

12 **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

21 Anmeldenummer: **87103064.9**

51 Int. Cl.4: **G05F 3/30 , G05F 3/28**

22 Anmeldetag: **04.03.87**

30 Priorität: **26.03.86 DE 3610158**

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
**30.09.87 Patentblatt 87/40**

84 Benannte Vertragsstaaten:  
**FR GB IT**

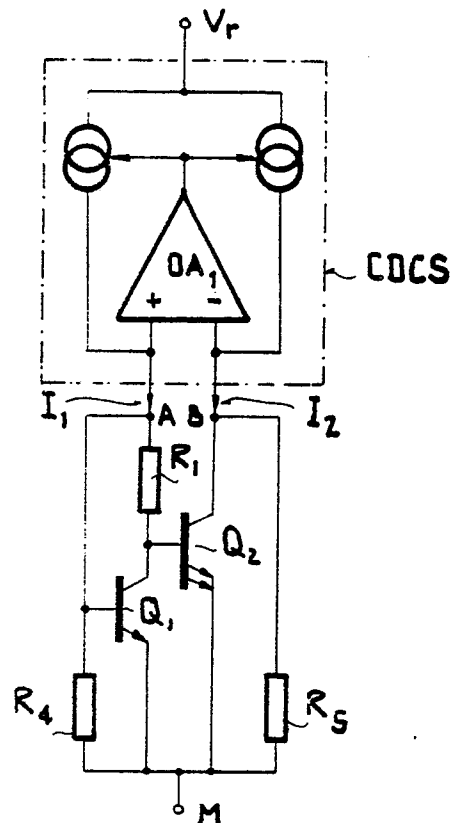
71 Anmelder: **TELEFUNKEN electronic GmbH**  
**Theresienstrasse 2**  
**D-7100 Heilbronn(DE)**

72 Erfinder: **Boehme, Rolf, Dr.**  
**Koenigsberger Strasse 23**  
**D-7107 Bad Friedrichshall(DE)**  
 Erfinder: **Sieber, Jürgen**  
**Raffeltersteige 15**  
**D-7100 Heilbronn(DE)**

74 Vertreter: **Maute, Hans-Jürgen, Dipl.-Ing.**  
**TELEFUNKEN electronic GmbH**  
**Theresienstrasse 2**  
**D-7100 Heilbronn(DE)**

54 **Referenzstromquelle.**

57 Bei einer Referenzstromquelle mit zwei Transistoren und einer gesteuerten Doppelstromquelle, bei der die Basis des zweiten Transistors am Kollektor des ersten Transistors angeschlossen ist, ist der Emitter des ersten Transistors mit einem Bezugspunkt und der erste Anschluß der gesteuerten Doppelstromquelle mit der Basis des ersten Transistors und der zweite Anschluß der gesteuerten Doppelstromquelle mit dem Kollektor des zweiten Transistors verbunden. Bei der Referenzstromquelle ist außerdem entweder ein erster Widerstand zwischen die Basis und den Kollektor des ersten Transistors eingefügt und der Emitter des zweiten Transistors mit dem Bezugspunkt verbunden oder der erste Widerstand ist zwischendem Emitter des zweiten Transistors und dem Bezugspunkt eingefügt und die Basis und der Kollektor des ersten Transistors sind miteinander verbunden. Weiterhin befindet sich zwischen der Basis des ersten Transistors und dem Bezugspunkt ein Widerstand und/oder zwischen dem Kollektor des zweiten Transistors und dem Bezugspunkt ist ein Widerstand angeschlossen.



**FIG. 2**

## Referenzstromquelle

Die Erfindung betrifft eine Referenzstromquelle gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Während die Stabilisierung von Spannungen viel Aufmerksamkeit gefunden hat, wurde die Stabilisierung von Strömen bisher weniger beachtet. In einer Reihe von Anwendungen, z. B. bei der Versorgung aus Stromquellen innerhalb einer bipolaren integrierten Schaltung und bei gewissen Typen von DA- und AD-Umsetzern, ist aber primär ein stabiler Strom erforderlich. Zwar ist es möglich, stabile Ströme von einer Referenzspannungsquelle abzuleiten. Dies ist aber stets mit Mehraufwand und Genauigkeitsverlust verbunden. Deshalb besteht ein erhebliches technisches Interesse auch für Mittel und Methoden zur Stabilisierung von Strömen.

Die auf R.J. Widlar zurückgehende Bandgap-Stabilisierung (IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-6, No. 1, 1971) betrifft die Spannungsstabilisierung. Sie erreicht ähnlich gute Parameter wie die bis dahin vorwiegend verwendete Zener-Dioden-Stabilisierung, kommt mit kleineren Versorgungsspannungen aus und kann vorteilhaft innerhalb einer bipolaren Halbleiterschaltung implementiert werden. Der Kern der Schaltung besteht aus zwei Transistoren, deren Stromdichten durch einen schaltungstechnischen Kunstgriff in einem bestimmten Verhältnis gehalten werden. Der sich daraus ergebende Spannungsunterschied der Basismitterdioden ist proportional zur absoluten Temperatur. Er wird einem Widerstand zugeführt, der am Emitter des Transistors mit der kleineren Stromdichte angeordnet ist und dadurch ergibt sich, daß die Stromaufnahme der beiden Transistoren proportional zur absoluten Temperatur wird. In der US-PS 4 059 793 ist aufgezeigt, daß dieser Widerstand auch zwischen Basis und Kollektor des Transistors mit der höheren Stromdichte vorteilhaft angeordnet werden kann. Einen Hinweis, daß innerhalb dieser Grundanordnung ein Strom mit frei einstellbarem Temperaturkoeffizienten erzeugt werden kann, gibt J.E. Hanna in der US-PS 4 091 321. Dies wird dadurch erreicht, daß einem Transistor der Bandgap-Schaltung, der einen zur absoluten Temperatur proportionalen Strom führt, ein Widerstand parallel geschaltet wird. Dieser Widerstand zeigt eine Stromaufnahme proportional zur Basisemitterspannung, die einen negativen Temperaturkoeffizienten besitzt. Die Summe der beiden Ströme besteht somit aus einem temperaturabhängig ansteigenden und einem abfallenden Strom, durch Wichtung kann eine Temperaturunabhängigkeit erreicht werden. Da sich die erwähnte PS mit der

Erzeugung temperaturstabiler Spannungen beschäftigt, sind keine Hinweise auf eine Ausnutzung dieses Effektes zur Schaffung temperaturstabiler Stromquellen enthalten.

5 Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Schaltung für einen oder mehrere möglichst stabile Ausgangsströme anzugeben, die sich für eine bipolare Integration eignet, wobei der oder die Ströme weder von der Temperatur noch von der Versorgungsspannung abhängig sein sollen, wobei die Versorgungsspannung einen großen Bereich durchlaufen kann und wobei auch kleine Werte der Versorgungsspannung zulässig sein sollen.

10 Diese Aufgabe wird bei einer Referenzstromquelle der eingangs erwähnten Art durch die kennzeichnenden Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

Die Erfindung wird im folgenden anhand von Beispielen erläutert. In den zugehörigen Zeichnungen zeigen:

20 Fig. 1 bekannte Formen der Spannungsstabilisierung,

Fig. 2 das Grundprinzip der Stromstabilisierung,

25 Fig. 3 die Ausführung der gesteuerten Stromquellen,

Fig. 4 eine erste Verstärkeranordnung,

Fig. 5 eine zweite Verstärkeranordnung mit pnp-Stromquellen,

Fig. 6 eine Anordnung mit npn-Stromquellen.

30 In Fig. 1 ist die bekannte Bandgap-Spannungsstabilisierung in prinzipieller Form dargestellt. Fig. 1a zeigt die erste Form der Stabilisierung, die sich an die genannte Veröffentlichung von Widlar anlehnt. Die zweite Form entstammt der ebenfalls genannten US-PS von Ahmed, sie ist unabhängiger gegenüber Bauelementschwankungen und hat eine höhere innere Verstärkung.

35 Die an sich bekannte Wirkungsweise dieser Schaltung beruht darauf, daß den beiden Transistoren über die Widerstände  $R_2$ ,  $R_3$  Ströme  $I_1$ ,  $I_2$  zugeführt werden, die zueinander im umgekehrten Verhältnis dieser Widerstände stehen:  $I_2/I_1 = R_2/R_3$ . Mittels dieses Stromverhältnisses und weiter mittels des Verhältnisses der Emitterbasisfläche der beiden Transistoren wird ein bestimmtes Verhältnis der Stromdichten der Emitterbasisperrschicht der Transistoren  $Q_1$ ,  $Q_2$  festgelegt. In den Schaltungen der Fig. 1 ist angenommen, daß der zweite Transistor  $Q_2$  die kleinere Stromdichte erhalten hat. Seine Basis-Emitter-Spannung ist deshalb kleiner. Der Spannungsunterschied wird in beiden Varianten als Spannungsabfall über dem Widerstand  $R_1$  wirksam. Da, wie die Beschreibung des bipolaren Transistors zeigt, der Spannungsunterschied proportional zur absoluten

Temperatur ist, wird der Strom durch R1 ebenfalls proportional zur absoluten Temperatur. Weiter ist in der Schaltung der Fig. 1a der Strom durch R1 dem Strom I2 nahezu gleich, in der Schaltung der Fig. 1b dem Strom I1. Also wird der Spannungsabfall über den Widerständen R2, R3 ebenfalls proportional zur absoluten Temperatur. Der Kompensationseffekt hinsichtlich der erzeugten Spannung  $V_r$  besteht darin, daß der mit der Temperatur zunehmende Spannungsabfall über R2 zu dem mit der Temperatur abnehmenden Spannungsabfall über der Emitterbasisdiode des ersten Transistors Q1 addiert wird.

Um zu einem von der Temperatur unabhängigen Strom zu kommen, ist nach Fig. 2 vorgesehen, den durch Transistor Q1 und Transistor Q2 fließenden, mit der Temperatur zunehmenden Strömen je einen abnehmenden Strom hinzuzufügen. Dies erfolgt gemäß der Erfindung durch Parallelschaltung von Widerständen R4, R5, da, wie gesagt, der Spannungsabfall über dem Transistor einen negativen Temperaturgang aufweist. Durch geeignete Wahl dieser Widerstände erreicht man, daß der Temperaturkoeffizient der Ströme I1, I2 in Fig. 2 null wird. Es hat sich gezeigt, daß man bei der Wahl der Widerstände nicht auf das Verhältnis der in den Transistoren Q1, Q2 fließenden Ströme Rücksicht nehmen braucht. Es ist also nicht erforderlich, daß der durch den Widerstand R4 fließende Strom zu dem Strom durch den Widerstand R5 im selben Verhältnis steht, wie der durch den Transistor Q1 fließende Strom zu dem durch den Transistor Q2 fließende Strom. Insbesondere ist es möglich, einen der Widerstände R4, R5 wegzulassen und trotzdem den Punkt der Temperaturunabhängigkeit der Ströme I1, I2 einzustellen. Dieser Umstand erleichtert die Ausführung der Verstärkerschaltung besonders hinsichtlich des Startverhaltens.

Die in Fig. 1 gezeigte Schaltung mit Differenzverstärker OA und Widerständen R2, R3 bezieht sich auf die Erzeugung temperaturstabiler Spannungen. Für die Erreichung der Temperaturkompensation des Stromes kommt es auf die Ausführung der Verstärkerschaltung nicht an. Wesentlich ist nur, daß das Verhältnis der beiden Ströme I1, I2 unabhängig von ihrer Größe gewahrt bleibt und daß die Spannungsdifferenz zwischen Basis und Transistor Q1 und Kollektor und Transistor Q2 gegen null geht. Es soll also gelten  $I_1 = R_{t1} \cdot U_{ab}$  und  $I_2 = R_{t2} \cdot U_{ab}$ , wobei  $U_{ab}$  die Spannung zwischen den Knoten A und B in der Schaltung der Fig. 2 bedeutet und wobei  $R_{t1}$  und  $R_{t2}$  Übertragungswiderstände sind, die einen möglichst hohen Wert aufweisen sollen, aber in einem festen Verhältnis zueinander stehen. Diese Modellvorstellung wird mit "gesteuerte Doppelstromquelle" bezeichnet.

Eine bevorzugte Ausführungsform der gesteuerten Doppelstromquelle wird in Fig. 3 gezeigt. Sie besteht aus einem Differenzverstärker OA1, dessen Eingang an den Knoten A, B angeschlossen ist und zwei Transistoren Q3, Q4 mit gegenüber den Transistoren Q1, Q2 komplementärer Leitfähigkeit. Die Basen der Transistoren Q3, Q4 sind mit dem Ausgang des Differenzverstärkers OA1 verbunden. Die Emittoren der Transistoren Q3, Q4 sind gegebenenfalls über Widerstände R6, R7 mit einer Versorgungsspannung  $V_s$  verbunden. Der Kollektor des Transistors Q3 ist am Knoten A und der Kollektor des Transistors Q4 ist am Knoten B angeschlossen. Wenn man die Eingangsströme des Differenzverstärkers OA1 vernachlässigen kann, sind die Kollektorstrome der Transistoren Q3, Q4 mit den in Fig. 2 eingetragenen Strömen I1, I2 identisch. Durch die Ausführung der Transistoren Q3, Q4 wird das Verhältnis der Ströme I1, I2 festgelegt. Dabei kann durch zusätzlich eingefügte Emittorwiderstände R6, R7 der Effekt von Toleranzen sowie der Rauschbeitrag der Transistoren Q3, Q4 reduziert werden. Die Fig. 3 zeigt einen weiteren Transistor Qp, dessen Basis ebenfalls mit dem Ausgang des Differenzverstärkers OA1 verbunden ist und dessen Emittor ebenfalls, gegebenenfalls über einen Emittorwiderstand R<sub>p</sub>, mit der Versorgungsspannung  $V_s$  verbunden ist. Er fügt der gesteuerten Doppelstromquelle einen dritten Ausgang hinzu, der den gleichen oder verhältnismäßigen Ausgangsstrom  $I_r$  führt und in einem symbolisch als Lastwiderstand R1 dargestellten Verbraucher genutzt wird.

In Fig. 4 ist eine erste Ausführungsform des in Fig. 3 eingeführten Differenzverstärkers OA1 dargestellt. Sie besteht aus dem Differenzverstärker mit den Transistoren Q5, Q6, deren Basen an den Knoten A, B, angeschlossen sind und deren Emittoren mit dem Bezugspunkt verbunden sind, wobei zwischen den Emittoren und dem Bezugspunkt auch ein Widerstand eingefügt sein kann, um die Arbeitsströme zu beeinflussen oder einen Gleichtakteinfluß zu vermindern. Die Differenzstufe arbeitet auf einen Stromspiegel aus den zu den Transistoren Q5 und Q6 komplementären Transistoren Q7 und Q8, deren Emittoren an der Versorgungsspannung angeschlossen sind. Dabei ist der Kollektor des Transistors Q6 mit Kollektor und Basis des Transistors Q8 und der Basis des Transistors Q7 verbunden und die Verbindung der Kollektoren der Transistoren Q5 und Q7 bildet den Ausgang des Differenzverstärkers OA1.

Die Schaltung Fig. 4 zeigt auch das erwähnte Startproblem, wenn keine spezielle Startschaltung mit den Transistoren Qs1 und Qs2 und den Widerständen Rs1, Rs2, Rs3 vorhanden ist. Da die Knoten A und B über die Widerstände R4, R5 mit dem Bezugspunkt verbunden sind, bleibt die Basis der

Transistoren Q1, Q2 auch nach dem Einschalten der Versorgungsspannung auf Nullpotential und die Schaltung stromlos. Entfernt man jedoch den Widerstand R4, so kann sich am Knoten A durch Restströme ein Anfangspotential aufbauen, das zu einem ersten Strom im Transistor Q5 führt. Dieser Strom kehrt durch die Stromverstärkung des Transistors Q3 mit mehrfachem Wert zum Knoten A zurück und führt zum lawinenartigen Anwachsen des Gesamtstromes, bis infolge zunehmenden Spannungsabfalls am Widerstand R1 der Strom des Transistors Q2 gedrosselt wird, das Potential am Knoten B ansteigt, der Transistor Q6 stromführend wird und über den Stromspiegel Q8, Q7 die weitere Stromzunahme verhindert, womit die Schaltung in den erwünschten Arbeitspunkt eingetreten ist. Für diese Art des Starts ist also entscheidend, daß die Temperaturkompensation einseitig mit dem Widerstand R5 ausgeführt werden kann.

Eine wesentlich andere Ausführung des Differenzverstärkers OA1 ist in Fig. 5 dargestellt. Bei ihr wird das Potential der Knoten A, B nicht direkt einem Differenzeingang zugeführt. Die Wirkungsweise beruht hier darauf, daß dem am Knoten B angeschlossenen Transistor Q6 der gleiche Arbeitspunkt aufgeprägt wird wie dem Transistor Q1, so daß auch die Potentiale der Knoten A und B untereinander gleich werden müssen. Zu diesem Zweck ist die Stromquelle mit dem Transistor Q10 vorgesehen, dessen Basis mit der Basis der übrigen Stromquellentransistoren Q3, Q4 verbunden ist und dessen Emitter ebenfalls wie bei den Stromquellentransistoren mit der Versorgungsspannung Vs verbunden ist. Über die Verbindung der Kollektoren der Transistoren Q6, Q10 bestimmt der Transistor Q10 den Strom im Transistor Q6. Der nachgeschaltete Verstärkungs transistor Q9 bildet den Ausgang des Verstärkers und steuert die miteinander verbundenen Basen der Stromquellentransistoren. In dieser Konfiguration kommt man mit drei Transistoren für den Verstärker OA1 aus. Weiterhin ist es ohne Nachteile möglich, auch eine größer Anzahl Transistoren Qp1 ... Qpi als Ausgangsstromquellen vorzusehen, da die hohe Schleifenverstärkung über die Transistoren Q6, Q9 eine größere Belastung zuläßt. Die Transistoren Q9 und Q10 bilden einen wirksamen Startkreis dieser Schaltung, so daß beide Kompensationswiderstände R4, R5 angeschlossen sein dürfen.

Schließlich zeigt Fig. 6 eine Konfiguration, bei der die Stromquellentransistoren Qn1 ... Qni vom gleichen Leitfähigkeitstyp sind wie die Transistoren Q1, Q2 der inneren Bandgap-Zelle. Sie gleicht der Schaltung von Fig. 5 bis auf einen als Diode geschalteten Transistor Q11, der der Basis-Emitter-Strecke der übrigen Transistorstromquellen mit einem entsprechenden Emitterwiderstand R10 parallel

geschaltet ist. Der Diodentransistor nimmt infolgedessen einen zu den übrigen Stromquellen gleichen oder verhältnismäßigen Strom auf. Vom Transistor Q9 muß dieser Strom zusammen mit den Basisströmen der Stromquellentransistoren zugeführt werden. Somit erstreckt sich der Stabilisierungseffekt nunmehr auch auf den Strom durch Transistor Q9. Weitere, zum Transistor Q9 analog angeordnete Transistoren Qn1 ... Qni dienen als stabilisierte Ausgangsstromquellen. Aus den schon erwähnten Gründen sind im Normalfall eingefügte Emitterwiderstände R9, Rn1 ... Rni zweckmäßig.

In Fig. 4 und Fig. 5 sind noch Maßnahmen zur Absicherung eines zuverlässigen Schaltungsstarts dargestellt. Eine Starthilfe, die einen Startstrom liefert, der nur wenig von der Versorgungsspannung Vs abhängt, zeigt Fig. 4. Sie besteht aus zwei Transistoren Qs1, Qs2 und drei Widerständen Rs1, Rs2, Rs3. Der erste Transistor Qs1 bildet mit den Widerständen Rs1 und Rs2 eine einfache Spannungsstabilisierung, indem der erste Widerstand Rs1 zwischen Versorgungsspannung und Basis und der zweite Widerstand Rs2 zwischen Basis und Kollektor des Transistors Qs1 angeschlossen ist. Der Widerstand Rs2 ist verhältnismäßig klein gegenüber Rs1 und wird so ausgelegt, daß sich die Kollektorspannung des Transistors Qs1 im vorgesehenen Bereich der Versorgungsspannung möglichst wenig ändert. Der zweite Transistor Qs2 empfängt diese stabilisierte Kollektorspannung zwischen Basis und Emitter, wobei vor dem Emitter noch ein weiterer Scherungswiderstand Rs3 geschaltet sein kann. Der vom Transistor Qs2 entwickelte Strom fließt in die Basen der Stromquellentransistoren Q3, Q4. Die Schaltung tritt in den Betriebszustand ein, wenn der vom Transistor Qs2 gelieferte Strom so groß ist, daß der im Transistor Q3 fließende, verstärkte Strom einen ausreichenden Spannungsabfall über dem Widerstand R4 erzeugt, um den Transistor Q5 leitend zu machen.

Eine weitere Methode der Starthilfe ist in Fig. 5 dargestellt. Dabei ist ein Starttransistor Qs vorgesehen, dessen Basis über einen Kondensator Cs mit der Versorgungsspannung Vs, dessen Emitter mit dem Bezugspunkt und dessen Kollektor mit den Basen der Stromquellentransistoren Q3, Q4 verbunden ist. Die Wirkungsweise beruht darauf, daß der Ladestromstoß bei Einschalten der Versorgungsspannung vom Transistor Qs verstärkt auf die Basen der Stromquellentransistoren geleitet wird, die damit den Stromfluß der Schaltung eröffnen. Nach der Aufladung des Kondensators Cs wird Qs stromlos.

Die stationäre Zündschaltung nach Fig. 4 hält den Arbeitspunkt der Stabilisierungsschaltung in allen Betriebszuständen aufrecht, benötigt aber einen Zusatzstrom. Die dynamische Zündschaltung

nach Fig. 5 benötigt keinen Betriebsstrom. Kommt es jedoch bei angelegter Spannung aus irgendeinem Grunde zum Abbruch des Stromflusses, so bleibt die Schaltung im Aus-Zustand.

In allen Schaltungen Fig. 3 bis Fig. 6 sind nicht mehr als zwei Transistorsysteme galvanisch in Reihe geschaltet. Das bedeutet, daß bei Verwendung von Silizium-Transistoren etwa 1 V Betriebsspannung für die Funktionsfähigkeit ausreicht.

### Ansprüche

1) Referenzstromquelle mit zwei Transistoren und einer gesteuerten Doppelstromquelle (CDCS), bei der die Basis des zweiten Transistors (Q2) am Kollektor des ersten Transistors (Q1) angeschlossen ist, der Emitter des ersten Transistors mit einem Bezugspunkt (M) verbunden ist, der erste Anschluß der gesteuerten Doppelstromquelle (CDCS) mit der Basis des ersten Transistors (Q1) und der zweite Anschluß der gesteuerten Doppelstromquelle (CDCS) mit dem Kollektor des zweiten Transistors (Q2) verbunden ist, und bei der entweder ein erster Widerstand (R1) zwischen die Basis und den Kollektor des ersten Transistors (Q1) eingefügt ist und der Emitter des zweiten Transistors (Q2) mit dem Bezugspunkt (M) verbunden ist oder der erste Widerstand (R1) zwischen dem Emitter des zweiten Transistors (Q2) und dem Bezugspunkt (M) eingefügt und die Basis und der Kollektor des ersten Transistors (Q1) miteinander verbunden sind, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen der Basis des ersten Transistors (Q1) und dem Bezugspunkt (M) ein Widerstand (R4) und/oder zwischen dem Kollektor des zweiten Transistors (Q2) und dem Bezugspunkt (M) ein Widerstand (R5) angeschlossen ist.

2) Referenzstromquelle nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Widerstand (R4) zwischen der Basis des ersten Transistors (Q1) und dem Bezugspunkt (M) und/oder der Widerstand (R5) zwischen dem Kollektor des zweiten Transistors (Q2) und dem Bezugspunkt (M) so bemessen ist, daß die Ströme (I1, I2) der gesteuerten Doppelstromquelle (CDCS) möglichst wenig von der Umgebungstemperatur abhängen.

3) Referenzstromquelle nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß im vorgesehenen Bereich der Umgebungstemperatur mindestens ein Wert der Temperatur existiert, in dessen Umgebung die Temperaturabhängigkeit der Ströme (I1, I2) der gesteuerten Doppelstromquelle (CDCS) verschwindet.

4) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Doppelstromquelle aus zwei Transistoren (Q3, Q4) besteht, die einen zum ersten und zweiten Transi-

stor (Q1, Q2) komplementären Leitungstyp aufweisen, deren Emitter direkt oder über Widerstände (R6, R7) mit einer Versorgungsspannung (Vs) verbunden und deren Basen mit dem Ausgang einer Verstärkeranordnung (OA1) verbunden sind.

5) Referenzstromquelle nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Verstärkeranordnung (OA1) ein Differenzverstärker ist, dessen erster Eingang mit der Basis des ersten Transistors (Q1) und dessen zweiter Eingang mit dem Kollektor des zweiten Transistors (Q2) verbunden ist.

6) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Verstärkeranordnung (OA1) aus einer Differenzstufe aus zwei Transistoren (Q5, Q6) besteht, die auf einen Stromspiegel aus zwei Transistoren (Q7, Q8) komplementärer Leitfähigkeit arbeitet, wobei die Basen der Differenzstufe die Eingänge bilden, die Emmitter der Differenzstufe direkt über einen Widerstand mit dem Bezugspunkt verbunden sind, die Ausgänge der Differenzstufe mit Eingang und Ausgang des Stromspiegels verbunden sind und der Ausgang des Stromspiegels den Ausgang der Verstärkeranordnung (OA1) bildet.

7) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Verstärkeranordnung (OA1) einen Eingangstransistor (Q6) aufweist, dessen Basis am Kollektor des zweiten Transistors (Q2) und dessen Emitter am Bezugspunkt (M) angeschlossen ist.

8) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Kollektor des Eingangstransistors (Q6) mit dem Kollektor eines als Stromquelle geschalteten Transistors (Q10) verbunden ist, wobei die Basis mit den Basen der Transistoren (Q3, Q4) der Doppelstromquelle verbunden und der Emitter direkt oder über einen Widerstand (R8) mit der Versorgungsspannung (Vs) verbunden ist.

9) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß am Kollektor des Eingangstransistors (Q6) die Basis eines Ausgangstransistors (Q9) angeschlossen ist, dessen Emitter gegebenenfalls über einen Widerstand (R9) mit dem Referenzpunkt verbunden ist und dessen Kollektor den Ausgang der Verstärkeranordnung (OA1) bildet und mit der Basis der Stromquellentransistoren (Q3, Q4, Q10) verbunden ist.

10) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß die Basis der Stromquellentransistoren (Q3, Q4, Q10) über einen als Diode geschalteten Transistor (Q11) direkt oder über einen Widerstand (R10) mit der Versorgungsspannung (Vs) verbunden ist.

11) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß wenigstens ein weiterer Transistor (Qp1), der als Ausgangsstromquelle dient, angeschlossen ist, wobei seine Basis mit der Basis der Stromquellen-

5

transistoren (Q3, Q4) und sein Emittter direkt oder über einen Widerstand (Rp1) mit einem Anschluß der Versorgungsspannung (Vs) verbunden ist.

10

12) Referenzstromquelle nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß wenigstens ein weiterer Transistor (Qn1), der als Ausgangsstromquelle dient, angeschlossen ist, wobei seine Basis mit der Basis des Ausgangstransistors (Q9) und sein Emittter direkt oder über einen Widerstand (Rn1) mit dem Bezugspunkt (M) verbunden ist.

15

13) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Basis der Stromquellen-

20

transistoren (Q3, Q4) mit dem Kollektor eines Starttransistors (Qs) verbunden ist, dessen Emittter mit dem Referenzpunkt und dessen Basis über einen Kondensator (Cs) mit der Versorgungsspannung (Vs) verbunden ist.

25

14) Referenzstromquelle nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß der Kollektor eines zweiten Starttransistors (Qs2) mit der Basis der Stromquellen-

30

transistoren (Q3, Q4) verbunden ist, daß die Basis des zweiten Starttransistors (Qs2) mit dem Kollektor eines ersten Starttransistors (Qs1) verbunden ist, daß ein Vorwiderstand (Rs1) von der Versorgungsspannung (Vs) zur Basis des ersten Starttransistors (Qs1) führt, daß ein weiterer Widerstand (Rs2) an die Basis und an den Kollektor des ersten Starttransistors (Qs1) angeschlossen ist und daß der Emittter des ersten Starttransistors (Qs1) mit dem Referenzpunkt und der Emittter des zweiten Starttransistors (Qs2) direkt oder über einen Widerstand (Rs3) ebenfalls mit dem Referenzpunkt verbunden ist.

35

40

45

50

55

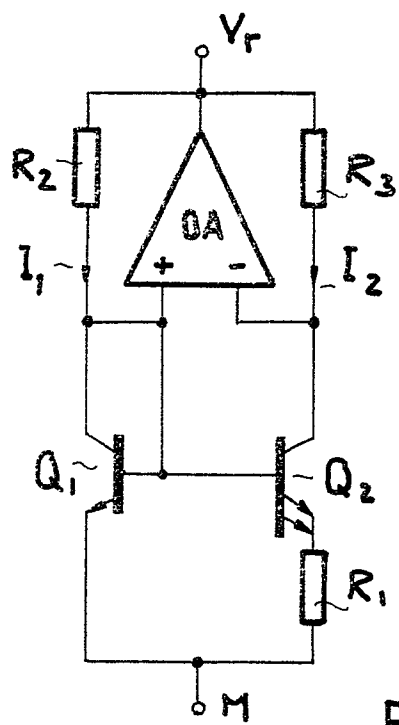


FIG. 1a

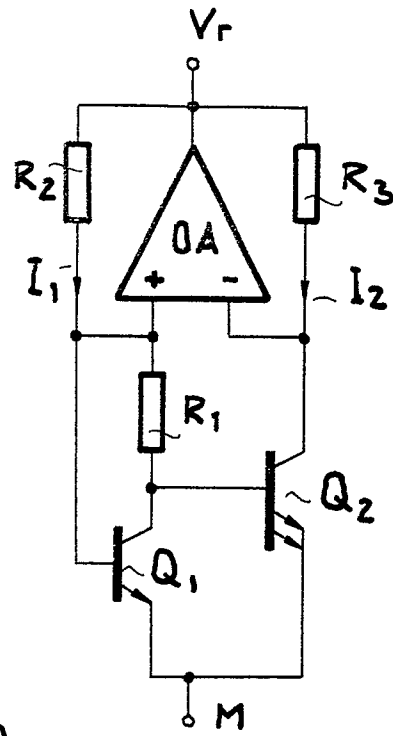


FIG. 1b

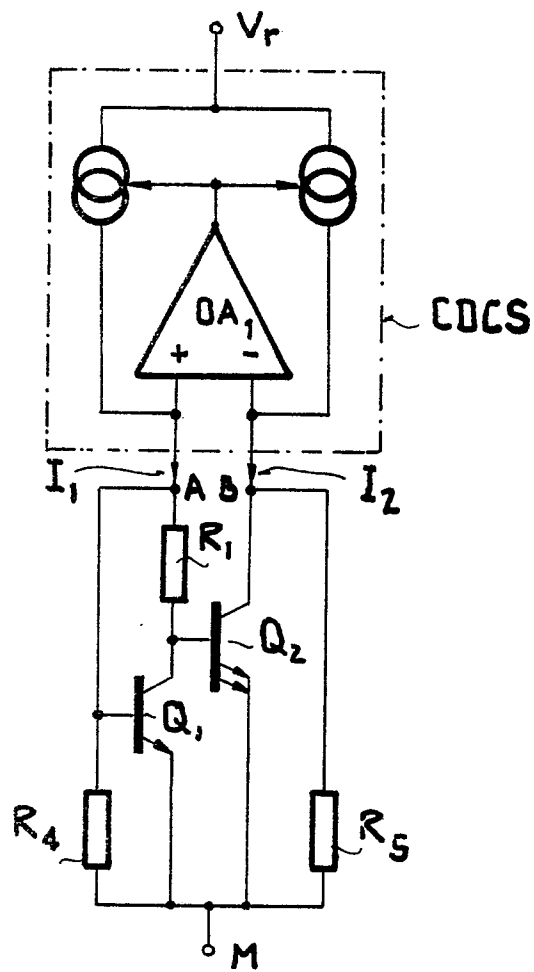


FIG. 2

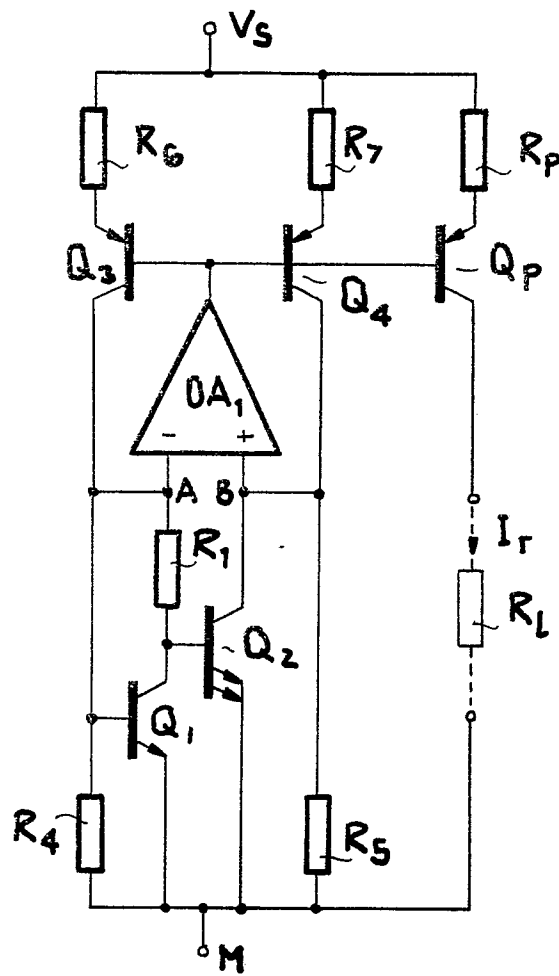


FIG. 3

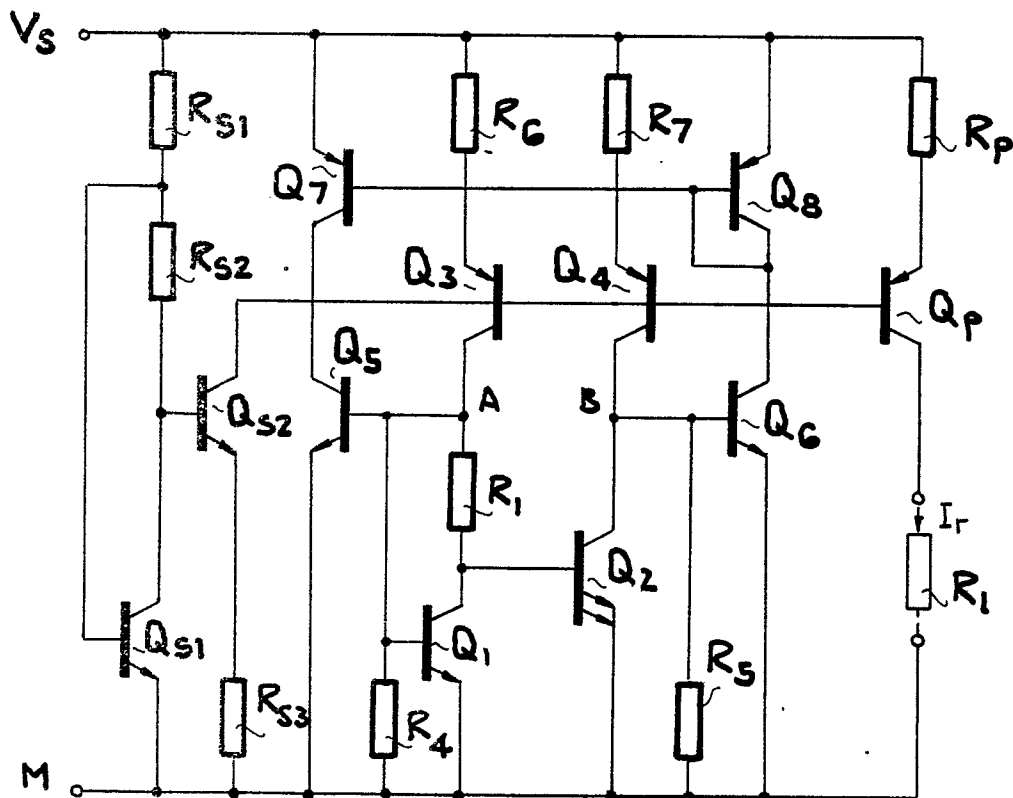


FIG. 4



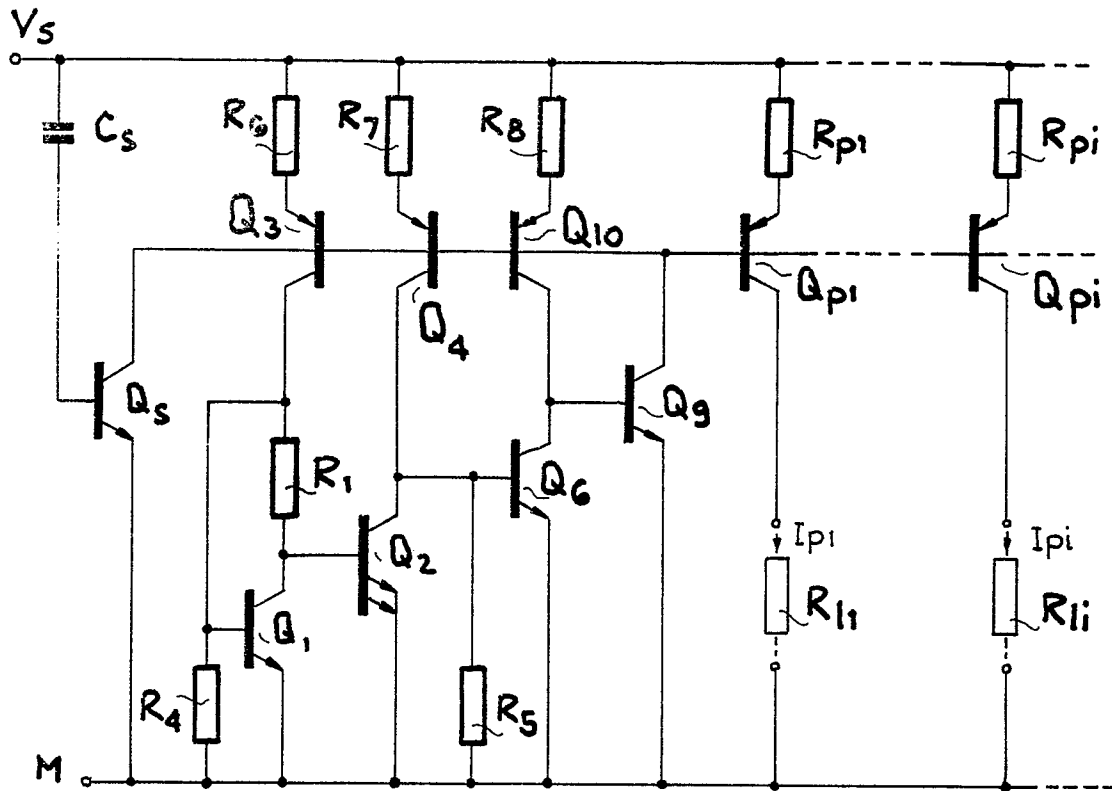


FIG. 5

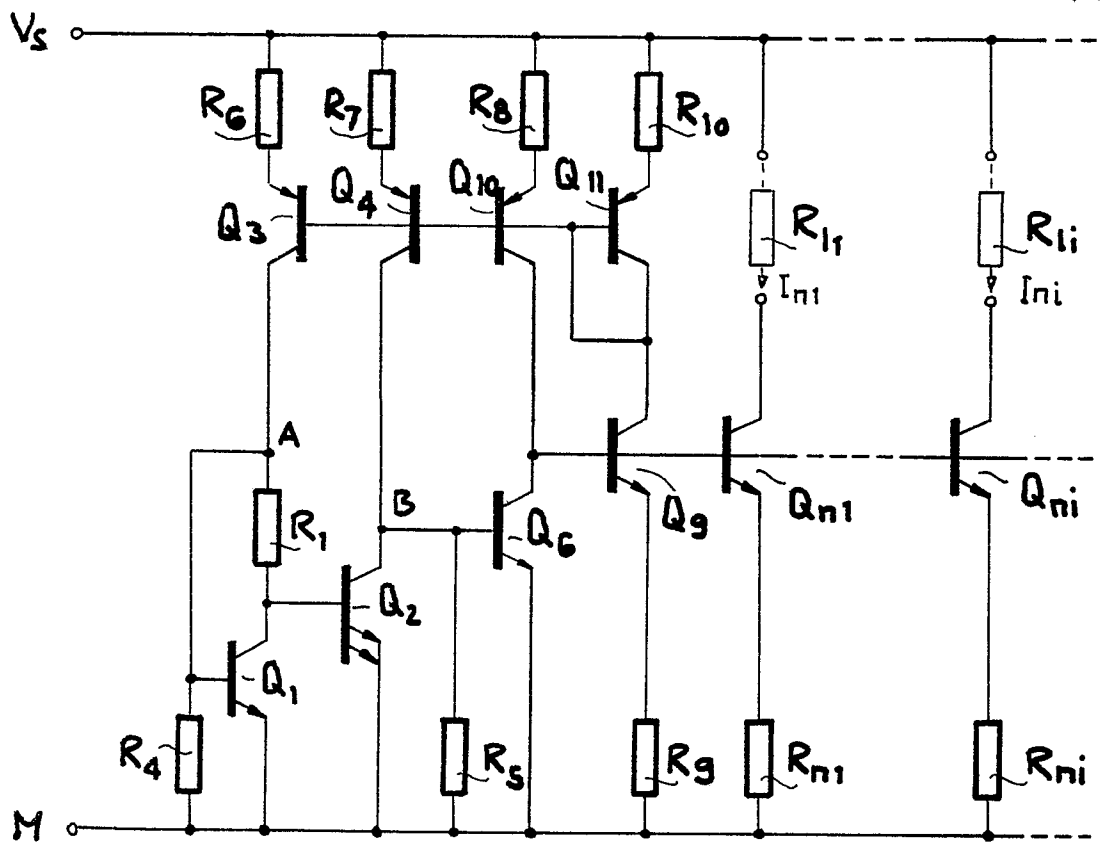


FIG. 6



EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl. 4)
A	WO-A-8 302 342 (MOTOROLA INC.)  * Figuren 1,2; Seite 5, Zeile 4 - Seite 6, Zeile 20; Seite 7, Zeilen 8-29; Seite 8, Zeilen 2-19; Seite 8, Zeilen 25-28 *	1,5,12 ,13	G 05 F 3/30 G 05 F 3/28
A	DE-A-3 321 556 (TELEFUNKEN) * Figuren 1,2; Seite 7, Zeile 27 - Seite 8, Zeile 14; Figur 11 *	1	
A	US-A-4 308 496 (KATSUMI NAGANO) * Figur 1; Spalte 2, Zeile 40 - Spalte 4, Zeile 17 *	1	
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN, Band 7, Nr. 180 (P-215)[1325], 9. August 1983; & JP-A-58 82321 (MITSUBISHI DENKI K.K.) 17.05.1983 * Zusammenfassung; Figur *	1	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl. 4)
			G 05 F 3/00
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt.			
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 21-05-1987	Prüfer CLEARY F.M.
<b>KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE</b> X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, überein- stimmendes Dokument			