



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT  
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑤① Int. Cl.<sup>3</sup>: H 03 F 1/38  
H 04 M 1/60

# Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978



⑫ PATENTSCHRIFT A5

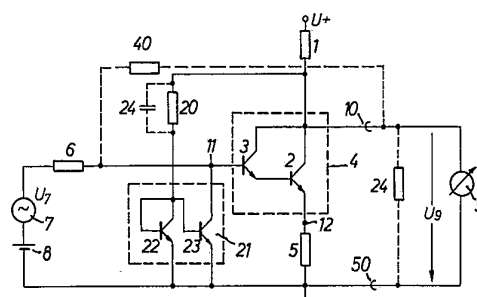
⑪

619 085

|                                  |                       |               |                                                        |
|----------------------------------|-----------------------|---------------|--------------------------------------------------------|
| ⑫① Gesuchsnummer:                | 11183/77              | ⑦③ Inhaber:   | Licentia Patent- Verwaltungs-GmbH, Frankfurt a.M. (DE) |
| ⑫② Anmeldungsdatum:              | 13.09.1977            |               |                                                        |
| ⑫③ Priorität(en):                | 14.09.1976 DE 2641336 | ⑦② Erfinder:  | Dipl.-Ing. Bernhard Rall, Ulm/Donau (DE)               |
| ⑫④ Patent erteilt:               | 29.08.1980            |               |                                                        |
| ⑫⑤ Patentschrift veröffentlicht: | 29.08.1980            | ⑦④ Vertreter: | Kirker & Cie, Genève                                   |

## ⑤④ Transistorverstärker mit hohem Innenwiderstand.

⑤⑦ Zur Erhöhung des Innenwiderstandes eines Transistorverstärkers ist eine Mitkopplung vom Kollektor zur Basis des Ausgangstransistors (4) vorgesehen, die vorzugsweise durch eine Stromspiegelschaltung (22, 23) realisiert wird. Hauptsächliche Verwendungsmöglichkeiten sind Treiber (Ansteuerschaltungen) für Filterschaltungen und Verstärker am Ende einer Fernmeldeleitung, z. B. Sprechverstärker von Fernsprechapparaten.



## PATENTANSPRÜCHE

1. Transistorverstärker mit hohem Innenwiderstand, gekennzeichnet durch eine vom Ausgang über einen Umkehrverstärker (21) mit definierter Verstärkung abgeleitete Mitkopplung, die die Wirkung einer im Inneren des Transistorverstärkers liegenden, den Innenwiderstand des Transistorverstärkers herabsetzende Rückwirkung im wesentlichen kompensiert.

2. Verstärker nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Umkehrverstärker (21) eine über einen Rückführwiderstand (20) am Ausgang des Verstärkers angeschlossene Stromspiegelschaltung ist.

3. Verstärker nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass in der Stromspiegelschaltung ein erster und ein zweiter Transistor vorgesehen ist, die Basis und der Kollektor des ersten Transistors (22) zum einen mit dem Rückführwiderstand (20) und zum anderen mit der Basis des zweiten Transistors (23) verbunden sind, der Kollektor des zweiten Transistors (22) mit einem gegenüber der Ausgangsspannung des Transistorverstärkers entgegengesetzten Phasenlage aufweisenden, auf niedrigerem Wechsellspannungspotential liegenden Anschluss (11) des Transistorverstärkers verbunden ist und die Emitter der ersten und zweiten Transistoren jeweils direkt oder über einen Widerstand auf dem für den auf niedrigerem Wechsellspannungspotential liegenden Anschluss (11) geltenden Bezugspotential liegen.

4. Verstärker nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Rückführwiderstand (20) abgleichbar ausgebildet ist.

5. Verstärker nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Rückführwiderstand (20) fest eingebaut ist und die Einstellung des Innenwiderstandes durch eine vom Ausgang des Transistorverstärkers abgeleitete abgleichebare Gegenkopplung durchführbar ist.

6. Verstärker nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Verstärkung des Umkehrverstärkers einstellbar ist.

7. Verstärker nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass zu verstärkende Signale in die Stromspiegelschaltung eingespeist sind.

8. Verwendung des Verstärkers nach Anspruch 1 am Ende einer Fernmeldeleitung, wobei der Transistorverstärker teilnehmerseitig mit einer bestimmten Impedanz abgeschlossen und die Versorgungsspannung des Transistorverstärkers amtsseitig angeschlossen ist.

Die Erfindung betrifft einen Transistorverstärker mit hohem Innenwiderstand.

Zur Signalverstärkung werden vorwiegend Transistoren bestückte Verstärker eingesetzt. In vielen Anwendungsfällen ist der Lastwiderstand wesentlich kleiner als der Innenwiderstand des Transistorverstärkers, so dass Änderungen des Innenwiderstandes des Verstärkers ohne Einfluss auf den Betrieb der angeschlossenen Verbraucher bleiben. Es sind jedoch auch einige Anwendungsfälle bekannt, wo der Innenwiderstand der Verstärkerschaltung sich nachteilig auswirkt, insbesondere, wenn er zeitlich nicht konstant ist. So werden beispielsweise in Fernmeldeanlagen Tonfrequenzsignale mit Spannungen in der Grössenordnung einiger Volt übertragen, denen bisweilen ein Gleichstrom von 50 mA und mehr überlagert ist. Werden diese Signale von Transistoren verstärkt, so sind, wenn keine besonderen Massnahmen getroffen werden, ihre Eingangs- und Ausgangswiderstände relativ niedrig gegenüber den in der Fernmeldetechnik üblichen Anpassungswiderständen, die in der

Grössenordnung von 600 bis 900  $\Omega$  liegen. Die Ursache hierfür ist, dass sowohl der zwischen Basis und Emitter messbare Eingangswiderstand als auch der zwischen Kollektor und Emitter messbare Ausgangswiderstand eines Transistors umgekehrt proportional zu seinem Emitterstrom sind.

Ein in die Emitterzuleitung eines Transistors geschalteter, als Stromgegenkopplung wirkender Emitterwiderstand erhöht zwar den Eingangswiderstand des Transistors, hat jedoch auf den Ausgangswiderstand nur einen unwesentlichen Einfluss. Ursache für den niedrigen Ausgangswiderstand ist die innere Rückwirkung zwischen Kollektor und Basis des Transistors.

Aus der Hochfrequenztechnik ist es bekannt, zur Neutralisation des Rückwirkungswiderstandes zwischen Kollektor und Basis eine vom Ausgangsübertrager (Hochfrequenzkreis, Bandfilter) der Kollektorspannung entgegengesetzt gerichtete Rückkopplungsspannung über im Sinne einer Kompensation des Rückwirkungswiderstandes wirkende, meist komplexe Impedanz an die Basis des betreffenden Transistors zurückzuführen. Der bei Hochfrequenzschaltungen erforderliche Transformator ist relativ klein und unaufwendig und ohnehin erforderlich, so dass diese Neutralisation ohne wesentlichen zusätzlichen Aufwand erfolgen kann. Diese bekannte Neutralisation ist aber nur in einem engen Frequenzbereich wirksam und hat die Aufgabe, den Eingangskreis einer HF-Transistorstufe vom Ausgangskreis zu entkoppeln.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen Transistorverstärker für niederfrequente Signalspannungen mit möglichst hohem Innenwiderstand anzugeben, der auch ohne grossen Aufwand in integrierter Technik realisierbar ist.

Die Aufgabe wird dadurch gelöst, dass bei einem Transistorverstärker eine vom Ausgang über einen Umkehrverstärker mit definierter Verstärkung abgeleitete Mitkopplung, die die Wirkung einer im Inneren des Transistorverstärkers liegenden, den Innenwiderstand des Transistorverstärkers herabsetzende Rückwirkung im wesentlichen kompensiert.

Durch die erfindungsgemässe Lösung ist es nunmehr möglich, Transistorverstärker mit hohem Innenwiderstand zu bauen, deren Innenwiderstand mindestens im gesamten Niederfrequenzbereich auch bei grösseren Kollektorstromänderungen nahezu konstant bleibt und deren Schaltung sich in einfacher Weise in integrierter Technik realisieren lässt.

Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen der Erfindung sind in den abhängigen Patentansprüchen angegeben.

Als Umkehrverstärker ist eine über einen Rückführwiderstand am Ausgang des Verstärkers angeschlossene an sich bekannte Stromspiegelschaltung bezüglich Phasengang und Integration besonders günstig.

Eine verhältnismässig unaufwendige Stromspiegelschaltung enthält einen ersten und zweiten Transistor. Die Basis und der Kollektor des ersten Transistors sind zum einen mit dem Rückführwiderstand und zum anderen mit der Basis des zweiten Transistors verbunden. Der Kollektor des zweiten Transistors ist mit einem gegenüber der Ausgangsspannung des Transistorverstärkers entgegengesetzten Phasenlage aufweisenden, auf niedrigerem Wechsellspannungspotential liegenden Anschluss des Transistorverstärkers verbunden und die Emitter der ersten und zweiten Transistoren liegen jeweils direkt oder über einen Widerstand auf dem für den auf niedrigerem Wechsellspannungspotential liegenden Anschluss geltenden Bezugspotential.

Da der Innenwiderstand eines Transistorverstärkers Exemplarstreuungen unterworfen ist, der Transistorverstärker auch für unterschiedliche Anwendungen vorgesehen sein kann, ist es vorteilhaft, den Rückführwiderstand abgleichbar auszubilden. Dadurch lässt sich der Rückwirkungswiderstand zwischen Kollektor und Basis im Innern des Transistors nicht nur exakt kompensieren, sondern auch, wenn es zweckmässig erscheint, über-

kompensieren.

In manchen Transistorverstärkern wird es zweckmässig sein, den Rückführwiderstand fest und damit nicht abgleichbar in den Verstärker einzubauen. Das kann zum Beispiel in integrierten Schaltungen der Fall sein. Dann ist aber damit zu rechnen, dass der Innenwiderstand des Transistorverstärkers unter Umständen negative Werte aufweist. In dieser Ausgestaltung des Verstärkers ist es vorteilhaft, den gewünschten Innenwiderstand durch eine vom Ausgang des Transistorverstärkers abgeleitete abgleichebare Gegenkopplung durchzuführen.

Die Einstellung des gewünschten Innenwiderstandes kann aber auch mit Vorteil durch die Verstärkung des Umkehrverstärkers durchgeführt werden. Diese Einstellung ist nicht nur durch mechanisch zu betätigende Einstellglieder möglich, sondern auch auf elektrischem Wege, beispielsweise mittels einer Einströmung in die Stromspiegelschaltung.

Die Stromspiegelschaltung verfügt über einen relativ zum üblichen Eingangswiderstand des Transistorverstärkers niedrigen Eingangswiderstand, so dass zu verstärkende Signale in die Stromspiegelschaltung eingespeist werden können. Dadurch ist eine höhere Verstärkung der eingespeisten Signale erzielbar. Ausserdem ist dadurch eine Entkopplung verschiedener an die Stromspiegelschaltung angeschlossener Signalquellen erreichbar.

Durch den nahezu völlig kompensierbaren Innenwiderstand ist der Transistorverstärker mit konstanten Impedanzen belastbar, deren Wert nunmehr vom Innenwiderstand nicht mehr verfälscht wird. Dadurch ist der erfindungsgemässe Transistorverstärker als eingangsseitiger Abschluss eines hochwertigen Filters verwertbar, das beispielsweise als Resonanzkreis oder Bandfilter ausgebildet sein kann.

Von besonderem Vorteil ist auch die Verwendung des erfindungsgemässen Transistorverstärkers am Ende einer Fernmeldeleitung, wobei der Transistorverstärker teilnehmerseitig mit der erforderlichen Impedanz abgeschlossen und die Versorgungsspannung des Transistorverstärkers amtsseitig angeschlossen ist. Fehlanpassungen der angeschlossenen Teilnehmergeräte sind dadurch vermeidbar.

Die Erfindung wird im folgenden anhand von Ausführungsbeispielen und Figuren näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 Ein erstes Ausführungsbeispiel des Transistorverstärkers mit einer Mitkopplung nach der Erfindung

Fig. 2 Verlauf der Ausgangsspannung bei konstanter Eingangsspannung in Abhängigkeit vom Lastwiderstand

Fig. 3 Ersatzschaltung des Transistorverstärkers nach Fig. 1

Fig. 4 Ersatzschaltbild für den Ausgang des Transistorverstärkers nach Fig. 1 bzw. der Ersatzschaltung nach Fig. 3

Fig. 5 Ein zweites Ausführungsbeispiel eines Transistorverstärkers mit Komplementärverbundtransistor und erfindungsmässiger Mitkopplung

Fig. 6 Schaltbild einer steuerbaren Stromspiegelschaltung

Fig. 7 Ersatzschaltbild für den Betrieb des Transistorverstärkers als eingangsseitiger Abschluss eines Filters

Fig. 8 Ersatzschaltbild für den Betrieb des Transistorverstärkers am Ende einer Fernmeldeleitung.

In Fig. 1 ist ein Ausführungsbeispiel eines Transistorverstärkers mit erfindungsgemässer Mitkopplung zur Erzielung eines hohen Innenwiderstandes dargestellt. Im Beispiel besteht der Transistorverstärker aus einer Darlingtonschaltung 4 mit Darlingtontransistor 2, 3, an dessen Kollektoranschluss ein Lastwiderstand 1, an dessen Emitteranschluss 12 das eine Ende eines Emitterwiderstandes 5 und an dessen Basisanschluss 11 eine Signalquelle 7 mit Quellwiderstand 6 und Vorspannungsquelle 8 angeschlossen sind. Das andere Ende des Emitterwiderstandes 5 liegt, ebenso wie der andere Anschluss der Vorspannungsquelle 8 auf Bezugspotential. Die das Bezugspotential führende Leitung und der Kollektoranschluss sind mit den Ausgangsklemmen 10 und 50 des Transistorverstärkers verbun-

den. Die Speisespannung wird dem auf Bezugspotential liegenden Anschluss 50 und dem anderen Ende des Lastwiderstandes 1 zugeführt.

Erfindungsgemäss ist eine vom Ausgang über einen Umkehrverstärker 21 mit definierter Verstärkung abgeleitete Mitkopplung vorgesehen, die die Wirkung einer im Innern des Transistorverstärkers liegenden, den Innenwiderstand des Transistorverstärkers herabsetzenden Rückwirkung im wesentlichen kompensiert.

Dieser Umkehrverstärker 21 ist in Fig. 1 eine über einen Rückführwiderstand 20 am Ausgang 10 des Verstärkers angeschlossene Stromspiegelschaltung, in der ein erster Transistor 22 und ein zweiter Transistor 23 vorgesehen ist. Die Basis und der Kollektor des ersten Transistors 22 sind zum einen mit dem Rückführwiderstand 20 und zum anderen mit der Basis des zweiten Transistors 23 verbunden. Der Kollektor des zweiten Transistors 23 ist mit einem, gegenüber der Ausgangsspannung des Transistorverstärkers entgegengesetzten Phasenlage aufweisenden, auf niedrigerem Wechsellspannungspotential liegenden Anschluss 11 des Transistorverstärkers verbunden und die Emitter der beiden Transistoren liegen jeweils direkt auf dem für den Anschluss 11 geltenden Bezugspotential.

Anschluss 11 ist in diesem Ausführungsbeispiel der Basisanschluss des Darlingtontransistors 4, der aus der bekannten Zusammenschaltung eines Lasttransistors 2 und eines Vortransistors 3 besteht.

Die Emitter der Transistoren 22 und 23 der Stromspiegelschaltung liegen in diesem Ausführungsbeispiel jeweils auf dem für den Anschluss 11 geltenden Bezugspotential. Wird diese Stromspiegelschaltung in ihrer Wirkung regelbar ausgebildet, so ist es zweckmässig, die Emitter jeweils über einen Widerstand an das Bezugspotential anzuschliessen. Ein diesbezügliches Ausführungsbeispiel wird weiter unten erläutert werden.

In Fig. 1 ist zwischen Ausgang 10 und dem Ausgang 50, der das Bezugspotential führt, ein Spannungsmesser 9 eingezeichnet, der die Ausgangsspannung  $U_9$  misst.

Die Wirkung des Innenwiderstandes des Transistorverstärkers und eine Möglichkeit, seine Kompensation zu überprüfen, sei an Fig. 2 erläutert. Sie zeigt die Ausgangsspannung  $U_9$  in Abhängigkeit vom Lastwiderstand  $R_1$  für eine konstante Eingangswechselspannung  $U_7$ .

Wird der Lastwiderstand  $R_1$  variiert, beispielsweise von einem ersten Wert  $R_{11}$  auf einen zweiten Wert  $R_{12}$ , so ändert sich ohne die erfindungsgemässe Mitkopplung ( $R_{20} = \infty$ ) die Spannung  $U_9$  vom Wert  $U_{910}$  auf  $U_{920}$  (Kurve a in Fig. 2). Je grösser der Lastwiderstand  $R_1$  eingestellt wird, desto stärker beeinflusst der Innenwiderstand die Ausgangsspannung.

Bei endlichem Wert des Rückführwiderstandes 20 ( $R_{20} \neq \infty$ ) wird der Innenwiderstand des Transistorverstärkers erhöht und ist bei geeigneter Einstellung des Rückführwiderstandes  $R_{20}$  gegenüber dem Lastwiderstand  $R_1$  vernachlässigbar und kann damit als kompensiert gelten. Die Ausgangsspannungsänderung ist dann bei Änderung des Lastwiderstandes  $R_1$  proportional zur Lastwiderstandsänderung (Kurve b in Fig. 2).

Wird der Wert des Rückführwiderstandes 20 weiter erniedrigt, wird der Innenwiderstand negativ. Die Wirkung des Lastwiderstandes kann bei grösseren Werten des Lastwiderstandes sogar aufgehoben werden, so dass der Transistorverstärker schwingt. Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung  $U_9$  vom Wert des Lastwiderstandes zeigt für einen zu kleinen Wert des Rückführwiderstandes 20 die Kurve c in Fig. 2.

Die Ursache für den endlichen Ausgangswiderstand des Transistorverstärkers ohne erfindungsgemässe Mitkopplung ist eine interne Gegenkopplung vom Kollektor auf die Emitter-sperrschicht des Ausgangstransistors, im Ausführungsbeispiel des Darlingtontransistors. Zur Erläuterung der erfindungsgemässen Massnahmen genügt das einfache, in Fig. 3 dargestellte

Ersatzschaltbild, in welchem der Darlingtontransistor 4 als eine Einheit aufgefasst ist mit einem internen Kollektorrückwirkungswiderstand 14, einem internen Eingangswiderstand 15, einem internen Basiswiderstand 17 und einer internen Stromquelle 16, deren Strom durch die Spannung zwischen dem internen Basisanschluss 13 und dem Emitteranschluss 12 gesteuert wird. Die internen Widerstände 14 und 15 hängen nahezu in gleicher Weise vom Emitterstrom ab und bilden dadurch einen Spannungsteiler mit festem Teilverhältnis  $k = R_{15}/(R_{14} + R_{15})$ .

Als internen Basisanschluss 13 stellt sich bei Vernachlässigung des Basisstromes eine Spannung

$$U_{13} = U_7 + kU_9$$

ein. Da die Ausgangsspannung  $U_9$  gegenüber der Spannung  $U_7$  der Eingangsspannungsquelle um  $180^\circ$  phasenverschoben ist, bedeutet  $k > 0$  eine Gegenkopplung, die unter Umständen einen unerwünschten niedrigen Innenwiderstand des Transistorverstärkers bewirkt. Die Erfindung besteht nun darin, die Wirkung dieses  $k$  und damit der Gegenkopplung aufzuheben.

Für den Ausgang des Transistorverstärkers genügt die Betrachtung des weiter vereinfachten in Fig. 4 dargestellten Ersatzschaltbildes des Transistorverstärkers, das lediglich aus der Einströmung  $I_{16}$  der Ersatzstromquelle 16 (aus Fig. 3), dem Innenwiderstand 18 des Transistorverstärkers und den parallel zu ihm liegenden Lastwiderstand 1 besteht. Parallel zur Stromquelle  $I_{16}$ , zum Innenwiderstand 18 und zum Lastwiderstand 1 liegt der Spannungsmesser 9. Der Zusammenhang zwischen den Kurven a bis c der Fig. 2 und diesem vereinfachten Ersatzschaltbild der Fig. 4 ist ohne weitere Erläuterung ersichtlich. Für  $k = 0$  ist der Wert des Innenwiderstandes 18 sehr viel grösser als der des Lastwiderstandes 1, so dass beim Verändern des Lastwiderstandes  $R_1$  die Ausgangsspannung  $U_9$  in Fig. 2 der Kurve b folgt.

Dieses Kriterium ist auch als Kontrollmethode für einen vernachlässigbar grossen Innenwiderstand ausnutzbar. Allgemein ist der Wert des Innenwiderstandes  $R_{18}$  aus zwei gewählten Lastwiderständen  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  und zwei sich dabei ergebenden Ausgangsspannungen  $U_{91}$  und  $U_{92}$  bestimmbar. Setzt man für

$$R_{12}/R_{11} = p; U_{92}/U_{91} = F \text{ und } q = p/F$$

so ist

$$R_{18} = [(p-1)/(q-1)-1]R_{11}$$

Für  $R_{18} \rightarrow \infty$  ist

$$R_{18} > 0$$

$$R_{18} < 0$$

$$p = F \text{ (Kurve b in Fig. 2)}$$

$$p > F \text{ (Kurve a in Fig. 2)}$$

$$p < F \text{ (Kurve c in Fig. 2)}$$

Um die Wirkung der Gegenkopplungsspannung  $kU_9$  auf die Stromquelle 16 aufzuheben, wird nun mittels einer Spannungsquelle 19 eine Zusatzspannung  $U_{19}$  in Fig. 3 am Eingang eingeführt, welche die interne Gegenkopplungsspannung  $k \cdot U_9$  aufhebt. Unter der Annahme, dass der Widerstandswert des Eingangswiderstandes 15 gross gegen den Innenwiderstand 6 der Spannungsquelle 7 ist, muss die Zusatzspannung  $U_{19}$  genau  $-kU_9$  gewählt werden. Ihre Grösse wird zweckmässigerweise experimentell entsprechend Fig. 2 bestimmt, indem  $U_{92}/U_{91} = R_{12}/R_{11}$  zum Beispiel mittels  $R_{20}$  in Fig. 1 eingestellt wird.

Wird bei einem Lastwiderstand  $R_{11} = 600 \Omega$  die Ausgangsspannung  $U_{91}$  auf  $1 V_{\text{eff}}$  eingestellt und nun der Lastwiderstand auf  $R_{12} = 900 \Omega$  erhöht, so ergibt sich bei einer vollständigen Kompensation des Innenwiderstandes der Transistorschaltung die Ausgangsspannung  $U_{92} = 1,5 V$ .

Die Zusatzspannung  $U_{19}$  (Fig. 3) ist in Phase mit  $U_7$ . Sie

stellt also eine Mitkopplung dar, die die Gegenkopplung genau aufhebt. Um sie von der Ausgangsspannung  $U_9$  abzuleiten, gibt es zahlreiche Schaltungsmöglichkeiten mit Umkehrverstärkern. Besonders vorteilhaft ist eine Transistorverstärkerschaltung nach Fig. 1, bei der der Umkehrverstärker eine aus zwei Transistoren bestehende Stromspiegelschaltung ist.

Über einen integrierten oder extern geschalteten Widerstand 20, dessen Widerstandswert nach der oben genannten Messmethode ermittelt wurde, wird von der Ausgangsspannung  $U_9$  ein Strom  $U_9/R_{20}$  gewonnen, der in den als Diode geschalteten Transistor 22 fliesst und an ihm eine Spannung  $U_{22}$  erzeugt, die den Transistor 23 so steuert, dass der Kollektorstrom des Transistors 23 gleich dem Strom durch den Rückführwiderstand  $R_{20}$  ist. Diese Bedingung ist immer dann erfüllt, wenn eine gleichartige Dimensionierung der Transistoren 22 und 23 vorliegt, sie also bei einer integrierten Schaltung unmittelbar benachbart sind und gleiche Flächen einnehmen.

Der Kollektorstrom des Transistors 23 erzeugt am Basisanschluss 11 des Darlingtontransistors eine Wechselspannung, die die vom internen Widerstand 14 bewirkte Gegenkopplungsspannung  $k \cdot U_9$  am internen Basisanschluss 13 (Fig. 3) genau aufhebt. Der gewünschte Arbeitspunkt des Transistorverstärkers kann durch Änderung der Vorspannung  $U_8$  der Gleichspannungsquelle 8 ausgeglichen werden.

Durch die erfindungsgemässe Mitkopplung wird der Klirrfaktor des verstärkten Signals nicht verändert, wenn der Verstärker über den Widerstand 5 (Fig. 1) ausreichend gegengekoppelt ist.

Um Exemplarstreuungen des Innenwiderstandes der Transistorverstärker ausgleichen zu können oder einen gewünschten hohen Innenwiderstand einstellen zu können, ist es zweckmässig, den Rückführwiderstand 20 abgleichbar auszubilden. Ist dies jedoch nicht möglich, weil beispielsweise der Rückführwiderstand fest in die Schaltung des Transistorverstärkers eingebaut ist oder der Transistorverstärker in integrierter Technik ausgeführt ist, so kann in einfacher Weise die Einstellung des gewünschten Innenwiderstandes durch eine vom Ausgang des Transistorverstärkers abgeleitete abgleichbare Gegenkopplung durchgeführt werden. Diese Gegenkopplung vom Ausgang 10 zum Eingang 11 des Transistorverstärkers ist in Fig. 1 durch einen gestrichelt eingezeichneten Widerstand 40 angedeutet.

Im Ausführungsbeispiel wurden für die Transistoren 2, 3, 22 und 23 Transistoren des Transistorarrays CA 3096 der Firma RCA benutzt. Mit  $R_5 = 12 \Omega$ ,  $R_6 = 1,6 k\Omega$  und den Lastwiderständen  $R_{11} = 600 \Omega$  und  $R_{12} = 900 \Omega$  wurde bei einem Lastwiderstandsstrom  $I = 40 \text{ mA}$  experimentell ein Rückführwiderstand von  $190 k\Omega$  ermittelt. Im Bereich von  $I = 25$  bis  $60 \text{ mA}$  ergaben sich für die Parallelschaltung von  $R_{20} = 190 k\Omega$  mit dem erhöhten Innenwiderstand  $R_{18}$  stets Werte über  $15 k\Omega$ . Ein Lastwiderstand  $R_1$  von  $600 \Omega$  wird folglich durch den verbleibenden Innenwiderstand trotz der grossen Emitterstromänderung nur um maximal  $\pm 4\%$  verfälscht. Ohne die erfindungsgemässe Mitkopplung würde durch den dann wesentlich niedrigeren Innenwiderstand der Lastwiderstand von  $600 \Omega$  um mehr als  $25\%$  verfälscht werden.

Die Verstärkerschaltung erlaubt folglich auch bei hohen Strömen den Betrieb mit hohen oder veränderlichen Lastwiderständen ohne Verstärkungseinbusse wie das Beispiel und Fig. 2 Kurve b im Vergleich zu Kurve a zeigen.

In besonderen Fällen kann es vorteilhaft sein, die Mitkopplung auch stärker einzustellen, so dass sich ein Kurvenverlauf c nach Fig. 2 ergibt. Der Innenwiderstand  $R_{18}$  wird negativ bis im Grenzfall  $-R_{18} = R_{11}$  Selbsterregung eintritt. Die Schaltung kann somit zur Entdämpfung bzw. zur Schwingungserzeugung benutzt werden.

Wenn es auf einen bestimmten Verstärkerinnenwiderstand nicht ankommt, kann beispielsweise mittels eines veränderba-

ren Widerstandes  $R_{20}$  eine gewünschte Verstärkung innerhalb bestimmter Grenzen eingestellt werden. Die Grenzen der Verstärkereinstellung sind aus der Verschiebung der Kurve  $c$  für einen konstanten Lastwiderstand  $R_1$  aus Fig. 2 entnehmbar.

Im Ersatzschaltbild der Fig. 3 sind nur Widerstände eingezeichnet. Bei höheren Frequenzen spielen aber die Kapazitäten der Sperrschichten und Ladungstransporte in der Basis der Transistoren eine ausschlaggebende Rolle. Bis zu einem gewissen Grade lassen sich diese Einflüsse durch eine komplexe Schaltung anstelle des Widerstandes 20 mit ausgleichen. Allerdings wird man einen Transistorverstärker mit hohem Innenwiderstand vorzugsweise bei niedrigen Frequenzen verwenden.

Die in der Schaltung nach Fig. 1 verwendete Stromspiegelschaltung ist, wenn die Pegelverhältnisse es erfordern, mit Vorteil auch für PNP-Transistoren abwandelbar. Wegen der schlechten Integrierbarkeit von PNP-Transistoren ist es jedoch zweckmässig, den Leistungstransistor 2 in Fig. 1 als NPN-Transistor auszubilden, so dass statt des Darlingtontransistors der Fig. 1 ein Komplementärverbundtransistor gemäss Fig. 5 entsteht. Dieser Komplementärverbundtransistor der Fig. 5 ist dem Darlingtontransistor der Fig. 1 äquivalent.

In Fig. 5 sind äquivalente Bauelemente aus Fig. 1 mit gleichen Bezugszeichen wie in Fig. 1 versehen und durch ein zusätzliches  $a$  ergänzt. Die Wirkungsweise der Schaltung entspricht der in Fig. 1 dargestellten. Auch hier ist durch einen Widerstand 20a in Verbindung mit der Stromspiegelschaltung der Innenwiderstand des Transistorverstärkers in gewünschter Weise kompensierbar.

Anstelle des Darlingtontransistors kann, wenn die Verstärkung ausreicht, auch ein einzelner Transistor verwendet werden. Auch ist die Schaltungsanordnung nicht nur als Vierpol sondern auch als Zweipol wirkender Verstärker einsetzbar. Sie kann bei dieser Anwendung als negativer Querleitwert zur Speisung und Entdämpfung einer Fernmeldeleitung eingesetzt werden, ebenso wie zur Schwingungserzeugung.

Eine weitere vorteilhafte Möglichkeit, den Innenwiderstand auf einen gewünschten hohen Wert zu bringen, besteht darin, die Verstärkung des Umkehrverstärkers einstellbar auszuführen. Dies kann beispielsweise gemäss Fig. 6 dadurch erfolgen, dass der Arbeitspunkt der Stromspiegelschaltung in an sich bekannter Weise verschoben wird. Die Emitter der ersten und zweiten Transistoren 22 und 23 sind zu diesem Zweck jeweils über einen Widerstand 25 bzw. 27 mit dem für den Anschluss 11 geltenden Bezugspotential verbunden.

Durch eine Einströmung einer Gleichstromquelle 26 auf den Emitterwiderstand 25 des ersten Transistors 22 wird die den Verstärkerinnenwiderstand erhöhende Mitkopplung grös-

ser und durch eine Einströmung einer Gleichstromquelle 28 auf den Emitterwiderstand 27 des zweiten Transistors 23 wird die Mitkopplung reduziert.

Wird beispielsweise die Einströmung 26 aus einem an den Ausgang des Transistorverstärkers angeschlossenen Schwellwertverstärker als Gleichstrom abgeleitet, so lässt sich die in Fig. 6 dargestellte regelbare Stromspiegelschaltung zur Stabilisierung der Schwingungsamplituden eines stark rückgekoppelten Transistorverstärkers verwenden, dessen Innenwiderstand beispielsweise mittels  $R_{20}$  bis auf negative Werte eingestellt wurde, so dass der Verstärker als Oszillator arbeitet.

Im Falle eines Verstärkers, dessen Innenwiderstand einen definierten reellen oder komplexen Wert haben soll, ist es vorteilhaft, mittels den bereits erläuterten Massnahmen den Innenwiderstand auf einen möglichst unendlich hohen Wert einzustellen und eine Abschlussimpedanz 24 parallel zum Ausgang des Transistorverstärkers zu schalten, wie es beispielsweise in Fig. 1 gestrichelt dargestellt ist. Dadurch reduziert sich zwar der Emitterstrom zum Beispiel des Lasttransistors 2 in Fig. 1, so dass es unter Umständen erforderlich ist, die Mitkopplung für den geänderten Emitterstrom durchzuführen.

Durch den kompensierten Innenwiderstand ist der Transistorverstärker vorteilhaft als Treiber für Filterschaltungen verwendbar, wie es Fig. 7 schematisch zeigt. Stromquelle 16 ist dort die Ersatzstromquelle aus Fig. 4. Der ihr parallel liegende Widerstand 101 besteht aus dem Lastwiderstand 1 oder der Parallelschaltung aus dem Lastwiderstand 1 und einer zusätzlichen Impedanz 24. Der Verstärker wird hier als eingangsseitiger Abschluss des Filters 29 verwendet, dessen ausgangsseitiger Abschluss durch die Impedanz 30 gebildet wird.

Im Falle der Verwendung des Verstärkers am Ende einer Fernmeldeleitung kann der Verstärker mit der erfindungsgemässen Gegenkopplung teilnehmerseitig, wie in Fig. 8 dargestellt, mit einer vorgegebenen Impedanz 24 abgeschlossen, angeschlossen werden. Da auch in diesem Fall der Innenwiderstand vollständig kompensiert ist, wurde vom Transistorverstärker lediglich die Ersatzstromquelle 16 als Ersatzschaltung dargestellt.

Die Speisung des Verstärkers erfolgt über die Amtsleitung 31. Die Versorgungsspannung 32 des Transistorverstärkers ist über einen Übertrager 33 amtsseitig angeschlossen, wobei zur amtsseitigen Anpassung die Impedanz 34 vorgesehen ist.

Durch die Verwendung des erfindungsgemässen Transistorverstärkers am Ende von Fernmeldeleitungen lassen sich die Übertragungseigenschaften dieser Leitungen wesentlich verbessern, da die Leitungen nunmehr mit einer gewünschten Impedanz 24 nahezu reflexionsfrei abschliessbar sind.

