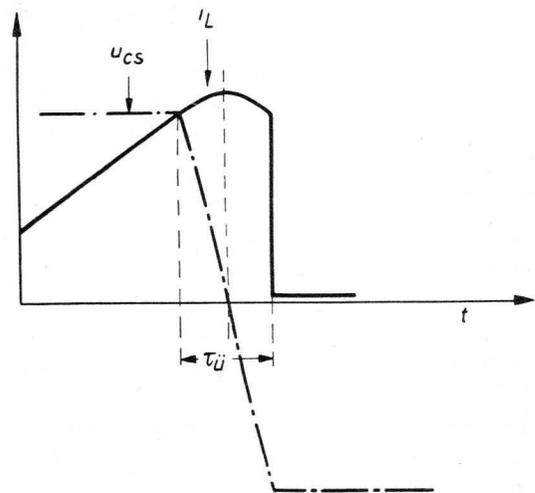


Abb. 97 Skizze des in endlicher Zeit $\tau_{\bar{u}}$ erfolgenden Überganges von einer Halbperiode zur anderen auf Grund endlicher Streukapazitäten des Transformators

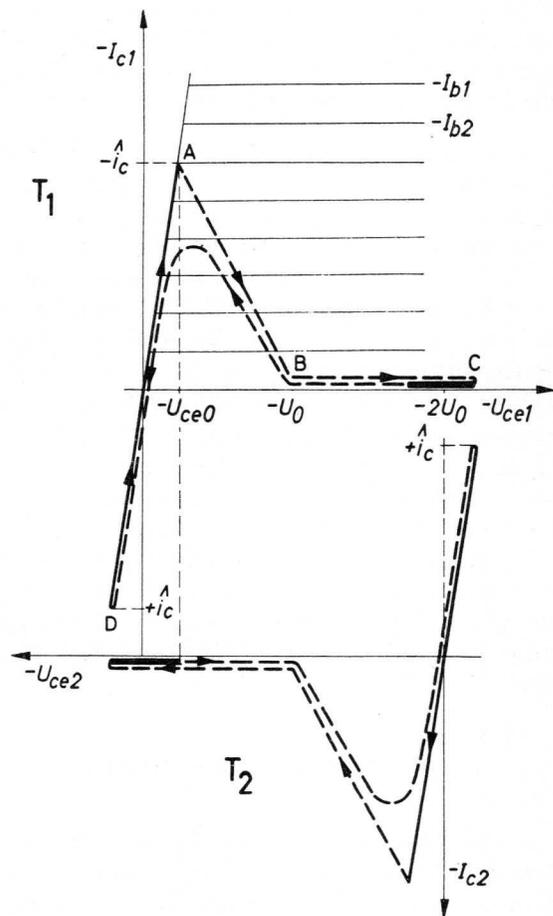


Abb. 98 Zur Erläuterung der Arbeitsweise der Transistoren im Gegentakt-Gleichspannungswandler

³⁰⁾ Bei inversem Betriebszustand ist die Stromverstärkung im allgemeinen sehr viel kleiner. Dies spielt jedoch hier keine Rolle, da das Arbeitsprinzip davon nicht berührt wird. Im übrigen gerät man in den inversen Bereich um so weniger, je größer der zusätzliche Belastungsstrom ist. Dies wird auch aus der Skizze Abb. 95 deutlich. Die Theorie zeigt, daß der inverse Bereich etwa bei $N_0 \approx \frac{1}{4} N_{0 \text{ max}}$ beschriftet wird.

des „Eintakt“-Gleichspannungswandlers, bei welchem die Ausgangsspannung mit der Belastung abnimmt, und zwar dort so, daß die Leistung (nahezu) konstant bleibt. Die konstante Ausgangsspannung (die selbstverständlich nur bei konstanter Speisepannung auch wirklich konstant ist) wird in vielen Fällen als ein Vorteil zu werten sein. Darüber hinaus gibt es noch weitere wichtige Eigenschaften dieser Schaltung.

- a) Die Notwendigkeit einer Stabilisierung gegen Ausfall der Last wird hinfällig, weil in den Sperrzeiten der Transistoren jeweils definierte Spannungen an Kollektor und Basis liegen.

Am Kollektor liegt in der Sperrzeit etwa die in L_{21} (bezw. L_{13}) induzierte (negative) Spannung, die vom Betrage $\approx |U_\theta|$ ist, zuzüglich der Batteriespannung U_θ , also

$$-U_{ce} \approx 2 |U_\theta|$$

Am Basiswiderstand liegt die gleiche Spannung, wie sie an der Basis im Durchlaßzustand, also im

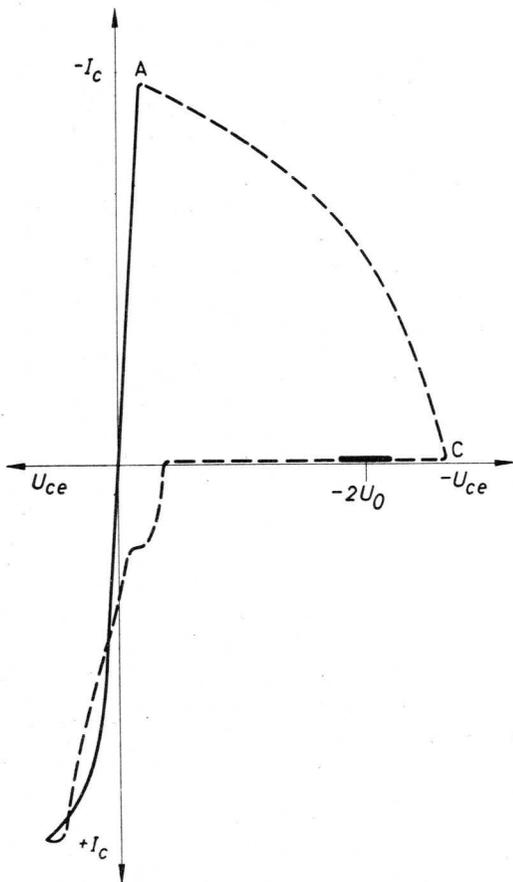


Abb. 99 Tatsächlicher, durch Übergangsträgheit der Ladungsträger im Transistor entstehender Stromverlauf im Gegentakt-Gleichspannungswandler (bei sehr schwacher Belastung)

Arbeitspunkt liegt, nur mit umgekehrter Polarität. Also ergibt sich

$$+U_{be} \approx |-U_{be}| \text{ Arb. Pkt.}$$

(Der Kollektorstrom ist dann stets etwa von der Größe $-I_{c0}$).

- b) Der Kondensator erhält in jeder der beiden (Halb-) Perioden eine Ladung, so daß — genau wie bei einem Zweiweg-Gleichrichter — eine geringere Welligkeit der Ausgangsspannung entsteht.
- c) Die Erfahrung zeigt, daß der Oberwellengehalt der in der Schaltung auftretenden Ströme kleiner ist als beim gewöhnlichen Gleichspannungswandler, wodurch dann auch die Störstrahlung kleiner ist.

Abb. 100 zeigt eine vollständige dimensionierte Schaltung mit zwei Transistoren OC 76. Die Ausgangsspannung beträgt 80 V bei einer Batteriespannung von 6 V. Die maximale Ausgangsleistung ist ca. 700 mW bei einem Wirkungsgrad von 77 %.

Zwei Germanium-Dioden OA 85 arbeiten in Spannungsverdopplung. Die Verschmelzung der beiden Sekundärkreise zu einem Kreis hat zwei Vorteile. Einerseits kann es nicht vorkommen, daß durch Unsymmetrien der Spannungen zeitweilig nur eine Diode geöffnet wird und andererseits betragen die Sperrspannungen an den Dioden nur die Hälfte der Spannung, die bei der Schaltung in Abb. 96 auftritt. Schließlich spart man noch eine der beiden Sekundärwicklungen ein.

Es wurde oben erwähnt, daß beim Gegentakt-Gleichspannungswandler das gleiche Startproblem vorliegt, wie beim Eintakt-Gleichspannungswandler. Auch hier eignet sich ein Widerstand, mit Hilfe dessen die Basis negativ vorgespannt ist. Der Widerstand darf nicht zu klein sein, weil es sonst vorkommen könnte, daß die an der Basiswicklung für den gerade gesperrten Transistor stehende positive Vorspannung diesen nicht mehr zu sperren vermag.

Die zugehörige Bedingung lautet

$$R_I > \left(\frac{-U_\theta}{-I_b} \right) - \frac{1}{2} \left[\left(\frac{-U_{be}}{-I_b} \right) + R_b \right] \quad (150)$$

Darin ist $-U_\theta$ gegeben, $-U_{be}$ und $-I_b$ sind durch den Arbeitspunkt festgelegt, R_b dient dem Ausgleich von Exemplarstreuungen, weiterhin im Zusammenhang mit C_μ der Reduktion der Übergangsverluste. R_b darf daher nicht zu klein sein. R_I wird man dann einerseits so groß wählen, daß die genannte Bedingung erfüllt wird und daß die zusätzlich verbrauchte Gleichstromleistung erträglich bleibt, andererseits so klein, daß das Starten gewährleistet wird.

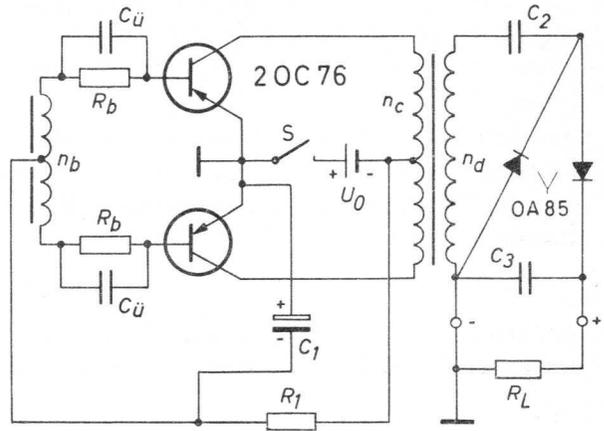
Es ist jedoch noch aus einem anderen Grunde empfehlenswert, R_I nicht zu groß zu wählen. Der Widerstand R_I ist nämlich in der Lage, die in vielen Fällen unangenehme Eigenschaft des Wandlers, bei momentanen Überlastungen sich auszuschalten, zu verhindern. Das Abreißen der Schwingung bei Überlastung erfolgt dadurch, daß bei jedem „versuchten“ Arbeiten sofort der große dynamische Innenwiderstand der Transistoren wirksam wird und daher weder ein Weiterschwingen noch ein Anschwingen möglich ist. Der Widerstand R_I dagegen bewirkt, daß wenigstens das letztere eintritt. Darauf wird wieder abgeschaltet, der Transistor schwingt erneut an u. s. f., bis sich ein stationärer Zustand einstellt. Das

$R_I = 820 \Omega$	$C_I = 10 \mu\text{F}$	Transformator:
$R_b = 270 \Omega$	$C_e = 10 \mu\text{F}$	$n_b = 12$ Wdg. 0,2 CuL
	$C_3 = 10 \mu\text{F}$	$n_c = 34$ Wdg. 0,55 CuL
$U_0 = 6 \text{ V}$	$C_{\bar{u}} = 47 \text{ nF}$	$n_d = 270$ Wdg. 0,2 CuL

Ferroxcube-Topfkern D 36/22 N - 14,00 - 3 B 2, ohne Luftspalt

Abb. 100 Schaltung eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers für 700 mW Ausgangsleistung

Abreißen der Schwingung wird also „scheinbar“ verhindert. Der höhere Laststrom hat in diesem Falle eine Verkleinerung der Ausgangsspannung zur Folge, wodurch Ausgangsleistung und Kollektorverlustleistung automatisch beschränkt werden. Der Kondensator C_I sorgt dafür, daß die Umschaltströme keinen Einfluß auf die Vorspannung haben.



ANHANG

6.A Einige Anmerkungen zur Theorie des HF-Ersatzschaltbildes

Zunächst sei für den Transistor eine Admittanz-Matrix zugrunde gelegt, deren zugehöriges Ersatzschaltbild Abb. 4A zeigt

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} u_1 + y_{12} u_2 \\ i_2 &= y_{21} u_1 + y_{22} u_2 \end{aligned} \quad (31A)$$

Die gelegentlich benötigten Umrechnungsbeziehungen, wenn man mit der *h*-Matrix rechnen will, lauten (vgl. auch Teil I, S. 47, 48)

$$(y) = \frac{1}{h_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -h_{12} \\ h_{21} & \Delta_h \end{pmatrix} \quad (32A)$$

und

$$(h) = \frac{1}{y_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -y_{12} \\ y_{21} & \Delta_y \end{pmatrix} \quad (33A)$$

(Δ = Koeffizienten-Determinante)

Sollen nun die y_{ik} von (31A) als Funktionen der Größen aus Abb. 54, S. 75 berechnet werden, kann man wiederum wie auf S. 47 und 48 verfahren, wobei man in der Emitterschaltung erhält

$$(y_{ik}) = \frac{1}{1 + \sigma} \begin{pmatrix} y_{b'e} + y_{b'c} & -y_{b'c} \\ g_m - y_{b'c} & (g_{ce} + y_{b'c})(1 + \sigma) + \sigma y_{b'c} \left(\frac{g_m - y_{b'c}}{y_{b'e} + y_{b'c}} \right) \end{pmatrix} \quad (34A)$$

darin gilt

$$\begin{aligned} \sigma &= r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c}) \\ y_{b'e} &= g_{b'e} + j\omega C_{b'e} \\ y_{b'c} &= g_{b'c} + j\omega C_{b'c} \end{aligned}$$

Neutralisation der Rückwirkung h_{12} bedeutet zugleich Kompensation von y_{12} . Dies kann auf relativ einfache Weise erreicht werden. Führt man gemäß Abb. 5A über einen idealen Transformator und eine Neutralisations-Admittanz y_x die Spannung $-tu_2$ an den Eingang, dann ist für die neue Matrix

$$\begin{aligned} i_1 &= i_1^* + i_x & i_x &= -ty_x u_2 - y_x u_1 \\ i_2 &= i_2^* + ti_x \end{aligned}$$

Dies in die Matrix (31A) eingesetzt, ergibt

$$(y_{ik}^*) = \begin{pmatrix} y_{11} + y_x & y_{12} + ty_x \\ y_{21} + ty_x & y_{22} + t^2 y_x \end{pmatrix} \quad (35A)$$

Für $y_x = -1/t (y_{12})$

erhält man die „neutralisierte Matrix“

$$(y_{ik}^*) = \begin{pmatrix} y_{11} - \frac{1}{t} y_{12} & 0 \\ y_{21} - y_{12} & y_{22} - ty_{12} \end{pmatrix} \quad (36A)$$

Wie man sieht, bleibt noch der Parameter t frei, der noch Einfluß auf die Eingangs- und Ausgangsadmittanz hat. Aus (34A) folgt nun

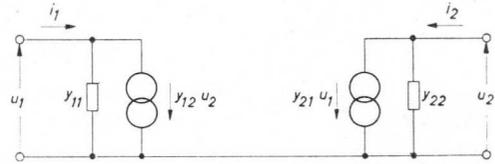


Abb. 4A Ersatzschaltbild für die Admittanz-Matrix

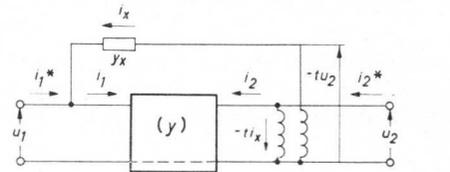


Abb. 5A Neutralisation von y_{12} mit Hilfe einer über eine Admittanz y_x an den Eingang rückgeführten Spannung $-tu_2$

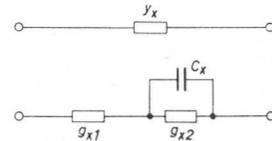


Abb. 6A Ein für die Neutralisation des Transistors ausreichendes Netzwerk bei beliebiger Frequenz

$$y_x = \frac{1}{t} \frac{y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} \quad (37A)$$

$$y_x = \frac{1}{t} \frac{g_{b'c} + j\omega C_{b'c}}{1 + r_{bb'}(g_{b'e} + g_{b'c}) + j\omega r_{bb'}(C_{b'e} + C_{b'c})}$$

Diese Admittanz läßt sich durch eine Kombination nach Abb. 6A nachbilden,

$$y_x = \frac{g_1 (g_2 + j\omega C_x)}{g_1 + g_2 + j\omega C_x} \quad (38A)$$

Durch Vergleich von (37A) und (38A) findet man genau und näherungsweise ($Q \ll 1$; $C_{b'c} \ll C_{b'e}$) unter Verwendung der weiter unten angegebenen Größen

$$\begin{aligned} g_1 &= \frac{1}{t} \frac{C_{b'c}}{r_{bb'}(C_{b'c} + C_{b'e})} \approx \frac{1}{t} \frac{U_{T0} C_{b'c} \omega g}{r_{bb'} I_e} \\ g_2 &= \frac{1}{t} \frac{g_{b'c}}{(1 + Q)} \approx \frac{1}{t} g_{b'c} \\ C_x &= \frac{1}{t} \frac{C_{b'c}}{(1 + Q)} \approx \frac{1}{t} C_{b'c} \end{aligned} \quad (39A)$$

mit $Q = r_{bb'} \left[g_{b'e} - g_{b'c} \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}} \right]$

Die neutralisierte Matrix (36A) wird im übrigen mit Verwenden von (34A)

$$(y_{ik}^*) = \frac{1}{1 + \sigma} \begin{pmatrix} y_{b'e} + y_{b'c} \left(1 + \frac{1}{t} \right) & 0 \\ g_m & g_{ce}(1 + \sigma) + y_{b'c} \left(1 + \frac{1}{t} \right) + \sigma y_{b'c} \frac{g_m + y_{b'e}}{y_{b'e} + y_{b'c}} \end{pmatrix} \quad (40A)$$

Für den Spezialfall $\sigma \ll 1$ würde

$$(y_{ik}^*) = \begin{pmatrix} y_{b'e} + \left(1 + \frac{1}{t}\right) y_{b'c} & 0 \\ g_m & g_{ce} + \left(1 + \frac{1}{t}\right) y_{b'c} + r_{bb'} y_{b'c} g_m \end{pmatrix}$$

dann wäre y_{21} reell, überdies ließen sich y_{11} und y_{22} in der Form schreiben

$$y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11}$$

$$y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}$$

d. h. die g_{ik} , C_{ik} wären dann keine Funktion der Frequenz mehr.

Vielfach ist es noch bequem, einige Größen des Transistorersatzschaltbildes in Abb. 54 näherungsweise zu ersetzen. Die Ersetzungen seien hier ohne Herleitung aufgeführt

$$g_{b'e} \approx \frac{1}{r_e \alpha_0'}$$

$$C_{b'e} \approx \frac{1}{r_e \omega_g}$$

$$g_m \approx \frac{1}{r_e}$$

mit α_0' = Kurzschluß-Stromverstärkung in Emitterschaltung bei $f \rightarrow 0$

ω_g = Grenz-(Kreis-)Frequenz in Basisschaltung

$$r_e \approx \frac{U_{T0}}{I_e}$$

mit $U_{T0} = 26 \cdot 10^{-3} \text{ V}$; U_{T0} ist die „Temperaturspannung“ der Emitter-Diode bei etwa 25° C ; r_e ist der differentielle Widerstand der Emitter-Diode im Arbeitspunkt.

