

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 0 952 508 A1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:
27.10.1999 Patentblatt 1999/43

(21) Anmeldenummer: 99105491.7

(22) Anmeldetag: 17.03.1999

(51) Int. Cl.⁶: **G05F 1/56**, G05F 1/575,
G05F 3/30, G06G 7/10,
H03F 1/30, H03K 3/02,
H03K 5/24

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE**
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL LT LV MK RO SI

(30) Priorität: 24.04.1998 DE 19818464

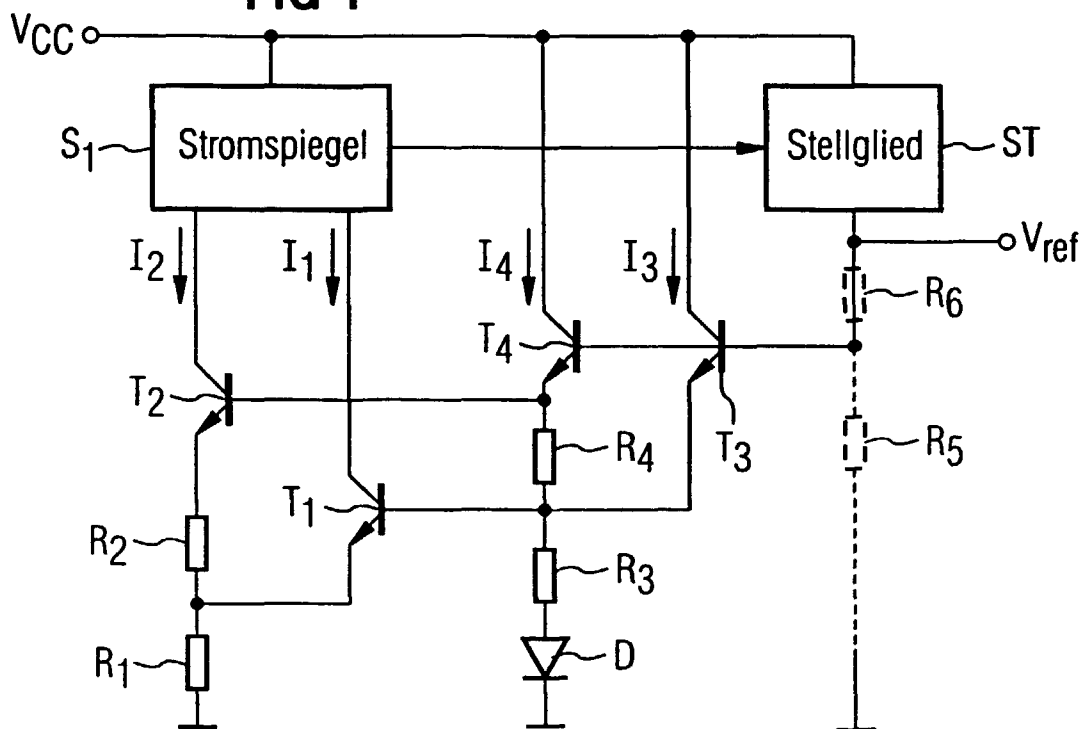
(71) Anmelder:
**SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
80333 München (DE)**

(72) Erfinder: **Feldtkeller, Martin
81543 München (DE)**

(54) Referenzspannung-Erzeugungsschaltung

(57) In einer Referenzspannung-Erzeugungsschaltung wird eine Referenzspannung durch Addition mehrerer Flußspannungen entsprechender stromdurchflossener pn-Übergänge (T_1 , T_3) und einer mit einem entsprechenden Faktor multiplizierten Differenz zweier Zwischenkreisspannungen erzeugt. Die beiden Zwischenkreisspannungen entsprechen Summenspannungen von mehreren Flußspannungen von mit

unterschiedlichen Stromdichten durchflossenen pn-Übergängen (T_1 - T_4). Durch den Einsatz entsprechender Kompensationsmittel (D) kann zudem eine noch verbleibende parabelförmige Temperaturabhängigkeit der somit erzeugten Referenzspannung (V_{ref}) ausgeglichen werden.

FIG 1

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Referenzspannung-Erzeugungsschaltung oder Referenzspannungsquelle nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

[0002] Die meisten integrierten Schaltungen, die aus einer nicht stabilisierten Versorgungsspannung betrieben werden, d. h. nahezu alle Smart-Power-ICs, benötigen intern eine Referenzspannungsquelle. Dies gilt insbesondere für Spannungsregler, deren Ausgangsspannung anderen integrierten Schaltungen oder Schaltungsblöcken als Referenzspannung dient.

[0003] Bekannte Referenzspannungsquellen verwenden beispielsweise Zenerdioden, denen über einen Vorwiderstand eine unstabilisierte Eingangsspannung zugeführt wird, wobei die an der Zenerdiode abgegriffene Spannung als spannungsstabilisierte Referenzspannung verwendet wird. Des weiteren kann im Prinzip allgemein die Durchlaß- oder Flußspannung einer Diode oder die Basis-Emitter-Spannung eines Bipolartransistors als Referenzspannung verwendet werden. Allerdings besitzt die Flußspannung eines pn-Übergangs einen negativen Temperaturkoeffizienten und damit eine Temperaturabhängigkeit, die für viele Anwendungen negativ ist. Sollen beispielsweise mit Hilfe eines Spannungsreglers, dessen Ausgangsspannung als Referenzspannung dient, Sensoren, A/D-Wandler oder ähnliche Bauteile versorgt werden, muß die Ausgangsspannung des Spannungsreglers hochgenau und insbesondere äußerst temperaturstabil sein. Dabei stellen heutzutage Toleranzgrenzen bis maximal 1 % normale Anforderungen dar.

[0004] Aus diesem Grund wurden die zuvor beschriebenen Referenzspannungsquellen in den letzten Jahren durch Bandgap- oder Bandabstands-Referenzspannungsquellen abgelöst, die eine temperaturstabilisierte Referenzspannung liefern. Diese bekannten Bandgap-Referenzspannungsquellen basieren auf einer Addition einer Flußspannung eines stromdurchflossenen pn-Übergangs und einer mit einem entsprechenden Faktor multiplizierten Differenzspannung, die aus zwei Flußspannungen von zwei mit unterschiedlichen Stromdichten durchflossenen pn-Übergängen gebildet wird. Allgemein hat die Flußspannung eines stromdurchflossenen pn-Übergangs - wie bereits zuvor erläutert worden ist - einen negativen Temperaturkoeffizienten. Hingegen steigt die Differenz zweier Flußspannungen proportional zur absoluten Temperatur an und unterliegt daher einem positiven Temperaturkoeffizienten. Wird der Faktor, mit dem die zuvor erläuterte Differenzspannung multipliziert wird, derart eingestellt, daß der negative Temperaturkoeffizient der Flußspannung des pn-Übergangs den positiven Temperaturkoeffizienten der Differenzspannung aufhebt, kann eine temperaturstabilisierte Ausgangs- bzw. Referenzspannung erhalten werden, die nurmehr eine parabelförmige bzw. quadratische Temperaturabhän-

gigkeit aufweist. Insbesondere beträgt die Ausgangsspannung der Bandgap-Referenzspannungsquelle, welche durch Addition der zuvor erläuterten Flußspannung eines stromdurchflossenen pn-Übergangs mit der mit dem entsprechenden Faktor multiplizierten Differenzspannung von zwei weiteren Flußspannungen gewonnen wird, ca. 1,25 V, was in etwa dem Bandabstand (Bandgap) von Silizium entspricht. Der Betrag der Ausgangsspannung dieser Referenzspannungsquelle hat daher der Bandgap-Referenzspannungsquelle ihren Namen verliehen.

[0005] Fig. 2 zeigt ein verallgemeinertes Schaltbild einer bekannten Bandgap-Referenzspannungsquelle. An einem positiven Versorgungsspannungsanschluß V_{CC} ist eine Stromspiegelschaltung S_1 angeschlossen, die die Kollektorströme I_1 und I_2 von zwei gemäß Fig. 2 verschalteten npn-Bipolartransistoren T_1 bzw. T_2 vergleicht. Die Stromstärken dieser Ströme I_1 und I_2 sind durch die Transistoren T_1 bzw. T_2 vorgegeben. Die Basisanschlüsse dieser Transistoren T_1 und T_2 sind miteinander verbunden, wobei die Basisspannung des Transistors T_1 über einen Spannungsteiler bestehend aus zwei Widerständen R_5 und R_6 hochmultipliziert wird, so daß am Widerstand R_6 eine gewünschte Ausgangs- bzw. Bezugsspannung V_{ref} abgegriffen werden kann. Gemäß Fig. 1 besitzt der Stromspiegel S_1 einen Ausgang, der das Ergebnis des Vergleichs der Ströme I_1 und I_2 wiedergibt und mit einem Stellglied ST, beispielsweise einem Operationsverstärker oder einem Verstärkungstransistor, gekoppelt ist.

[0006] Mit Hilfe des in Fig. 2 gezeigten Regelkreises mit dem Stromspiegel S_1 und dem Stellglied ST wird das Verhältnis der durch die Transistoren T_1 bzw. T_2 fließenden Ströme I_1 bzw. I_2 eingestellt, wobei die Ströme I_1 und I_2 üblicherweise gleich groß sind. In BICMOS-Schaltungen wird jedoch der Strom I_1 häufig auch auf einen vielfachen Wert des Stroms I_2 eingestellt, so daß allgemein gilt:

$$I_1 = m \cdot I_2.$$

[0007] Die Transistoren T_1 und T_2 besitzen unterschiedliche Emitterflächen, wobei die Emitterfläche des Transistors T_2 einem Vielfachen der Emitterfläche des Transistors T_1 entspricht, so daß die Beziehung zwischen den Emitterflächen A_{E1} und A_{E2} der Transistoren T_1 und T_2 wie folgt dargestellt werden kann:

$$A_{E2} = n \cdot A_{E1}.$$

[0008] Aufgrund der oben angegebenen Beziehungen unterscheiden sich die Emitterstromdichten der Transistoren T_1 und T_2 um den Faktor $n \cdot m$, d. h. die Emitterstromdichte des Transistors T_1 ist $(n \cdot m)$ -mal so groß wie die Emitterstromdichte des Transistors T_2 .

[0009] Am gemeinsamen Basisanschluß der Transistoren T_1 und T_2 wird die Summenspannung aus der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 sowie der

am Knotenpunkt zwischen den Widerständen R_1 und R_2 anliegenden Spannung abgegriffen. Die erstgenannte Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 entspricht der Flußspannung eines stromdurchflossenen pn-Übergangs und weist daher - wie zuvor erläutert worden ist - einen negativen Temperaturkoeffizienten auf. Die an dem Widerstand R_1 abfallende Spannung ist abhängig von der Differenz zwischen der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 und der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_2 und besitzt - wie ebenfalls zuvor erläutert worden ist - einen positiven Temperaturkoeffizienten. Die Emitter-Basis-Spannung des Bipolartransistors T_1 nimmt temperaturabhängig um 2mV/K ab. Durch entsprechende Wahl der Widerstände R_1 und R_2 sowie des zuvor angegebenen Faktors n kann die in Fig. 2 gezeigte Bandgap-Referenzspannungsquelle derart dimensioniert werden, daß die am Widerstand R_1 anliegende Differenzspannung aus den Flußspannungen der beiden Transistoren T_1 und T_2 einem den negativen Temperaturkoeffizienten kompensierenden positiven Temperaturkoeffizienten von $+2\text{mV/K}$ unterliegt. Am Widerstand R_1 fällt somit bei Raumtemperatur die Spannung $2\text{mV/K} \times 300\text{K} = 600\text{mV}$ ab, so daß an dem gemeinsamen Basisanschluß der Transistoren T_1 und T_2 aufgrund der typischen Emitter-Basis-Spannung von ca. 650mV die gewünschte temperaturstabilisierte Bandgap-Referenzspannung von ca. $1,25\text{V}$ ($=650\text{mV}+600\text{mV}$) anliegt, die anschließend über den Teiler mit den Widerständen R_5 und R_6 hochmultipliziert wird.

[0010] Für eine enge Toleranz der Ausgangsspannung V_{ref} sind insbesondere die Widerstandsverhältnisse $R_5:R_6$, $R_1:R_2$, das Stromspiegelübersetzungsverhältnis $I_1:I_2$ ($m:1$) und das Verhältnis der Emitterflächen der Transistoren T_1 und T_2 ($1:n$) kritisch. Weiterhin reagiert die in Fig. 2 gezeigte Schaltung sehr empfindlich auf die in integrierten Leistungsschaltungen allgegenwärtigen Temperaturgradienten. Bei üblichen Emitterflächenverhältnissen (z. B. $n=8$) und Raumtemperaturen beträgt die Differenz der Emitter-Basis-Spannungen der beiden Transistoren T_1 und T_2 ca. 50mV . Unterscheiden sich die Temperaturen der Transistoren T_1 und T_2 um 1K , ändert sich die Differenz der Emitter-Basis-Spannungen um ca. 2mV , d. h. um etwa 4% . Daher ist es erforderlich, die Transistoren T_1 und T_2 in einem realisierten Schaltungslayout exakt auf Isothermen der größten Wärmequelle der entsprechenden Schaltung anzuordnen. Modernes Layout mit wiederverwendbaren Schaltungs- und Layoutblöcken verbietet jedoch eine Anpassung der Schaltung an die jeweilige Lage der vorhandenen Wärmequellen. Zudem nimmt die Anzahl der Wärmequellen in Smart-Power-ICs stetig zu, so daß der Verlauf der entsprechenden Isothermen dieser Wärmequellen nicht eindeutig bestimmt werden kann. Weiterhin ist aufgrund der Vielzahl der bezüglich Paarungseigenschaften kritischen Bauelemente der Bandgap-Referenzspannungsquelle in der Regel ein individueller Abgleich der Schaltung erforder-

lich, was beispielsweise mit Hilfe von sogenannten "Zapping"-Zenerdioden erfolgen kann, welche beim Anlegen einer hohen äußeren Spannung in Sperrrichtung durchbrechen und eine niederohmige Verbindung erzeugen. Dadurch steigt jedoch der schaltungstechnische Aufwand.

[0011] Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Referenzspannung-Erzeugungsschaltung der eingangs beschriebenen Art anzugeben, welche weniger empfindlich gegenüber Temperaturschwankungen und Bauelementetoleranzen ist.

[0012] Diese Aufgabe wird gemäß der vorliegenden Erfindung durch eine Referenzspannung-Erzeugungsschaltung mit den Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst. Die Unteransprüche beschreiben jeweils vorteilhafte und bevorzugte Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung, die ihrerseits zu einer möglichst einfach zu realisierenden Schaltung bzw. zu einer größtmöglichen Temperaturstabilität beitragen.

[0013] Gemäß der vorliegenden Erfindung wird die Referenzspannung weiterhin durch Addieren eines Spannungsanteils mit einem negativen Temperaturkoeffizienten mit einem Spannungsanteil mit einem positiven Temperaturkoeffizienten erzeugt. Der dem negativen Temperaturkoeffizienten unterliegende Anteil umfaßt erfindungsgemäß jedoch mehrere Flußspannungen entsprechender pn-Übergänge, und der Anteil mit dem positiven Temperaturkoeffizient umfaßt wiederum eine Differenzspannung, wobei jede zur Differenzspannung beitragende Spannung einer Summenspannung aus mehreren Flußspannungen entsprechender pn-Übergänge entspricht. Insbesondere wird als Differenzspannung, welche den Anteil der gewünschten Referenzspannung mit positivem Temperaturkoeffizienten darstellt, die Differenz zweier Summen aus mehreren Flußspannungen mit unterschiedlicher Stromdichte durchflossener pn-Übergänge verwendet. In diesem Fall liefert die Referenzspannungsquelle eine Ausgangsspannung, die ein Vielfaches der gewöhnlichen Bandgap-Referenzspannung beträgt. Diese Spannung ist für die meisten Anwendungen ausreichend hoch, so daß beispielsweise ein Spannungsteiler zum Hochmultiplizieren der Referenzspannung entfallen kann.

[0014] Durch entsprechende Dimensionierung der erfindungsgemäßen Referenzspannungsquelle kann erreicht werden, daß eine Abweichung der Temperatur um 1K eines der verwendeten Transistoren lediglich zu $1,3\%$ in die Differenz der Summenspannungen eingeht. Des weiteren ist es möglich, die Transistoren im Layout der erfindungsgemäßen Referenzspannungsquelle derart überkreuz anzuordnen, daß lineare Temperaturgradienten aus beliebiger Richtung die Ausgangsspannung der Referenzspannungsquelle nicht verfälschen können.

[0015] Gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel werden Schaltungsmittel eingesetzt, die die noch verbleibende parabelförmige Temperaturabhängigkeit

der erzeugten Referenzspannung kompensieren, so daß die ausgegebene Referenzspannung im Idealfall innerhalb eines 0,03%-Fensters temperaturstabil erzeugt werden kann.

[0016] Die Erfindung wird nachfolgend anhand bevorzugter Ausführungsbeispiele unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen näher erläutert.

Fig. 1 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild eines bevorzugten Ausführungsbeispiels der erfindungsgemäßen Referenzspannungsquelle,

Fig. 2 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild einer bekannten Referenzspannungsquelle,

Fig. 3 zeigt ein verfeinertes Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Referenzspannungsquelle, und

Fig. 4 zeigt eine weiter verfeinerte und tatsächlich realisierte Ausgestaltung der in Fig. 3 dargestellten Referenzspannungsquelle der vorliegenden Erfindung.

[0017] Bei der in Fig. 1 gezeigten vereinfachten Schaltung, die einem bevorzugten Ausführungsbeispiel einer Referenzspannungsquelle gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht, wird wiederum das zuvor beschriebene, an sich bekannte Prinzip verwendet, die Referenzspannung durch Addieren eines Anteils mit negativem Temperaturkoeffizienten und eines Anteil mit positivem Temperaturkoeffizienten zu erzeugen, wobei durch geeignete Schaltungsdimensionierung der negative Temperaturkoeffizient durch den positiven Temperaturkoeffizienten kompensiert werden kann. Gemäß dem in Fig. 1 dargestellten Ausführungsbeispiel wird jedoch als derjenige Anteil der erzeugten Referenzspannung, der einem positiven Temperaturkoeffizienten unterliegt, die Differenz zweier Summenspannungen aus mehreren Flußspannungen von mit unterschiedlichen Stromdichten durchflossenen pn-Übergängen verwendet. Des weiteren umfaßt der Anteil, der dem negativen Temperaturkoeffizienten unterliegt, die Summe von Flußspannungen mehrerer pn-Übergänge.

[0018] Die in Fig. 1 gezeigte Schaltung umfaßt wiederum npn-Transistoren T_1 und T_2 , deren Emitterflächen A_{E1} und A_{E2} im Verhältnis $1:n_1$ stehen. Die Transistoren T_1 und T_2 werden mit Kollektorströmen I_1 bzw. I_2 betrieben, die von einer Stromspiegelschaltung S_1 verglichen werden, wobei die Stromstärken dieser Ströme I_1 und I_2 durch die Transistoren T_1 und T_2 vorgegeben sind. Die Ströme I_1 und I_2 stehen zueinander im Verhältnis $m_1 = I_1/I_2$. Die Basisanschlüsse der Transistoren T_1 und T_2 sind voneinander getrennt an die Emitter weiterer npn-Bipolartransistoren T_3 bzw. T_4 angeschlossen. Die Emitterflächen A_{E3} und A_{E4} der Transistoren T_3 bzw. T_4 stehen zueinander im Verhältnis $1:n_2$. Die Transistoren T_3 und T_4 werden von unter-

schiedlichen Strömen I_3 und I_4 durchflossen, welche über Widerstände R_3 und R_4 eingestellt werden können. Die Kollektoren der Transistoren T_3 und T_4 sind gemäß Fig. 1 an ein positives Versorgungspotential V_{CC} angeschlossen. Die Basisanschlüsse der Transistoren T_3 und T_4 sind miteinander verbunden. Des weiteren sind die Widerstände R_1 und R_2 mit den Transistoren T_1 bzw. T_2 in Übereinstimmung mit der in Fig. 2 gezeigten bekannten Referenzspannungsquelle verschaltet.

[0019] Mit dem Widerstand R_3 ist eine Diode D bzw. ein entsprechender pn-Übergang gekoppelt. Die Spannung am Widerstand R_4 entspricht der Differenz aus den Emitter-Basis-Spannungen der Transistoren T_3 und T_4 . Damit das Verhältnis der Emitterströme dieser Transistoren temperaturstabil ist, muß auch die Spannung am Widerstand R_3 proportional zu Temperatur sein. Dies wird mit Hilfe der Diode D erreicht, da die Spannung an R_1 proportional zur Temperatur ansteigt und sich die Flußspannungen des Bipolartransistors T_1 und der Diode D nicht wesentlich unterscheiden, so daß die Spannung am Widerstand R_3 wunschgemäß proportional zur Temperatur verläuft.

[0020] Bei der in Fig. 1 gezeigten Referenzspannungsquelle wird die gewünschte Referenz- bzw. Ausgangsspannung am gemeinsamen Basisanschluß der Bipolartransistoren T_3 und T_4 abgegriffen. Diese Ausgangsspannung entspricht der Summenspannung aus den Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_3 und T_1 sowie der am Knotenpunkt zwischen den Widerständen R_1 und R_2 anliegenden Spannung. Die Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_3 und T_1 besitzen bekanntermaßen einen negativen Temperaturkoeffizienten von ca. -2mV/K . Die am Knotenpunkt zwischen den Widerständen R_1 und R_2 anliegende Spannung wird von den Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_1 - T_4 bestimmt und entspricht insbesondere der Differenz einer ersten Spannung, welche von der Summe der Flußspannungen der mit einer hohen Stromdichte durchflossenen Transistoren T_1 und T_3 abhängt, und einer zweiten Spannung, die von der Summe der Flußspannungen der mit einer geringen Stromdichte durchflossenen Bipolartransistoren T_2 und T_4 abhängt. Das heißt die am Knotenpunkt zwischen den Widerständen R_1 und R_2 anliegende Spannung hängt von der Differenz zwischen der Summe der Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_1 und T_3 und der Summe der Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_2 und T_4 ab. Durch geeignete Dimensionierung der in Fig. 1 gezeigten Bauelemente bzw. der den einzelnen Bipolartransistoren zugeführten Ströme kann erreicht werden, daß die am Knotenpunkt zwischen den Widerständen R_1 und R_2 anliegende Differenzspannung einen derartigen positiven Temperaturkoeffizienten aufweist, welche den negativen Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Spannungen der Bipolartransistoren T_3 und T_1 kompensiert. In diesem Fall muß der positive Temperaturkoeffizient

der am Widerstand R_1 abfallenden Differenzspannung so hoch wie der negative Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_3 und T_1 sein und demzufolge ca. $+4\text{mV/K}$ betragen. Somit muß bei Raumtemperatur (300K) an R_1 ein Spannungsabfall von ca. $1,2\text{V}$ auftreten, so daß die schließlich am gemeinsamen Basisanschluß der Bipolartransistoren T_3 und T_4 abgegriffene Ausgangsspannung in etwa $2,5\text{V}$ ($=1,2\text{V} + 2 \times 650\text{mV}$) beträgt, was doppelt so hoch wie bei der in Fig. 2 gezeigten bekannten Referenzspannungsquelle ist, so daß es sich bei der in Fig. 1 gezeigten Referenzspannungsquelle im Prinzip um eine Doppel-Bandgap-Referenzspannungsquelle handelt.

[0021] Die an der gemeinsamen Basis der Transistoren T_3 und T_4 anliegende Spannung von ca. $2,5\text{V}$ ist für die meisten Anwendungen ausreichend hoch, so daß im Prinzip der Einsatz eines Spannungsteilers mit Widerständen R_5 und R_6 zum Hochmultiplizieren der Referenzspannung entfallen kann. Daher ist bei der in Fig. 1 gezeigten Schaltung der Spannungsteiler mit den Widerständen R_5 und R_6 lediglich gestrichelt dargestellt.

[0022] Selbstverständlich kann die in Fig. 1 gezeigte Schaltung auf einfache Weise dahingehend abgewandelt werden, daß nicht nur die Differenz aus zwei Summenspannungen gebildet wird, sondern daß durch den Einsatz einer entsprechend größeren Anzahl von Bipolartransistoren die Differenz aus mehreren Summenspannungen gebildet wird, wobei jeder dieser Summenspannungen einer Addition von sogar drei oder mehr Flußspannungen von mit unterschiedlichen Stromdichten durchflossenen pn-Übergängen entspricht. Auf diese Weise kann die in Fig. 1 gezeigte Schaltung derart abgewandelt werden, daß an dem Basisanschluß des Transistors T_3 allgemein eine Spannung abgegriffen wird, die einem Mehrfachen des Bandabstands von Silizium entspricht.

[0023] Hinsichtlich der in Fig. 1 gezeigten Schaltung ist zu bemerken, daß der Emittorstrom des Bipolartransistors T_4 sehr klein gewählt werden kann, da der in sperrschichtisolierten Bipartechnologien größte thermische Leckstrom vom Kollektor eines jeden npn-Transistors zum Substrat im vorliegenden Fall nicht in den Emittorstrom des entsprechenden npn-Transistors eingeht. Betragen beispielsweise die Emittorströme der Bipolartransistoren T_3 und T_4 $10\text{ }\mu\text{A}$ bzw. $0,5\text{ }\mu\text{A}$ (Verhältnis 1:20), die Emittorflächenverhältnisse n_1 und n_2 jeweils 4 und sind die Kollektorströme I_1 , I_2 der Bipolartransistoren T_1 , T_2 gleich groß (d.h. $m_1=1$), beträgt die zuvor erläuterte Differenzspannung der Summen der einzelnen Flußspannungen ca. 150 mV . Eine Abweichung der Temperatur eines der Bipolartransistoren $T_1 - T_4$ um 1K geht nur noch zu $1,3\text{ }\%$ in dieser Differenzspannung ein, so daß die in Fig. 1 gezeigte Referenzspannungsschaltung weniger empfindlich gegenüber Temperaturschwankungen bzw. Temperaturgradienten ist. Zudem ist es einfacher, die in Fig. 1 gezeigten Tran-

sistoren im Layout der tatsächlich realisierten Schaltung so überkreuz anzuordnen, daß lineare Temperaturgradienten aus beliebiger Richtung die Ausgangsspannung am gemeinsamen Basisanschluß der Bipolartransistoren T_3 und T_4 nicht verfälschen können.

[0024] Durch eine geschickte Wahl der einzelnen in Fig. 1 gezeigten Komponenten kann das Widerstandsverhältnis $R_1:R_2$ auf 4:1 festgelegt werden. Dies ist ein Verhältnis, welches sich besonders genau einstellen läßt. Der Stromspiegel S_1 kann besonders genau gefertigt werden, wenn das Stromverhältnis $I_1:I_2$ 1:1 beträgt, d. h. $m_1=1$.

[0025] Wie bei der in Fig. 2 gezeigten bekannten Referenzspannungsquelle ist auch bei der in Fig. 1 gezeigten Schaltung wieder ein Stellglied ST mit dem Ausgangsanschluß des Stromspiegels S_1 gekoppelt, welches abhängig von dem Vergleichsergebnis des Stromspiegels S_1 angesteuert wird, um bei einer ungleichmäßigen Belastung dieses Ausgangsanschlusses eine Nachregelung der Ausgangsspannung V_{ref} zu ermöglichen.

[0026] Anhand Fig. 1 wurde das der vorliegenden Erfindung zugrundeliegende allgemeine Prinzip erläutert. Hingegen zeigt Fig. 3 ein verfeinertes Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Referenzspannungsquelle, wobei die sich entsprechenden Bauteile mit denselben Bezugszeichen versehen sind und auf eine wiederholte Beschreibung dieser Bauteile verzichtet wird.

[0027] Gemäß Fig. 3 wird eine weitere Stromspiegelschaltung S_2 verwendet, die Kollektorströme I_7 bzw. I_8 von weiteren Transistoren T_7 und T_8 vergleicht und abhängig von dem Vergleichsergebnis das Stellglied ST ansteuert. Diese Bipolartransistoren T_3 und T_4 bilden eine Verstärkerstufe, um die Stromaufnahme der in Fig. 3 gezeigten Referenzspannungsquelle möglichst gering zu halten. Beim Stromspiegel S_1 entsprechen die Eingänge den Ausgängen und sind mit den Basisanschlüssen der Transistoren T_7 und T_8 verbunden. Ein weiterer npn-Bipolartransistor T_5 dient zusammen mit einer weiteren Stromspiegelschaltung S_3 zum Kompensieren der durch den Basisstrom des Transistors T_2 entstehenden Fehler. Durch den Einsatz des in Fig. 3 gezeigten npn-Bipolartransistors T_6 kann erreicht werden, daß sich die thermischen Leckströme der Bipolartransistoren T_1 und T_5 von ihren Kollektoren zum Substrat gegenüber den thermischen Leckströmen der Bipolartransistoren T_2 und T_6 aufheben, falls das Übersetzungsverhältnis des Stromspiegels S_1 1:1 beträgt. Der Bipolartransistor T_5 besitzt eine der Emittorfläche des Bipolartransistors T_2 entsprechende Emittorfläche, während der Bipolartransistor T_6 eine der Emittorfläche des Bipolartransistors T_1 entsprechende Emittorfläche aufweist, d.h. die Emittorfläche des Bipolartransistors T_5 ist n_1 -mal so groß wie die Emittorfläche des Bipolartransistors T_6 .

[0028] Mit dem Widerstand R_3 ist eine Schaltungsanordnung gekoppelt, welche neben der bereits in Fig. 1 dargestellten Diode D entsprechend Fig. 3 verschaltete Widerstände $R_7 - R_9$ sowie einen weiteren Bipolar-

transistor T_9 aufweist. Diese Schaltungsanordnung funktioniert folgendermaßen. Bei tiefen Temperaturen ist der Stromfluß über den Widerstand R_3 am kleinsten und die Flußspannungen sämtlicher pn-Übergänge sind so hoch, daß im wesentlichen die Widerstände R_7 und R_8 das Verhalten dieser Schaltungsanordnung bestimmen. Bei mittleren Temperaturen dominiert der über die Diode D und den Widerstand R_9 führende Pfad, wobei in diesem Fall der Widerstand des Ersatzschaltbildes dieser Schaltungsanordnung aufgrund der Parallelschaltung von R_8 und R_7 zu R_9 kleiner ist und die Diodenspannung um den Faktor $(R_8+R_7)/(R_7+R_8+R_9)$ heruntergeteilt wird. Bei hohen Temperaturen dominiert hingegen der über den Transistor T_9 führende Pfad, wobei das Ersatzschaltbild eine um den Faktor $(R_7+R_8)/R_7$ heraufgesetzte Diodenflußspannung ohne Serienwiderstand aufweist. Damit ergibt sich am Kollektor des Bipolartransistors T_9 ein abschnittsweise linearer Temperaturgang, der näherungsweise gemäß einer Parabelfunktion verläuft, so daß bei richtiger Dimensionierung dieser Schaltungsanordnung die trotz der Temperaturstabilisierung in Folge der Differenzspannungsbildung noch verbleibende parabelförmige Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung ausgeglichen werden kann. Die erzeugte Referenzspannung kann somit im Idealfall innerhalb eines 0,03%-Fensters temperaturstabil erzeugt werden. Schließlich ist in Fig. 3 zudem ein Spannungsteiler mit Widerständen R_5 und R_6 an den gemeinsamen Basisanschluß der Transistoren T_3 und T_4 angeschlossen, um die Basisspannung dieser Transistoren hochzumultiplizieren und die gewünschte Referenzspannung V_{ref} zu erhalten.

[0029] Fig. 4 zeigt ein Beispiel einer auf einem Testchip realisierten Doppel-Bandgap-Referenzspannungsquelle gemäß der vorliegenden Erfindung. Dabei sind wiederum diejenigen Bauteile, die den in Fig. 3 gezeigten Bauteilen entsprechen, mit denselben Bezugszeichen versehen und werden nicht erneut erläutert.

[0030] Gemäß Fig. 4 bilden zwei p-Kanal-MOS-Feldeffekttransistoren M_1 und M_2 den in Fig. 3 gezeigten Stromspiegel S_1 , wobei der gemeinsame Gateanschluß dieser Transistoren M_1 und M_2 an den gemeinsamen Emitteranschluß der Transistoren T_7 und T_8 gelegt ist. Der in Fig. 3 gezeigte Stromspiegel S_3 umfaßt p-Kanal-MOS-Feldeffekttransistoren M_3 - M_6 sowie n-Kanal-MOS-Feldeffekttransistoren M_7 - M_{10} . Die Stromspiegelschaltung S_2 ist hingegen durch einen pnp-Bipolartransistor T_{11} realisiert. Gemäß Fig. 4 entspricht das Bezugspotential der Stromspiegel S_1 und S_3 dem Eingangspotential des Stellglieds ST, welches durch einen Stelltransistor M_{11} realisiert ist. Des weiteren ist das Bezugspotential des Stromspiegels S_2 mit dem Bezugspotential des Stelltransistors M_{11} verbunden. Der zuvor beschriebene Zusammenhang der Bezugspotentiale ist jedoch nicht zwingend erforderlich.

[0031] Der zusätzlich in Fig. 4 gezeigte Widerstand R_{10} dient zur Kompensation des thermischen Leckstroms des Widerstands R_4 . Die Bauelemente T_{12} , T_{13} ,

C_1 - C_3 und R_{11} dienen zur Stabilisierung der Schaltung.

[0032] Schließlich ist die in Fig. 3 gezeigte Diode D durch den pn-Übergang eines weiteren Bipolartransistors T_{10} realisiert, dessen Basis-Kollektor-Strecke kurzgeschlossen ist. Ansonsten entspricht die Funktionsweise der in Fig. 4 gezeigten Referenzspannungsquelle derjenigen der in Fig. 1 und 3 gezeigten Schaltungen.

Patentansprüche

1. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung,

mit ersten Schaltungsmitteln (T_1 , T_3) zum Erzeugen einer ersten Spannung, die einem negativen Temperaturkoeffizienten unterliegt, und

mit zweiten Schaltungsmitteln (T_1 - T_4 , R_1 - R_4) zum Erzeugen einer Differenzspannung aus einer zweiten Spannung und einer dritten Spannung, wobei die zweite Spannung und die dritte Spannung jeweils von Flußspannungen entsprechender pn-Übergänge abgeleitet sind und die Differenzspannung einem positiven Temperaturkoeffizienten unterliegt, wobei die Referenzspannung (V_{ref}) als Summe aus der ersten Spannung der ersten Schaltungsmittel (T_1 , T_3) und der Differenzspannung der zweiten Schaltungsmittel (T_1 - T_4 , R_1 - R_4) abgreifbar ist,

dadurch gekennzeichnet,

daß die ersten Schaltungsmittel (T_1 , T_3) derart ausgestaltet und angeordnet sind, daß sie die erste Spannung aus einer Summenspannung von mindestens zwei Flußspannungen entsprechender pn-Übergänge ableiten, und daß die zweiten Schaltungsmittel (T_1 - T_4 , R_1 - R_4) derart ausgestaltet und angeordnet sind, daß sie die zweite Spannung bzw. die dritte Spannung aus einer ersten bzw. zweiten Summenspannung von jeweils mindestens zwei Flußspannungen entsprechender pn-Übergänge ableiten und daraus die Differenzspannung erzeugen.

2. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet,

daß die zweiten Schaltungsmittel (T_1 - T_4 , R_1 - R_4) derart ausgestaltet und angeordnet sind, daß sie die zweite Spannung bzw. die dritte Spannung aus einer ersten Summenspannung bzw. einer zweiten Summenspannung von jeweils mindestens zwei Flußspannungen von entsprechenden mit unterschiedlichen Stromdichten durchflossenen pn-Übergängen ablei-

ten.

3. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,

5

daß die zweiten Schaltungsmittel erste, zweite, dritte bzw. vierte Bipolartransistoren ($T_1 - T_4$) umfassen, welche mit einer ersten, zweiten, dritten bzw. vierten Stromdichte durchflossen werden und derart verschaltet sind, daß die zweite Spannung aus der Summenspannung der Flußspannungen des ersten und dritten Bipolartransistors (T_1, T_3) und die dritte Spannung aus der Summenspannung der Flußspannungen des zweiten und vierten Bipolartransistors (T_2, T_4) abgeleitet ist, wobei der erste und dritte Bipolartransistor (T_1, T_3) mit einer höheren Stromdichte als der zweite und vierte Bipolartransistor (T_2, T_4) durchflossen wird, und daß der erste und dritte Bipolartransistor (T_1, T_3) zugleich Bestandteil der ersten Schaltungsmittel derart ist, daß die erste Spannung aus der Summenspannung der Flußspannungen des ersten und dritten Bipolartransistors (T_1, T_3) abgeleitet ist.

10

15

20

25

4. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet,

30

daß die Emitterfläche des zweiten Bipolartransistors (T_2) einem Vielfachen der Emitterfläche des ersten Bipolartransistors (T_1) und die Emitterfläche des vierten Bipolartransistors (T_4) einem Vielfachen der Emitterfläche des dritten Bipolartransistors (T_3) entspricht.

35

5. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 3 oder 4,
dadurch gekennzeichnet,

40

daß dem Kollektor des ersten Bipolartransistors (T_1) ein erster Strom, dem Kollektor des zweiten Bipolartransistors (T_2) ein zweiter Strom, dem Kollektor des dritten Bipolartransistors (T_3) ein dritter Strom und dem Kollektor des vierten Bipolartransistors (T_4) ein vierter Strom zugeführt ist, daß die Basis des ersten Bipolartransistors (T_1) mit dem Emitter des dritten Bipolartransistors (T_3) und der Emitter des ersten Bipolartransistors (T_1) über einen ersten Widerstand (R_1) mit einem negativen Versorgungsspannungsanschluß sowie über einen zweiten Widerstand (R_2) mit dem Emitter des zweiten Bipolartransistors (T_2) verbunden ist, daß die Basis des zweiten Bipolartransistors

45

50

55

(T_2) mit dem Emitter des vierten Bipolartransistors (T_4) verbunden ist, wobei der Knotenpunkt zwischen der Basis des ersten Bipolartransistors (T_1) und dem Emitter des dritten Bipolartransistors (T_3) über einen dritten Widerstand (R_3) mit dem negativen Versorgungsspannungsanschluß sowie über einen vierten Widerstand (R_4) mit dem Knotenpunkt zwischen der Basis des zweiten Bipolartransistors (T_2) und dem Emitter des vierten Bipolartransistors (T_4) verbunden ist, und daß die Basis des dritten Bipolartransistors (T_3) mit der Basis des vierten Bipolartransistors (T_4) verbunden ist, so daß die Summenspannung aus den Basis-Emitter-Spannungen des dritten Bipolartransistors (T_3) und des ersten Bipolartransistors (T_1) der ersten Spannung und die am ersten Widerstand (R_1) abfallende Spannung der Differenzspannung entspricht und an der Basis des dritten Bipolartransistors (T_3) die Referenzspannung (V_{ref}) abgegriffen werden kann.

6. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet,

daß die Emitterfläche des zweiten Bipolartransistors (T_2) in etwa viermal so groß wie die Emitterfläche des ersten Bipolartransistors (T_1) und die Emitterfläche des vierten Bipolartransistors (T_4) in etwa viermal so groß wie die Emitterfläche des dritten Bipolartransistors (T_3) ist, daß der dem ersten Bipolartransistor (T_1) zugeführte erste Strom in etwa genauso groß wie der dem zweiten Bipolartransistor (T_2) zugeführte zweite Strom ist, und daß der erste Widerstand (R_1) in etwa viermal so groß wie der zweite Widerstand (R_2) ist.

7. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 5 oder 6,
dadurch gekennzeichnet,

daß der dem dritten bzw. vierten Bipolartransistor (T_3, T_4) zugeführte dritte bzw. vierte Strom sowie der dritte und vierte Widerstand (R_3, R_4) derart bemessen sind, daß der Emitterstrom des vierten Bipolartransistors (T_4) deutlich kleiner als der Emitterstrom des dritten Bipolartransistors (T_3) ist.

8. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach einem der Ansprüche 5 bis 7,
gekennzeichnet durch

eine Stromspiegelschaltung (S_1), welche einerseits an einem positiven Versorgungsspan-

nungsanschluß angeschlossen ist und andererseits den dem ersten Bipolartransistor (T_1) zugeführten ersten Strom und den dem zweiten Bipolartransistor (T_2) zugeführten zweiten Strom liefert.

5

9. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 8,
dadurch gekennzeichnet,

10

daß ein fünfter Bipolartransistor (T_5) zwischen die Stromspiegelschaltung (S_1) und den Kollektor des ersten Bipolartransistors (T_1) geschaltet ist, und
daß zwischen die Basis des fünften Bipolartransistors (T_5) und den Knotenpunkt zwischen der Basis des zweiten Bipolartransistors (T_2) und dem Emitter des vierten Bipolartransistors (T_4) eine weitere Stromspiegelschaltung (S_3) geschaltet ist.

15

20

10. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 9,
dadurch gekennzeichnet,

25

daß zwischen die Stromspiegelschaltung (S_1) und den Kollektor des zweiten Bipolartransistors (T_2) ein sechster Bipolartransistor (T_6) mit kurzgeschlossener Basis-Kollektor-Strecke geschaltet ist.

30

11. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 10,
dadurch gekennzeichnet,

35

daß die Emitterfläche des sechsten Bipolartransistors (T_6) in etwa der Emitterfläche des ersten Bipolartransistors (T_1) und die Emitterfläche des fünften Bipolartransistors (T_5) in etwa der Emitterfläche des zweiten Bipolartransistors (T_2) entspricht und das Übersetzungsverhältnis der Stromspiegelschaltung (S_1) 1:1 ist.

40

12. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach einem der Ansprüche 5 bis 11,
dadurch gekennzeichnet,

45

daß eine weitere Stromspiegelschaltung (S_2) vorgesehen ist, welche an einem positiven Versorgungsspannungsanschluß (V_{CC}) angeschlossen ist und den dem dritten Bipolartransistor (T_3) zugeführten dritten Strom und den dem vierten Bipolartransistor (T_4) zugeführten vierten Strom liefert, und
daß zwischen die weitere Stromspiegelschaltung (S_2) und die Kollektoren des dritten bzw. vierten Bipolartransistors (T_3 , T_4) eine Verstär-

50

55

kerschaltung (T_7 , T_8) geschaltet ist.

13. Bezugsspannung-Referenzschaltung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
gekennzeichnet durch

dritte Schaltungsmittel (D , T_9 , R_7 - R_9) zum Kompensieren einer parabelförmigen Temperaturabhängigkeit der von den zweiten Schaltungsmitteln (T_3 , R_3) erzeugten Referenzspannung (V_{ref}).

14. Bezugsspannung-Referenzschaltung nach Anspruch 13 und einem der Ansprüche 5 bis 12,
dadurch gekennzeichnet,

daß die dritten Schaltungsmittel (D , T_9 , R_7 - R_9) eine zwischen den dritten Widerstand (R_3) und den negativen Versorgungsspannungsanschluß geschaltete Diode (D) umfassen.

15. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach Anspruch 14,
dadurch gekennzeichnet,

daß die dritten Schaltungsmittel eine zwischen den dritten Widerstand (R_3) und den negativen Versorgungsspannungsanschluß geschaltete Parallelschaltung aus einer Serienschaltung eines Widerstands (R_9) mit der Diode (D) und einer Serienschaltung zweier weiterer Widerstände (R_7 , R_8) umfassen, wobei ein weiterer Bipolartransistor (T_9) mit seinem Hauptstrompfad parallel zu den beiden weiteren Widerständen (R_7 , R_8) und mit seiner Basis an den Knotenpunkt zwischen die beiden weiteren Widerständen (R_7 , R_8) angeschlossen ist.

16. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,

daß die ersten Schaltungsmittel Verstärkermittel (R_5 , R_6) zum Verstärken der Referenzspannung (V_{ref}) umfassen.

17. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach einem der Ansprüche 5 bis 12 und Anspruch 16,
dadurch gekennzeichnet,

daß die Verstärkermittel einen an der Basis des dritten Bipolartransistors (T_3) angreifenden Spannungsteiler (R_5 , R_6) umfassen.

18. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,

daß die ersten und zweiten Schaltungsmittel ($T_1 - T_4$, $R_1 - R_4$) derart ausgestaltet sind, daß die als Summe der ersten Spannung der ersten Schaltungsmittel (T_3 , T_1) und der Differenzspannung der zweiten Schaltungsmittel ($T_1 - T_4$) erzeugte Referenzspannung (V_{ref}) in etwa 2,5 V beträgt. 5

19. Referenzspannung-Erzeugungsschaltung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, 10
dadurch gekennzeichnet,

daß Regelungsmittel (ST, M_{11}) vorgesehen sind, um die von der Referenzspannung-Erzeugungsschaltung an einem Ausgangsanschluß ausgegebene Referenzspannung (V_{ref}) bei einer ungleichmäßigen Belastung des Ausgangsspannungsanschlusses konstant zu halten. 15

20

25

30

35

40

45

50

55

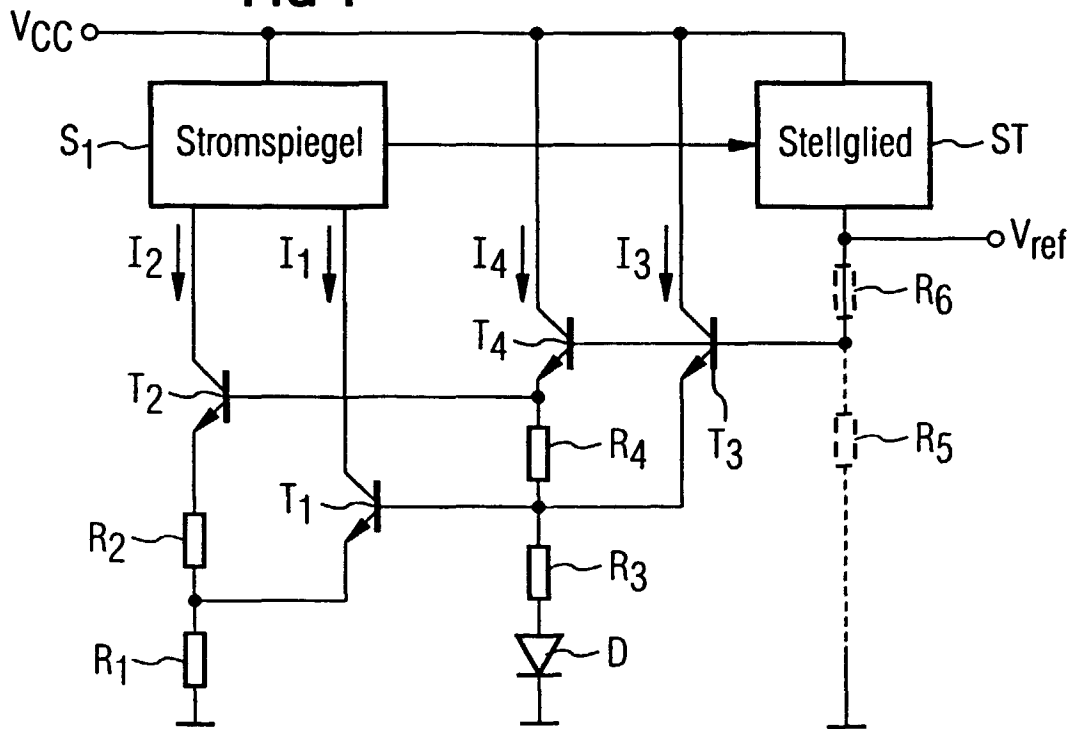
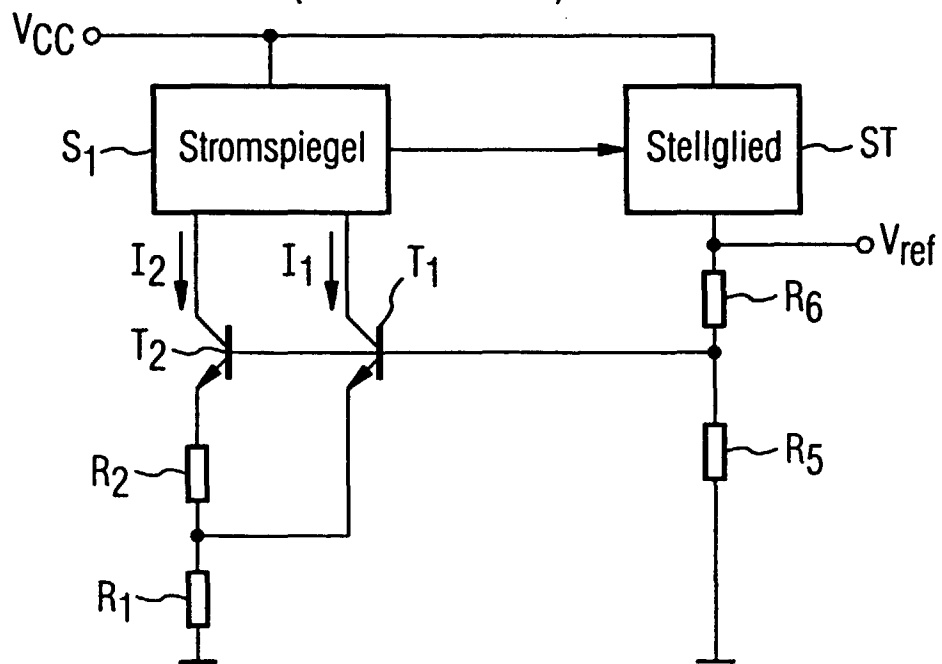
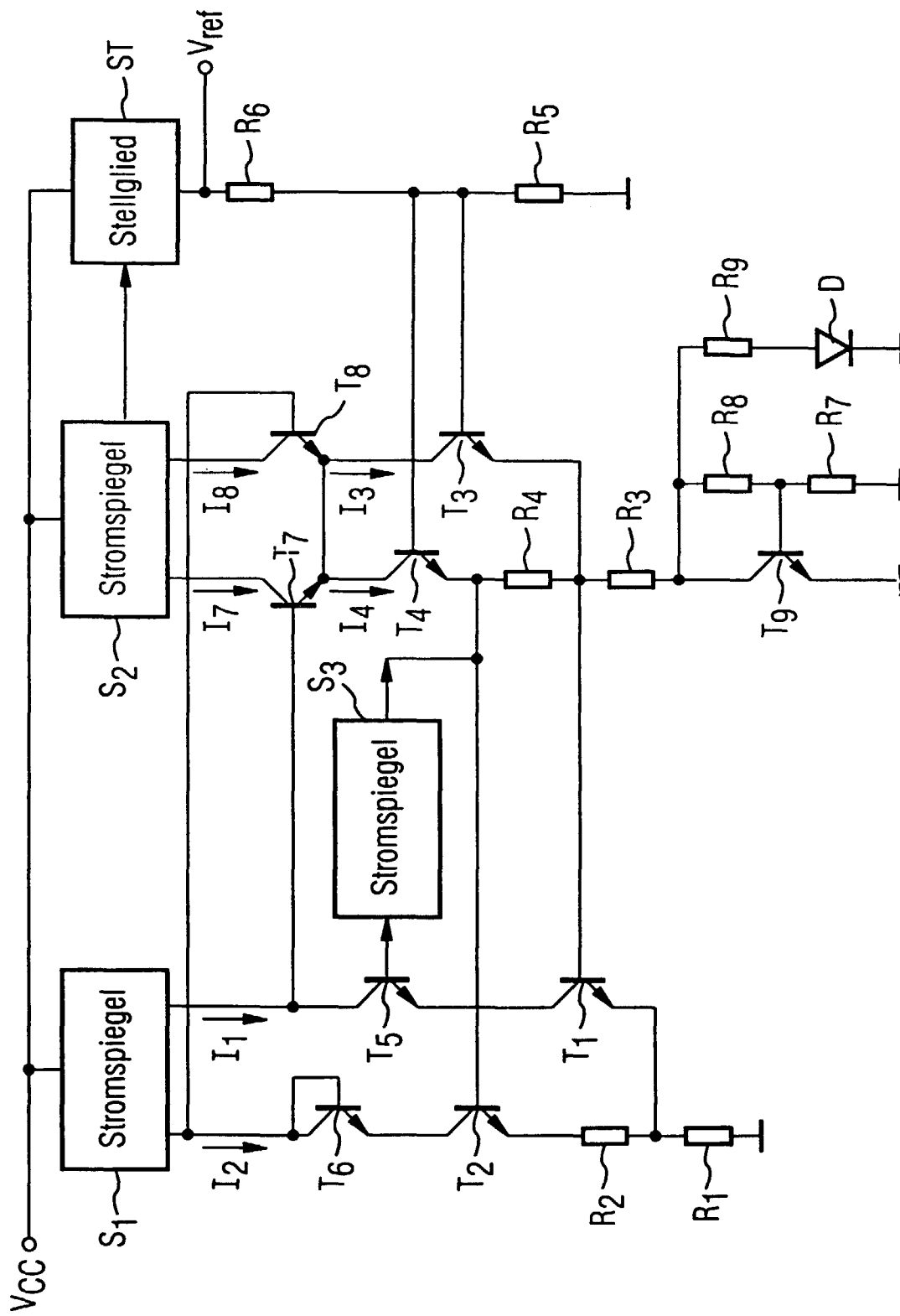
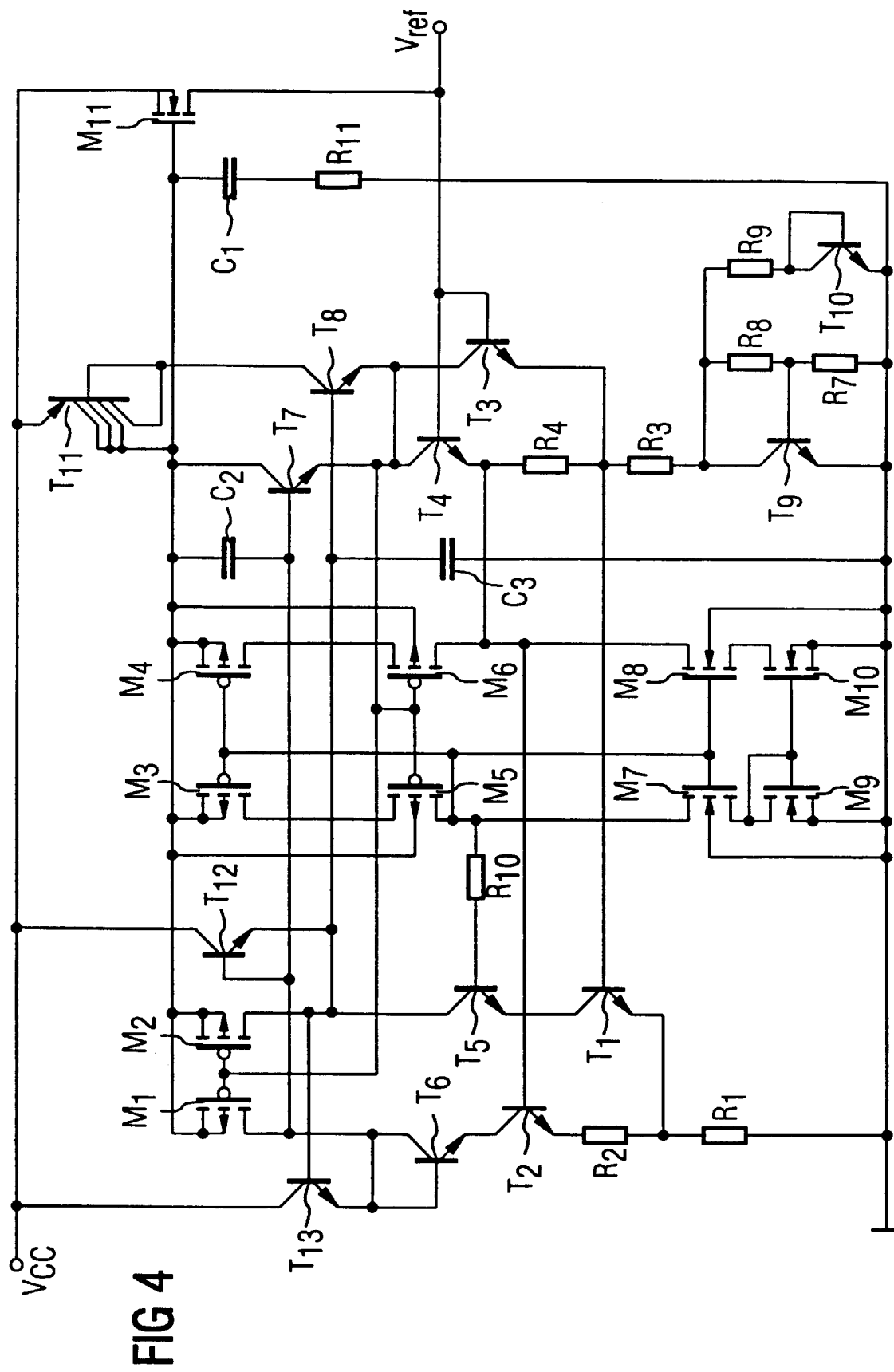
FIG 1**FIG 2** (Stand der Technik)

FIG 3







Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 99 10 5491

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int.Cl.6)
A	DE 31 19 048 A (EBAUCHES ELECTRONIQUES SA) 25. März 1982 * Seite 13, Zeile 15 - Seite 21, Zeile 20; Ansprüche 1-15; Abbildungen 2-6 *	1-19	G05F1/56 G05F1/575 G05F3/30 G06G7/10 H03F1/30 H03K3/02 H03K5/24
A	EP 0 676 856 A (ROCKWELL INTERNATIONAL CORP) 11. Oktober 1995 * Spalte 3, Zeile 56 - Spalte 10, Zeile 13; Ansprüche 1-8; Abbildungen 1,2,4,5,7 *	1-19	
A	WO 93 09597 A (LATTICE SEMICONDUCTOR CORP) 13. Mai 1993 * Seite 4, Zeile 34 - Seite 8, Zeile 25; Ansprüche 1-27; Abbildungen 1-5 *	1-19	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int.Cl.6)
			G05F G06G H03F H03K
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort MÜNCHEN		Abschlußdatum der Recherche 13. Juli 1999	Prüfer Pierron, P
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE		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 anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	
X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur			

EPO FORM 1503 03 82 (P04C03)

**ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
 ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.**

EP 99 10 5491

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentfamilien der im obengenannten europäischen Recherchenbericht angeführten Patentdokumente angegeben.

Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Datei des Europäischen Patentamts am
 Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erfolgen ohne Gewähr.

13-07-1999

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
DE 3119048 A	25-03-1982	CH 639521 A	30-11-1983
		HK 49590 A	08-07-1990
		JP 1021647 B	21-04-1989
		JP 1535162 C	21-12-1989
		JP 57018120 A	29-01-1982
		US 4424457 A	03-01-1984
EP 0676856 A	11-10-1995	US 5532576 A	02-07-1996
		JP 7325630 A	12-12-1995
WO 9309597 A	13-05-1993	US 5231315 A	27-07-1993
		US 5231316 A	27-07-1993

EPO FORM P0461

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.12/82