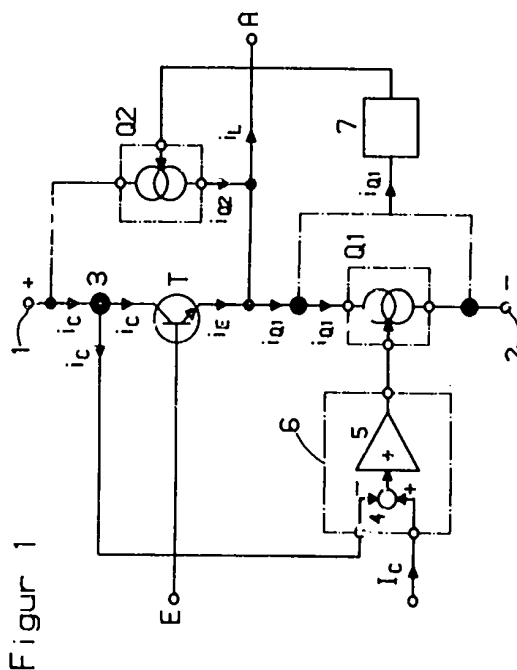


(21)	AP H 03 F / 327 957 7	(22)	26.04.89	(44)	19.09.90
(71)	siehe (73)				
(72)	Kempe, Manfred, Dipl.-Ing., DD				
(73)	VEB Feinmeßzeugfabrik Suhl, Rimbachstraße 53, Suhl, 6000, DD				
(54)	Verfahren für einen Leistungsverstärker mit geringer Phasendrehung, insbesondere für eine variable induktive Last				

(55) Stromtreiber; Laststrom; geringer Spannungsabfall; maximaler Kollektorstrom; minimaler Kollektorstrom; Meßeinrichtung; Regeleinrichtung; steuerbare Stromquelle; Steuerung

(57) Die Erfindung betrifft ein Verfahren für einen Leistungsverstärker mit geringer Phasendrehung und hoher Stabilität der Ausgangsspannung beim Anschalten einer induktiven Last. Sie ist auf dem Gebiet der NF-Leistungsverstärkertechnik und in der Meßtechnik anzuwenden. Die Erfindung löst die Aufgabe, ein Verfahren für einen Leistungsverstärker zu schaffen, durch das der Laststrom nur einen sehr geringen Spannungsabfall zwischen der Eingangs- und der Ausgangsklemme erzeugt. Der Leistungsverstärker soll als Stromtreiber am Ausgang eines bipolaren Operationsverstärkers eine höhere kapazitive Belastung als ein komplementärer Emitterfolger zulassen. Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß der Laststrom eines Verstärkers mit einem npn-Transistor (T) und mit einer Meßeinrichtung (3) für den Kollektorstrom des npn-Transistors durch zwei steuerbare Stromquellen (Q1, Q2) bereitgestellt wird, daß mit Hilfe einer Steuerung (7) der Strom einer Stromquelle reduziert wird, wenn sich der Strom der anderen Stromquelle erhöht, und umgekehrt, und daß das Verhältnis zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert des Kollektorstroms durch ausreichende Höhe des Minimalwertes klein gehalten wird. Fig. 1



Figur 1

Patentansprüche:

1. Verfahren für einen Leistungsverstärker mit geringer Phasendrehung, insbesondere für eine variable induktive Last, mit einem npn-Transistor, dessen Kollektor über einen Strompfad mit dem positiven Pol einer Betriebsspannungsquelle, dessen Basis mit dem Eingang und dessen Emitter mit dem Ausgang des Leistungsverstärkers verbunden ist, mit mindestens einem Bauelement, das den Kollektorstrom des npn-Transistors einer direkten oder über die Basis-Emitter-Spannung des npn-Transistors einer indirekten Auswertung zugänglich macht, mit einer steuerbaren Stromquelle, die den Emitter des npn-Transistors mit dem negativen Pol der Betriebsspannungsquelle verbindet, wobei die Stromquelle durch einen weiteren npn-Transistor und einen Emitterwiderstand realisiert sein kann, mit einem Differenzverstärker oder einer äquivalenten Anordnung zur Bildung und Verstärkung der Differenz zwischen dem Kollektorstrom des npn-Transistors oder einem davon abgeleiteten Signal und einem Referenzwert, wobei als Differenzverstärker ein pnp-Transistor in Basisschaltung eingesetzt sein kann, und mit einer Verbindung zwischen dem Ausgang des Differenzverstärkers und dem Steuereingang der Stromquelle, so daß die Stromquelle aufgesteuert wird, wenn der Kollektorstrom den Referenzwert unterschreitet, **dadurch gekennzeichnet**, daß mit Hilfe einer Steuerung (7) der Strom einer zweiten, steuerbaren Stromquelle (Q2), die zwischen den positiven Pol (1) der Betriebsspannungsquelle und den Ausgang (A) des Leistungsverstärkers geschaltet ist, so eingestellt wird, daß aus einer Vergrößerung des Stroms der ersten Stromquelle (Q1) eine Verkleinerung des Stroms der zweiten Stromquelle (Q2) resultiert, und umgekehrt, und daß das Verhältnis zwischen dem Maximalwert (I_{Cmax}) und dem Minimalwert (I_{Cmin}) des Kollektorstroms (I_C) des npn-Transistors (T) durch einen ausreichend großen Referenzwert (I_C) klein gehalten wird.
2. Verfahren für einen Leistungsverstärker mit geringer Phasendrehung, insbesondere für eine variable induktive Last, mit einem npn-Transistor, dessen Kollektor über einen Strompfad mit dem positiven Pol einer Betriebsspannungsquelle, dessen Basis mit dem Eingang und dessen Emitter mit dem Ausgang des Leistungsverstärkers verbunden ist, mit mindestens einem Bauelement, das den Kollektorstrom des npn-Transistors einer direkten oder über die Basis-Emitter-Spannung des npn-Transistors einer indirekten Auswertung zugänglich macht, und mit einer steuerbaren Stromquelle, die den Emitter des npn-Transistors mit dem negativen Pol der Betriebsspannungsquelle verbindet, wobei die Stromquelle durch einen weiteren npn-Transistor und einen Emitterwiderstand realisiert sein kann, **dadurch gekennzeichnet**, daß durch den Kollektorstrom (I_C) des npn-Transistors (T) oder durch ein davon abgeleitetes Signal der Strom einer zweiten, steuerbaren Stromquelle (Q2), die zwischen den positiven Pol (1) der Betriebsspannungsquelle und den Ausgang (A) des Leistungsverstärkers geschaltet ist, so eingestellt wird, daß aus einer kleinen Änderung des Kollektorstroms (I_C) eine große, gleichphasige Änderung des Stroms der zweiten Stromquelle (Q2) resultiert, daß mit Hilfe einer Steuerung (7) der Strom der ersten Stromquelle (Q1) so eingestellt wird, daß aus einer Vergrößerung des Stroms der zweiten Stromquelle (Q2) eine Verkleinerung des Stroms der ersten Stromquelle (Q1) resultiert, und umgekehrt, und das Verhältnis zwischen dem Maximalwert (I_{Cmax}) und dem Minimalwert (I_{Cmin}) des Kollektorstroms (I_C) durch ausreichende Höhe des Minimalwertes klein gehalten wird, indem unter Einsatz geeigneter Mittel der Aufsteuerung der zweiten Stromquelle (Q2) erst dann beginnt, wenn der Kollektorstrom (I_C) diesen Minimalwert überschreitet.

Hierzu 3 Seiten Zeichnungen

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung ist allgemein auf dem Gebiet der NF-Leistungsverstärkertechnik und speziell in der Meßtechnik anzuwenden. Das erfindungsgemäße Verfahren gestattet den Aufbau eines Leistungsverstärkers, der sich durch geringe Phasendrehung, insbesondere bei kapazitiver Belastung, und durch einen sehr kleinen Spannungsabfall zwischen der Eingangs- und der Ausgangsklemme bei induktiver Belastung auszeichnet.

Die geringe Phasendrehung ist besonders bei der Anwendung als Stromtreiber mit kapazitiver Belastung am Ausgang eines Operationsverstärkers vorteilhaft.

Der sehr kleine Spannungsabfall bei induktiver Belastung ermöglicht die Erzeugung einer hochkonstanten Wechselspannung für eine variable Anzahl induktiver Meßgrößenaufnehmer.

Charakteristik des bekannten Standes der Technik

Der komplementäre Emitterfolger hat aufgrund seines relativ hohen Wirkungsgrades eine große Bedeutung als Leistungsverstärker erlangt. Ein schwerwiegender Mangel besteht aber in der ungenügenden Linearität seiner Übertragungskennlinie. Die Übertragungskennlinie des komplementären Emitterfolgers wird durch den AB-Betrieb linearisiert (Tietze/Schenk, Halbleiterschaltungstechnik, 5. Auflage, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York 1980, Seite 349). Bei einem komplementären Emitterfolger im AB-Betrieb muß der Ruhestrom stabilisiert werden, um den Effekt der thermischen Mitkopplung zu unterdrücken.

Eine sehr einfache und zuverlässige Maßnahme dafür besteht in der Stromgegenkopplung durch Emitterwiderstände. An diesen Emitterwiderständen entsteht aber durch den Laststrom ein zusätzlicher Spannungsabfall, der nicht durch Gegenkopplung (unter Einsatz eines Vorverstärkers) kompensiert werden kann, wenn es sich um eine induktive Last handelt.

Ohne Emitterwiderstand reduziert sich dieser Fehler auf den Betrag, der durch den Spannungsabfall am differentiellen Widerstand der Basis-Emitter-Diode des jeweils leitenden Transistors hervorgerufen wird.

In der DE-OS 3727248 wird ein Leistungsverstärker gezeigt, der auf induktive Belastung praktisch fehlerfrei reagiert, obwohl er ebenfalls Emitterwiderstände zur Stabilisierung des Ruhestroms enthält. Ein weiteres Problem ist aber die Phasendrehung eines Leistungsverstärkers, insbesondere bei stärkerer kapazitiver Belastung, wie sie dann auftritt, wenn der Verbraucher ein längeres Anschlußkabel besitzt. Wird der Leistungsverstärker in die Gegenkopplungsschleife eines Operationsverstärkers einbezogen, reduziert die zusätzliche Phasendrehung des Leistungsverstärkers die Phasensicherheit der Operationsverstärkerschaltung bei vorgegebener Kompensation. Die zusätzliche Phasendrehung kann mit Hilfe einer schnellen Rückkopplungsschleife kompensiert werden, sofern die kapazitive Belastung einigermaßen konstant ist (Dostal, Operationsverstärker, Verlag Technik Berlin 1986, S. 340). Diese Voraussetzung wird aber bei einer variablen Anzahl einzelner Verbraucher mit eigenem Anschlußkabel nicht erfüllt. Da die maximale kapazitive Belastung kompensiert werden muß, liegt bei reduzierter Belastung stets Überkompensation vor.

Bei der typischen Transitfrequenz eines bipolaren Operationsverstärkers von 3 MHz ist die Phasendrehung eines kapazitiv belasteten komplementären Emitterfolgers nicht zu vernachlässigen, was durch die ungünstigen Hochfrequenzeigenschaften eines npn-Transistors bedingt ist. Das gilt auch für den in der DE-OS 3727248 gezeigten Leistungsverstärker. Hinsichtlich der Phasendrehung ist der einfache Emitterfolger mit einem npn-Transistor dem komplementären Emitterfolger überlegen. Der einfache Emitterfolger ist aber durch einen geringen Wirkungsgrad gekennzeichnet; bei Einsatz einer Konstantstromquelle als Arbeitswiderstand liegt er noch unter 25%.

Es sind Lösungen bekannt (DE-OS 3416850, DE-PS 3120689, US-PS 4573021, US-PS 4509020), bei denen der Eingang mit dem Ausgang des Leistungsverstärkers wie beim einfachen Emitterfolger durch die Basis-Emitter-Diode eines Transistors verbunden ist, und mit denen ein hoher Wirkungsgrad erzielt wird. Der Laststrom verursacht aber bei einer bestimmten Polarität immer noch einen Spannungsabfall am differentiellen Widerstand der Basis-Emitter-Diode zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Verstärkers, so daß diese Lösungen nicht zur Erzeugung einer hochkonstanten Ausgangsspannung für eine variable induktive Last geeignet sind. Darüber hinaus beeinträchtigt die nichtlineare Strom-Spannungs-Kennlinie der Basis-Emitter-Diode die Linearität der Übertragungskennlinie.

Ziel der Erfindung

Ziel der Erfindung ist ein Leistungsverstärker mit geringer Phasendrehung und hoher Stabilität der Ausgangsspannung beim Anschalten einer induktiven Last.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Die Erfindung löst die Aufgabe, ein Verfahren für einen Leistungsverstärker zu schaffen, durch das der Laststrom nur einen sehr geringen Spannungsabfall zwischen der Eingangsklemme und der Ausgangsklemme erzeugt.

Der Leistungsverstärker soll als Stromtreiber am Ausgang eines bipolaren Operationsverstärkers mit einer typischen Transitfrequenz von 3 MHz einsetzbar sein und unter dieser Bedingung eine höhere kapazitive Belastung als ein komplementärer Emitterfolger bei vergleichbarer leistungsmäßiger Dimensionierung zulassen.

Das bedeutet, das Verfahren muß sich in eine Schaltung umsetzen lassen, die erstens im Bereich der genannten Transitfrequenz (3 MHz) einen kleineren dynamischen Ausgangswiderstand als der komplementäre Emitterfolger besitzt und zweitens die höhere kapazitive Belastung nicht durch dynamische Instabilität grundsätzlich ausschließt, grundsätzlich insofern, daß auch durch eine Frequenzgangkorrektur unter der Bedingung einer ausreichend hohen Leistungsbandbreite des Verstärkers (Slew-Rate mindestens 1 V/µs) keine Stabilität erreicht werden kann.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß der Laststrom eines Verstärkers mit einem npn-Transistor und mit einer Meßrichtung für den Kollektorstrom des npn-Transistors durch zwei steuerbare Stromquellen bereitgestellt wird, wobei in bekannter Weise die erste Stromquelle mit dem Kollektor-Emitter-Strompfad des npn-Transistors in Reihe geschaltet ist, während erfindungsgemäß die zweite Stromquelle dem Kollektor-Emitter-Strompfad des npn-Transistors parallelgeschaltet ist, daß mit Hilfe einer Steuerung der Strom einer der beiden Stromquellen reduziert wird, wenn sich der Strom der anderen Stromquelle erhöht, und umgekehrt, und daß das Verhältnis zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert des Kollektorstroms des npn-Transistors durch ausreichende Höhe des Minimalwertes klein gehalten wird.

Ausführungsbeispiel

Fig. 1 zeigt das Blockschaltbild für das Verfahren gemäß Anspruch 1.

Fig. 2 zeigt das Blockschaltbild für das Verfahren gemäß Anspruch 2.

Fig. 3 zeigt die Ströme i_{Q1} und i_{Q2} als Funktion von i_C unter der Bedingung, daß die Summe der beiden Ströme i_{Q1} und i_{Q2} der Stromquellen Q 1 und Q 2 konstant ist, d. h. durch die Steuerung 7 die lineare Funktion

$$i_{Q2} = i_{Q1max} - i_{Q1} \quad (1)$$

realisiert wird.

In der Praxis muß der Anstieg der Geraden $i_{Q2} = f(i_{Q1})$ nach Gleichung 1 nicht exakt -1 sein.

Figur 4 zeigt den Verlauf der Ströme von Figur 1 oder Figur 2 bei sinusförmiger Vollaussteuerung des Leistungsverstärkers.

Das erfindungsgemäße Verfahren arbeitet mit einer Regeleinrichtung. In Figur 1 umfaßt die Regeleinrichtung die Meßeinrichtung 3 für den Kollektorstrom i_C , den Differenzverstärker 6, der eine Einrichtung zur Differenzbildung 4 und einen Verstärker 5 enthält, die Stromquellen Q 1, Q 2 und die Steuerung 7.

In Figur 2 umfaßt die Regeleinrichtung die Meßeinrichtung 3 für den Kollektorstrom i_C , die Stromquellen Q 1, Q 2 und die Steuerung 7. An die Stelle der Einrichtung zur Differenzbildung 4 in Figur 1 tritt die in Figur 2 nicht dargestellte Maßnahme, daß die zweite Stromquelle erst dann aufgesteuert wird, wenn der Kollektorstrom bzw. das von ihm abgeleitete Signal einen Minimalwert überschreitet, und an die Stelle des Verstärkers 5 in Figur 1 tritt das große Übersetzungsverhältnis zwischen dem Strom i_{Q2} der zweiten Stromquelle Q 2 und dem Kollektorstrom i_C . Gemäß Figur 1 oder 2 gilt die Knotenpunktgleichung.

$$i_E + i_{Q2} - i_L = 0 \quad (2)$$

Aus der Knotenpunktgleichung 2 und der Beziehung $i_E \approx i_C$ ergibt sich die Konsequenz, daß die Regeleinrichtung auf eine Veränderung des Laststroms i_L mit einer gegensinnigen Änderung des Stroms i_{Q1} und mit einer gleichsinnigen Änderung des Stroms i_{Q2} reagiert. Durch die Regelung wird der Laststrom i_L weitestgehend von den beiden Stromquellen Q 1 und Q 2 bereitgestellt, und der Kollektorstrom i_C ändert sich mit dem Laststrom nur noch im Verhältnis $i_C : i_L = 1 : V_{off}$ (V_{off} : offene Verstärkung der Regeleinrichtung).

Die maximale Änderung des Kollektorstroms ist demzufolge gleich dem Quotienten aus der maximalen Änderung des Laststromes und der offenen Verstärkung der Regeleinrichtung. Die maximale Änderung des Laststroms ist bei Vernachlässigung des Kollektorstroms gleich der Summe $i_{Q1max} + i_{Q2max}$.

Erfindungsgemäß wird die zweite Stromquelle Q 2 erst dann aufgesteuert, wenn der Kollektorstrom i_C einen Minimalwert ausreichender Höhe (i_{Cmin}) überschreitet. Dadurch kann das Verhältnis zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert des Kollektorstroms klein gehalten werden. Aus einem kleinen Verhältnis resultieren eine geringe Änderung der Basis-Emitter-Spannung des npn-Transistors T und daraus eine hohe Konstanz der Ausgangsspannung beim Anschalten einer induktiven Last. Ein weiterer Vorteil gegenüber einem Verstärker der eingangs genannten Art (Anspruch 1) besteht darin, daß der Eingangswiderstand des Leistungsverstärkers nicht mehr vom Vorzeichen des Laststroms abhängig ist.

Bei $i_L = 0$ wird der Strom i_{Q1} der ersten Stromquelle Q 1 gleich dem Ruhestrom I_R des Leistungsverstärkers (vergl. Figur 4). Der Kollektorstrom nimmt den Ruhewert i_{CR} an. Zur Ermittlung des theoretischen Wirkungsgrades wird der Kollektorstrom vernachlässigt: $i_C = 0$, $i_{CR} = 0$.

Der Ruhestrom I_R nimmt dann den Wert $I_R = i_{Q1R} = i_{Q2R} = i_{Q1max} : 2$ an, und der maximale Laststrom ist gleich dem maximalen Strom i_{Q1max} der ersten Stromquelle Q 1 und damit doppelt so groß wie der Ruhestrom I_R . Daraus ergibt sich bei sinusförmiger Aussteuerung des Leistungsverstärkers ein theoretischer Wirkungsgrad von 50%, wobei die aufgenommene Leistung konstant ist, da der Mittelwert des Stromes i_{Q1} mit dem Ruhestrom I_R übereinstimmt (Figur 4). Der Wirkungsgrad wird praktisch durch den Kollektorstrom i_C und durch den begrenzten maximalen Ausgangsspannungshub auf einen etwas kleineren Wert reduziert.

Wie Figur 4 zeigt, wird die erste Stromquelle Q 1 strommäßig etwas stärker als die zweite Stromquelle Q 2 belastet, sofern der Laststrom ein reiner Wechselstrom ist. Die quantitativ genaue Darstellung der Kurven von Figur 4 beruht auf der Annahme folgender Verhältnisse:

$$i_C = 0,2 i_{Lmax}$$

$$i_{Q1} = 10(i_C - i_{C1}),$$

$$i_{Q2} = i_{Q1max} - i_{Q1} \text{ (Gültigkeit der Gleichung 1).}$$

Figur 5 zeigt ein Ausführungsbeispiel für das Verfahren nach Anspruch 1.

Die Stromquellen Q 1 und Q 2 enthalten jeweils einen Transistor (T_{Q1} , T_{Q2}) mit einem Emitterwiderstand (R_{E1} , R_{E2}) und werden spannungsgesteuert. Der Kollektorstrom i_C erzeugt an einem Meßwiderstand R_M einen Spannungsabfall, mit dem die Auswertung des Kollektorstroms erfolgt.

Der Meßwiderstand R_M erlaubt einen zeitlich begrenzten, bei ausreichender Belastbarkeit der Stromquellen Q 1 und Q 2 einen zeitlich unbegrenzten Kurzschluß des Leistungsverstärkers. Wenn auf diesen Vorteil verzichtet wird, kann der Meßwiderstand durch eine Diode ersetzt werden. Die Temperaturabhängigkeit der Flußspannung steht dem Einsatz einer Diode nicht entgegen, da der Kollektorstromkreis des ersten Transistors T 1 vom Laststromkreis getrennt ist.

Zur Realisierung des Differenzverstärkers 6 nach Figur 1 wurde in bekannter Weise ein zweiter Transistor T 2 vom npn-Leitungstyp in Basisschaltung eingesetzt.

Von den beiden Dioden D 1 und D 2, die zwischen den positiven Pol 1 der Betriebsspannungsquelle und die Basis des zweiten Transistors T 2 geschaltet sind, ist eine Diode zur Kompensation der Basis-Emitter-Spannung des zweiten Transistors T 2 bestimmt. Die zweite Diode arbeitet als Referenzspannungsquelle; der Quotient aus ihrer Flußspannung U_F und dem Wert des

Meßwiderstandes R_M ergibt den Referenzwert I_C gemäß Figur 1.

Eine Änderung des Kollektorstroms I_C verursacht eine um $R_1 : R_{E1}$ größere Änderung des Stromes i_{Q1} der ersten Stromquelle, unabhängig vom Verhältnis der Widerstände R_1 und R_M . Die dritte Diode D3 ist zur Kompensation der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_{Q1} der ersten Stromquelle Q1 bestimmt. Dadurch öffnet die Stromquelle Q1 genau dann, wenn der Kollektorstrom I_C den Referenzwert $I_C = U_F : R_M$ unterschreitet (Figur 3). Außerdem ermöglicht die Kompensation mit der dritten Diode D3 die Dimensionierung $R_1 \leq R_M$, und für den Emitterwiderstand R_{E1} kann ein sehr kleiner Wert festgelegt werden, ohne daß dafür ein sehr großes Verhältnis $R_1 : R_{E1}$ erforderlich ist.

Die Steuerung 7 von Figur 1 ist durch einen dritten Transistor T3, zwei Widerstände R2, R3 und drei Dioden D4, D5, D6 realisiert. Von den beiden Dioden D4 und D5, die zwischen die Basis des dritten Transistors T3 und den negativen Pol 2 der Betriebsspannungsquelle geschaltet sind, ist eine Diode zur Kompensation der Basis-Emitter-Spannung des dritten Transistors T3 bestimmt.

Unter Voraussetzung $R_2 = R_3$ (R_{E1} (das Verhältnis $R_2 : R_{E1}$ sollte mindestens 10 sein) gilt, daß dem Widerstand R2 eine Spannung U_{R2} aufgeprägt wird, die mit ausreichender Genauigkeit (bei guter Kompensation der Basis-Emitter-Spannung des dritten Transistors) der Differenz aus der Flußspannung U_F der fünften Diode D5 oder der vierten Diode D4 und dem Spannungsabfall U_{RE1} am Emitterwiderstand R_{E1} der ersten Stromquelle Q1 entspricht:

$$U_{R2} = U_F - U_{RE1} \quad (3)$$

Unter der Bedingung $R_2 = R_3$ nimmt die Spannung U_{R3} am Widerstand R3 den gleichen Wert an ($U_{R3} = U_{R2}$).

Die sechste Diode D6 ist zur Kompensation der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_{Q2} der zweiten Stromquelle Q2 bestimmt, so daß sich der Strom i_{Q2} der zweiten Stromquelle mit ausreichender Genauigkeit aus

$$i_{Q2} = \frac{U_F - U_{RE1}}{R_{E2}} \quad (4)$$

ergibt.

Weiterhin gilt die Dimensionierungsvorschrift $R_{E1} = R_{E2}$. Daraus folgt

$$i_{Q2} = \frac{U_F - U_{RE1}}{R_{E1}} = \frac{U_F}{R_{E1}} - i_{Q1} \quad (5)$$

Die Summe der beiden Ströme i_{Q1} und i_{Q2} der Stromquellen Q1 und Q2 ergibt sich also aus dem konstanten Verhältnis $U_F : R_{E1}$.

Figur 6 zeigt ein Ausführungsbeispiel für das Verfahren nach Anspruch 2. Die Stromquellen Q1 und Q2 enthalten jeweils einen Transistor (T_{Q1} , T_{Q2}) mit einem Emitterwiderstand (R_{E1} , R_{E2}) und werden spannungsgesteuert. Der Kollektorstrom I_C erzeugt an einem Meßwiderstand R_M einen Spannungsabfall, mit dem die Auswertung des Kollektorstroms erfolgt.

Die Steuerung (mit T3, R2, R3, D4, D5 und D6) ist komplementär zur Steuerung in Figur 5 aufgebaut. Der Meßwiderstand R_M und der Emitterwiderstand R_{E2} der zweiten Stromquelle Q2 sind so zu dimensionieren, daß ein ausreichend großes Übersetzungsverhältnis zwischen dem Strom i_{Q2} der zweiten Stromquelle und dem Kollektorstrom I_C des ersten Transistors T1 zustandekommt.

Die zweite Stromquelle Q2 wird erst dann aufgesteuert, wenn der Spannungsabfall am Meßwiderstand die Durchlaßspannung U_D der Basis-Emitter-Diode des Transistors T_{Q2} der zweiten Stromquelle überschreitet. Diesem Spannungsabfall ist der Minimalwert I_{Cmin} des Kollektorstroms zuzuordnen.

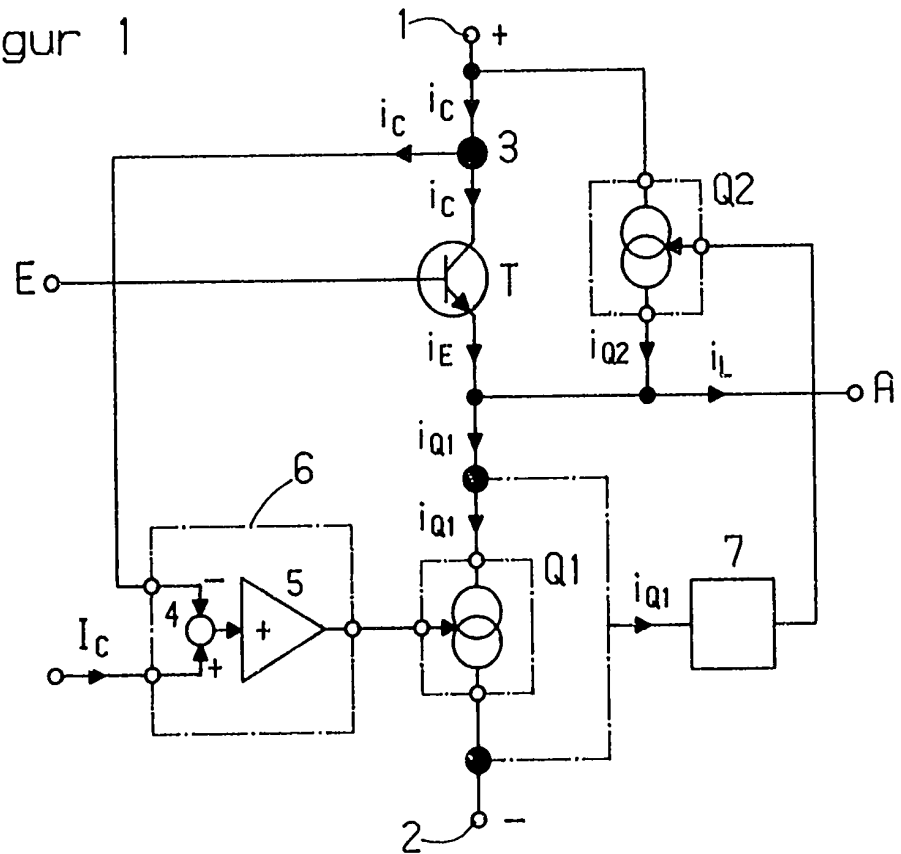
Die erste Stromquelle Q1 wird zugesteuert, wenn der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R_{E2} der zweiten Stromquelle die Flußspannung U_F der fünften Diode D5 bzw. der vierten Diode D4 überschreitet. Der Spannungsabfall am Meßwiderstand R_M ist dann gleich der Summe aus der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} des Transistors T_{Q2} der zweiten Stromquelle und der Flußspannung U_F . Diesem Spannungsabfall ist der Maximalwert I_{Cmax} des Kollektorstroms zuzuordnen. Das Verhältnis zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert des Kollektorstroms beträgt also

$$\frac{I_{Cmax}}{I_{Cmin}} = \frac{U_{BE} + U_F}{U_D} \quad (6)$$

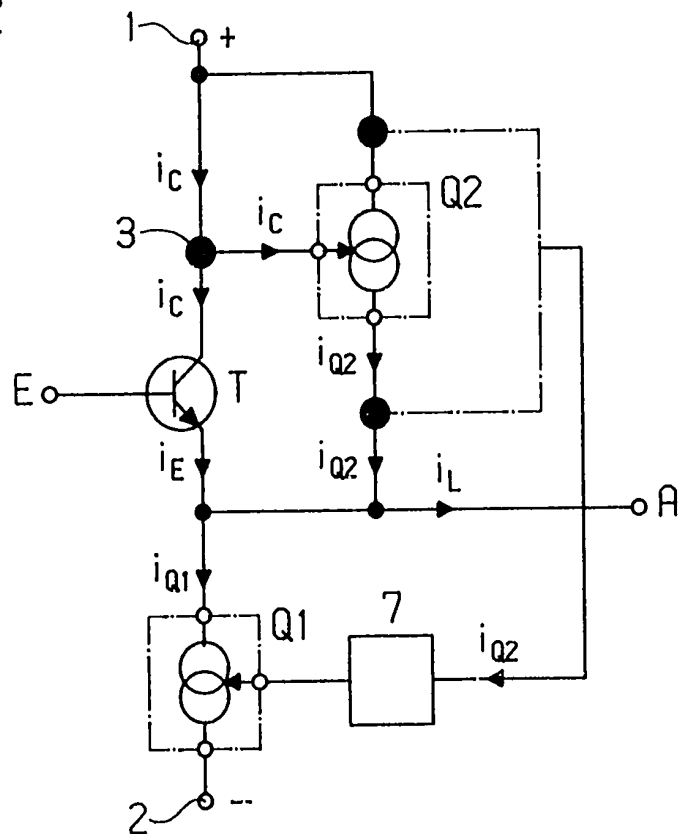
Mit $U_{BE} \approx U_F \approx U_D$ wird $I_{Cmax} : I_{Cmin} \approx 2$.

Es ist selbstverständlich zweckmäßig, für die zweite, dritte, vierte und sechste Diode (Figuren 5 und 6) je einen Transistor einzusetzen, der mit dem Transistor, dessen Basis-Emitter-Spannung kompensiert werden soll, auf einem gemeinsamen Chip integriert ist.

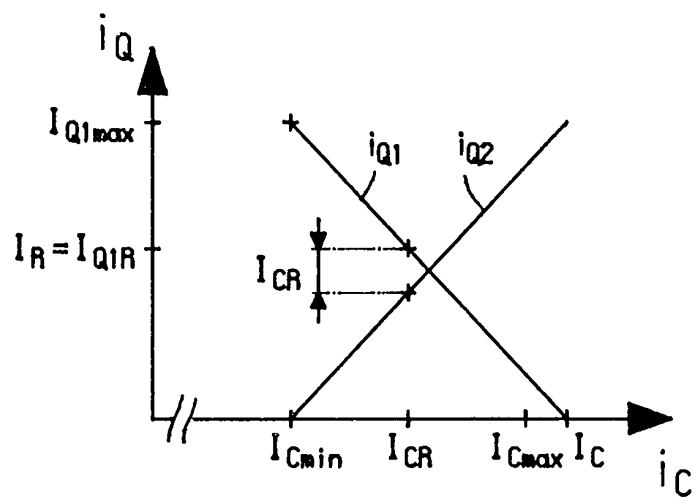
Figur 1



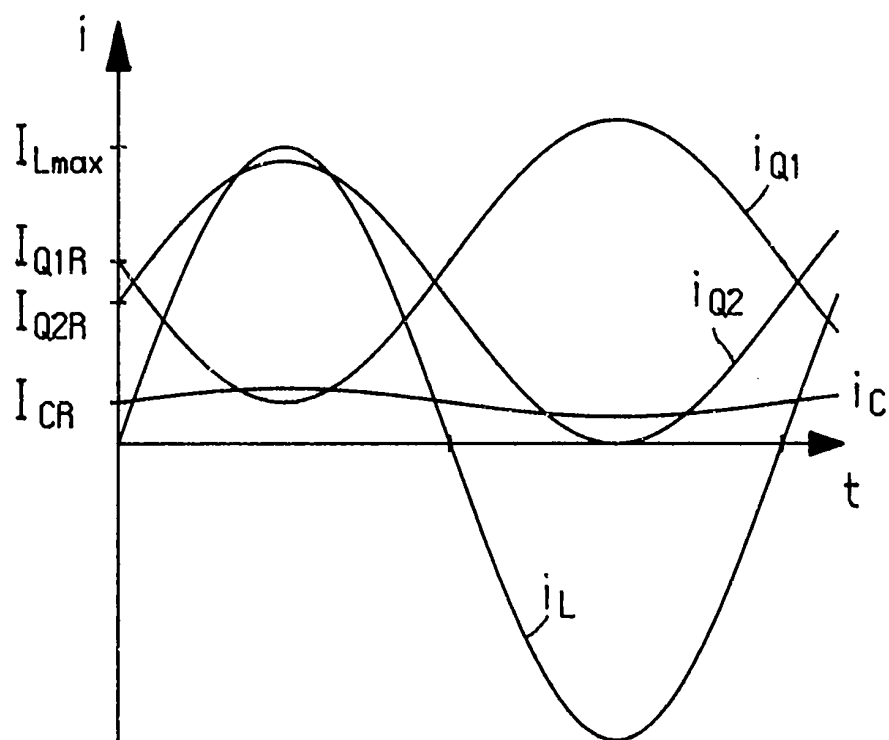
Figur 2



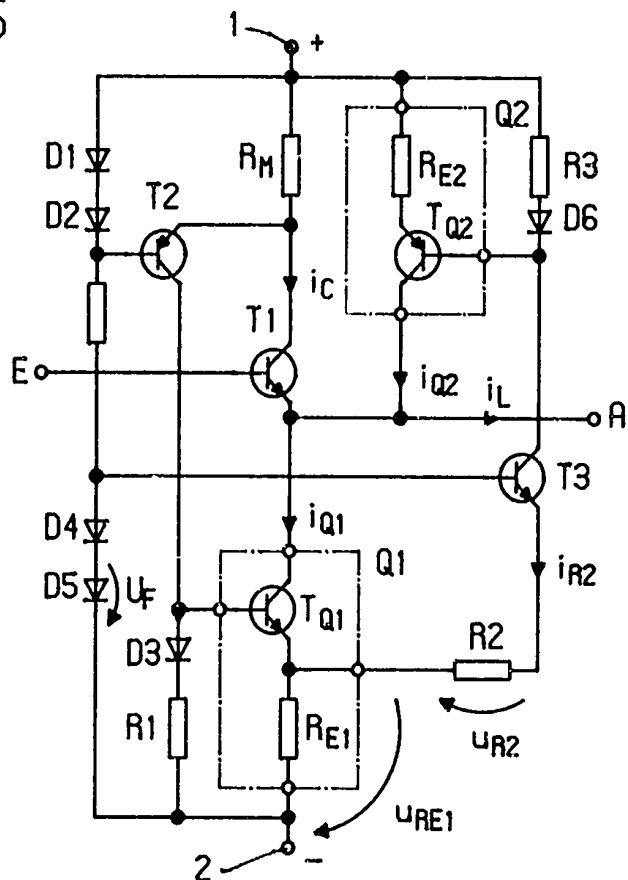
Figur 3



Figur 4



Figur 5



Figur 6

