



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) **EP 1 132 794 A1**

(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:
12.09.2001 Patentblatt 2001/37

(51) Int Cl.7: **G05F 3/22**

(21) Anmeldenummer: **01890066.2**

(22) Anmeldetag: **07.03.2001**

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

(72) Erfinder: **Forsyth, Richard**
8010 Graz (AT)

(74) Vertreter: **Haffner, Thomas M.**
Patentanwalt,
Haffner Thomas M., Dr.,
Schottengasse 3a
1014 Wien (AT)

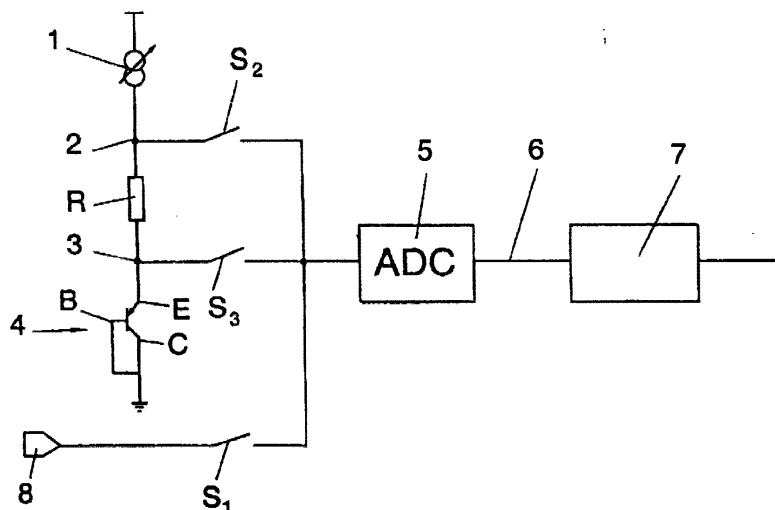
(30) Priorität: **10.03.2000 AT 4042000**

(71) Anmelder: **AUSTRIA MIKRO SYSTEME
INTERNATIONAL AKTIENGESELLSCHAFT
A-8141 Unterpremstätten (AT)**

(54) **Verfahren zur Gewinnung einer temperaturunabhängigen Spannungsreferenz sowie Schaltungsanordnung zur Gewinnung einer derartigen Spannungsreferenz**

(57) Bei einem Verfahren zur Gewinnung einer temperaturunabhängigen Spannungsreferenz mit einer Bandabstands- Referenzschaltung unter Verwendung wenigstens eines Bipolartransistors (4) und einer Spannungsquelle (1) ist lediglich ein Bipolartransistor (4) in Serie mit einem Widerstand (R) geschaltet. Es werden wahlweise verschiedene Spannungen angelegt, und die Spannungen vor (2) und nach (3) dem Serienwiderstand (R) abgegriffen und gesondert gemessen und einem Analog-Digital-Wandler (ADC) (5) zugeführt. Der Verstärkungsfaktor des Analog-Digital-Wandlers (5) wird aus den digitalisierten Meßwerten errechnet und

zur Korrektur der Messwerte eingesetzt. Die Schaltungsanordnung zur Gewinnung einer derartigen temperaturunabhängigen Spannungsreferenz weist einen Bipolar-Transistor (4) und einen mit dem Transistor (4) verbundenen Widerstand (R) in Serie geschaltet auf. An Abgriffen (2,3) zu beiden Seiten des Widerstandes (R) ist über Schalter (S_2, S_3) ein Analog-Digital-Wandler (ADC) (5) zur Erzielung von digitalisierten Spannungsmesswerten angeschlossen. Die digitalen Signale des ADC (5) sind einem Rechner (7) zur Ermittlung des Verstärkungsfaktors zugeführt, aus welchem das korrigierte Spannungssignal digital auslesbar ist.



EP 1 132 794 A1

Beschreibung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Gewinnung einer temperaturunabhängigen Spannungsreferenz mit einer Bandabstands-Referenzschaltung unter Verwendung wenigstens eines Bipolartransistors und einer Spannungsquelle sowie auf eine Schaltungsanordnung zur Gewinnung einer temperaturunabhängigen Spannungsreferenz.

[0002] Beim Einsatz von Bipolartransistoren sowie elektronischen Bauteilen, wie beispielsweise Analog-Digital-Wandlern, sind bekannte Temperaturabhängigkeiten der Transistorparameter bzw. der Schaltung zu berücksichtigen, wenn eine temperaturunabhängige Spannungsreferenz geschaffen werden soll. Insbesondere sind die Kennlinien eines Bipolartransistors stark temperaturabhängig, wobei der temperaturabhängige Zusammenhang zwischen dem Kollektorstrom I_c und der Basisemitterspannung U_{BE} von besonderer Wichtigkeit ist. Die Abhängigkeit von U_{BE} von der Temperatur T ergibt sich aus der nachfolgenden Gleichung:

$$I_c = I_s e^{\frac{q U_{BE}}{kT}} \quad (1)$$

[0003] Ursache für diese Temperaturabhängigkeit von I_c ist die Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms I_s und der Temperaturspannung $U_T = \frac{kT}{q}$, wobei unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes

$$I_s = A e^{\frac{-q U_G}{kT}} T^x \quad (2)$$

die nachfolgende Beziehung

$$I_c = A e^{\frac{-U_G q}{kT} + \frac{U_{BE} q}{kT}} T^x \quad (3),$$

in welcher k die Boltzmannkonstante ($1,38 \times 10^{-23}$ VAs/K), q die Elementarladung $= 1,602 \times 10^{-19}$ As, $U_G \approx 1,12$ V die Bandabstandsspannung (gap voltage) von Silizium, T die Temperatur, x eine empirische Konstante und A einen Proportionalitätsfaktor bedeuten, gilt. Die Temperaturabhängigkeit von U_G wird bei den bekannten Schaltungsanordnungen in der Regel vernachlässigt.

[0004] Aus diesen Beziehungen ergibt sich bei den meisten Bipolartransistoren bei einer Temperaturerhöhung um 11° K ein Anstieg von I_c auf den doppelten Wert. In Schaltungen zur Erzielung von Spannungsreferenzen ist es bereits bekannt, im Prinzip die Basisemitterspannung eines Bipolartransistors als Spannungsreferenz einzusetzen. Zur Kompensation der bekannten hohen Temperaturabhängigkeit wird bei derartigen bekannten, analogen Schaltungen eine Spannung mit einem symmetrisch gleichen positiven Temperaturkoeffizienten addiert, wobei diese Spannung mit einem zweiten Transistor erzeugt wird. Die bekannten Bandabstandsreferenzschaltungen zur Erzielung einer Spannungsreferenz setzen daher in aller Regel zwei in ihrer Charakteristik ausgesuchte Transistoren voraus, wobei die Auswahl mit geringeren Toleranzen erfolgen muß.

[0005] Die Erfindung zielt nun darauf ab, ein Verfahren der eingangs genannten Art zu schaffen, bei welchem lediglich ein Bipolartransistor zum Einsatz gelangt und daher die Auswahl eines auf die Charakteristik dieses Transistors abgestimmten zweiten Transistors entbehrlich ist. Weiters zielt die Erfindung darauf ab, die Temperaturabhängigkeit der Meßwerte weiter zu verringern und eine Temperaturkompensation mit wesentlich höherer Genauigkeit zu erzielen. Zur Lösung dieser Aufgabe besteht das erfindungsgemäße Verfahren im wesentlichen darin, daß lediglich ein Bipolartransistor in Serie mit einem Widerstand geschaltet ist, daß wahlweise verschiedene Spannungen angelegt werden, daß die Spannungen vor und nach dem Serienwiderstand abgegriffen und einem Analog-Digital-Wandler (ADC) zugeführt werden und daß der Verstärkungsfaktor des Analog-Digital-Wandlers aus den digitalisierten Meßwerten errechnet und zur Korrektur der Meßwerte eingesetzt wird. Dadurch, daß im Rahmen des erfindungsgemäßen Verfahrens ein Analog-Digital-Wandler zusätzlich zum Einsatz gelangt und in der Folge die Signale in digitaler Form verarbeitet werden, kommt die Temperaturabhängigkeit derartiger ADC-Schaltungen hinzu, welche kompensiert werden muß. Im Rahmen des erfindungsgemäßen Verfahrens wird daher aus einer Mehrzahl von Meßwerten der Verstärkungsfaktor des Analog-Digital-Wandlers für die jeweils herrschende Temperatur ermittelt und kann in entsprechender Form jeweils aktualisiert werden, sodaß tatsächlich korrigierte Meßwerte zur Verfügung stehen, welche sich durch eine höhere Präzision auszeichnen, als dies bei analogen Schaltungen möglich ist.

[0006] Gemäß einer bevorzugten Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird so vorgegangen, daß zur

Korrektur des Verstärkungsfaktors des ADC ein Meßwert für die Basis-Emitterspannung des Bipolartransistors und ein Meßwert für den Sperrstrom des Bipolartransistors aus dem Spannungsabfall am Widerstand erfaßt wird und daß durch Anwendung eines Rechenverfahrens die temperaturabhängigen Anteile der beiden Meßwerte eliminiert und ein für die jeweilige zum Meßzeitpunkt herrschende Temperatur gültiger Verstärkungsfaktor ermittelt wird.

[0007] Im Rahmen des erfindungsgemäßen Verfahrens wird zur Bestimmung des Verstärkungsfaktors so vorgegangen, daß der Verstärkungsfaktor mit

$$S = \frac{-1 - \ln I_x + x + \ln A + x \ln \frac{q}{d \ln I_x k} + \ln R}{-1 + d \ln I_x U_G + x} \quad (13)$$

errechnet wird, worin $\ln I_x$ den natürlichen Logarithmus des Meßwertes für den Kollektorstrom, x und A Konstante, R den Widerstandswert und U_G die Bandabstandsspannung (für Si $\approx 1,12$ V) bedeuten. Da der Verstärkungsfaktor jeweils aus einer Mehrzahl von Meßwerten durch den nachfolgend noch näher erläuterten Algorithmus immer wieder neu errechnet wird, gelingt es im Rahmen des erfindungsgemäßen Verfahrens, wie es einer bevorzugten Weiterbildung entspricht, daß der Wert für S kontinuierlich oder in regelmäßigen Zeitabständen aktualisiert wird und zur Berechnung der tatsächlichen Referenzspannung sowie ggf. zur exakten Bestimmung von Prüfspannungen herangezogen wird.

[0008] Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung zur Gewinnung einer temperaturunabhängigen Spannungsreferenz kann besonders einfach ausgebildet sein und kommt mit einer geringen Anzahl von Bauteilen aus. Die Schaltungsanordnung ist im wesentlichen dadurch gekennzeichnet, daß sie einen Bipolartransistor und einen mit dem Transistor verbundenen Widerstand R in Serie geschaltet aufweist, daß an Abgriffen zu beiden Seiten des Widerstandes R über Schalter ein Analog-Digital-Wandler (ADC) zur Erzielung von digitalisierten Spannungsmeßwerten angeschlossen ist und daß die digitalen Signale des ADC einem Rechner zur Ermittlung des Verstärkungsfaktors zugeführt sind, aus welchem das korrigierte Spannungssignal digital auslesbar ist.

[0009] Der Schalter kann in besonders einfacher Weise als Multiplexer-Bauteil ausgebildet sein, dessen Eingänge von einem Steuersignal des Rechners geschaltet werden und Anschlüsse aufweisen, an welche zu messende Spannungen durch Betätigung des zugeordneten Schalters angelegt werden. Der Multiplexer überträgt somit je nach Schalterstellung die analogen Signale an den analogen Eingang des ADC. Prinzipiell kann die Schaltungsanordnung unter Verwendung von PNP- oder NPN-Transistoren aufgebaut werden. Im Falle von PNP-Transistoren ist der Emittor mit dem Widerstand verbunden, und der mit der Basis verbundene Kollektor an Masse gelegt, wobei die einstellbare Spannungsquelle am anderen Anschluß des Widerstandes angeschlossen ist.

[0010] Eine bevorzugte Verwendung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung stellt die Verwendung in einem Digital-Voltmeter dar, wobei die prinzipielle Verfahrensweise ebenso wie die Schaltungsanordnung in keiner Weise auf derartige Digital-Voltmeter beschränkt ist.

[0011] Die Erfindung wird nachfolgend anhand des für die Berechnung des Verstärkungsfaktors ausgewählten Rechenalgorithmus und anhand eines Schaltungsbeispiels für ein Digital-Voltmeter näher erläutert.

[0012] Ausgehend von der grundsätzlichen Beziehung, welche die Abhängigkeit von U_{BE} von der Temperatur T in einem Bipolartransistor wiedergibt,

$$I_c = I_s e^{\frac{q U_{BE}}{kT}} \quad (1)$$

wird nun weiters berücksichtigt, daß nicht nur der Kollektorstrom sondern auch der Sperrstrom I_s temperaturabhängig ist. Die Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms folgt der Beziehung

$$I_s = A e^{\frac{-q U_G}{kT}} T^x \quad (2),$$

wobei in diesen Beziehungen die bereits eingangs angeführten Bedeutungen gelten.

[0013] Durch Einsetzen der Bedeutung I_s gemäß der Gleichung (2) in die Gleichung (1) läßt sich die Beziehung

$$I_c = A e^{\frac{-U_G q}{kT} + \frac{U_{BE} q}{kT}} T^x \quad (3)$$

erhalten.

[0014] Bei Verwendung eines Analog-Digital-Wandlers erfahren die analogen Meßwerte im ADC eine temperaturabhängige Verstärkung S, wodurch sich entsprechende Fehler ergeben würden, wenn eine Temperaturkompensation nicht erfolgt. Für die rechnerische Elimination derartiger Fehler wird zunächst U_{BE} durch U_x ersetzt, wodurch sich die Beziehung $U_{BE} = \frac{U_x}{S}$ ergibt und U_x die gemessene Spannung bedeutet, die es durch Anwendung des richtigen Verstärkungsfaktors zu korrigieren gilt. Ebenso kann I_C durch den tatsächlichen Meßwert I_x ersetzt werden, welcher als Spannungsabfall am Widerstand R gemessen wird und den gleichen Verstärkungsfaktor S aufweisen muß. Durch entsprechende Substitution ergibt sich die Beziehung

$$I_c = \frac{e \ln I_x}{R S} \quad (4),$$

wobei in der Folge nach der Beziehung

$$\ln I_x = \ln \left[A e^{-\frac{U_G q}{kT} + \frac{U_x q}{kT}} R S T^x \right] \quad (5)$$

der natürliche Logarithmus dieses Strommeßwertes ausgedrückt wird. In dieser Beziehung wird somit die Abhängigkeit von I_x und U_x graphisch darstellbar, wobei auf der y-Achse $\ln I_x$ und auf der x-Achse U_x aufgetragen werden. Man erhält eine Gerade mit dem Anstieg $d \ln I_x$, welche an der Stelle $U_x = 0$ die y-Achse bei dem entsprechenden Wert $d \ln I_x$ schneidet. Die Steigung dieser Geraden beträgt somit

$$d \ln I_x = \frac{q}{k S T} \quad (6)$$

Durch Auflösung dieser Beziehung nach T erhält man

$$T = \frac{q}{d \ln I_x k S} \quad (7)$$

An der Stelle $U_x = 0$ kann nunmehr durch Einsetzen in

$$\ln I_x = \ln \left[A e^{-\frac{U_G q}{kT} + \frac{U_x q}{kT}} R S T^x \right] \quad (5)$$

die Beziehung

$$\ln I_x = \ln \left[A e^{-\frac{U_G q}{kT}} R S T^x \right] \quad (8)$$

abgeleitet werden. Durch entsprechende Umformungen dieser Gleichung gelangt man zur Beziehung

$$\ln I_x = \frac{-U_G q}{kT} + \ln A + \ln R + \ln S + x \ln T \quad (9)$$

und weiters zu

$$\ln I_x = -d \ln I_x U_G S + \ln A + \ln R + x \ln \frac{q}{d \ln I_x k S} + \ln S \quad (10)$$

und schließlich

$$\ln I_x = -\ln I_x U_G S + \ln A + x \ln \frac{q}{d \ln I_x k} + \ln R + \ln S \quad (11)$$

Aus dieser Beziehung ist nun klar erkennbar, daß für die Ermittlung des wahren Wertes des Verstärkungsfaktors S die absolute Temperatur T nicht mehr aufscheint, da diese Beziehung lediglich universelle Konstanten U_G , q , k , sowie die bekannten Werte sowie temperaturunabhängige Ausdrücke x , A und den nur gering temperaturabhängigen Wert R enthält. Wenn zusätzlich die Temperaturabhängigkeit von R Berücksichtigung finden soll, kann dies beispielsweise durch entsprechende Modifikation des Wertes x erfolgen.

[0015] Um nun diese Gleichung zu lösen, kann eine Taylor-Expansion erster Ordnung für $\ln S$ um den Wert 1.0 vorgenommen werden, woraus sich

$$\ln I_x = -1 + S + d \ln I_x U_G S - (-1 + S) x + \ln A + x \ln \frac{q}{d \ln I_x k} + \ln R \quad (12)$$

ergibt. Die Lösung dieser Gleichung ergibt

$$S = \frac{-1 - \ln I_x + x + \ln A + x \ln \frac{q}{d \ln I_x k} + \ln R}{-1 + d \ln I_x U_G + x} \quad (13)$$

[0016] Insgesamt können x , A und R für jede Schaltungsanordnung individuell kalibriert werden, wobei besonders geeignete Werte durch eine Simulation vorausberechnet werden können.

[0017] In einem kontinuierlich sich selbst kalibrierenden System kann der Wert für den Verstärkungsfaktor S jeweils kontinuierlich oder in regelmäßigen Zeitabständen aktualisiert werden, sodaß iterativ immer genauere Werte erhalten werden. Aufgrund eines derartigen Iterationsverfahrens ist es auch ohne weiteres zulässig, nur eine Taylor-Expansion erster Ordnung in der obigen Berechnung einzusetzen.

[0018] Ohne besondere Kalibrierung kann mit derartigen Berechnungen eine Genauigkeit von etwa 1 % erreicht werden. Wenn die Werte für x , A und R entsprechend optimiert werden, läßt sich die Genauigkeit auf unter 0,1 % bei einem Arbeitstemperaturbereich von etwa 100° K verbessern.

[0019] Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiels eines Digital-Voltmeters näher erläutert.

[0020] In der Zeichnung ist mit 1 eine variable Spannungsquelle bezeichnet, mit welcher unterschiedliche Spannungen generiert werden können. Die Spannung wird an den Anschluß 2 eines Widerstandes R angelegt, wobei bei der gezeigten Schaltungsanordnung ein PNP-Transistor zum Einsatz gelangt, dessen Emitter E mit dem Abgriff 3 des Widerstandes verbunden ist. Basis und Kollektor des Bipolartransistors 4 liegen wiederum an Masse bzw. Nullpotential, wobei die jeweils abgreifbaren Spannungswerte bei 2 und 3 über Schalter S_2 und S_3 alternativ dem Analog-Digital-Wandler als analoge Signale zugeführt werden. Das im ADC 5 digitalisierte Signal gelangt über die Signalleitung 6 zu einem Rechner 7, in welchen die entsprechenden Korrekturen in Übereinstimmung mit dem oben angeführten Rechenalgorithmus vorgenommen werden. Für die Verwendung als Digital-Voltmeter ist noch ein weiterer Schalter S_1 vorgesehen, über welchen eine Prüfspannung über den Anschluß 8 an den ADC 5 angelegt werden und gemessen werden kann.

[0021] Die Schalter S_1 , S_2 und S_3 werden nun jeweils alternativ geschlossen, wobei diese Schalter S_1 , S_2 und S_3 in einem Multiplexer enthalten sein können und die Schalterstellungen selbst vom Rechner 7 gesteuert werden können. Prinzipiell müssen für den Meßwert $V_x = I_x \cdot R$ die Spannungen an den Abgriffen 2 und 3 ermittelt werden und voneinander subtrahiert werden, wobei über den Schalter S_3 bei geöffneten Schaltern S_1 und S_2 die Meßgröße V_x ermittelt werden kann. Da die Spannungsquelle 1 auf unterschiedliche Spannungen einstellbar ist, können verschiedene Meßpunkte für die oben angegebene Auswertung gebildet werden, aus welchen sich der jeweils aktuelle Wert für S errechnen läßt.

[0022] Insgesamt wird somit eine digitale Referenzspannungstechnik angewandt, welche eine kontinuierliche Rekalibrierung des ADC erlaubt, wobei durch entsprechende Häufigkeit dieser Kalibrierung nicht nur Temperatureffekte sondern auch andere, von der Betriebszeit abhängige Effekte weitestgehend kompensiert werden können.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Gewinnung einer temperaturunabhängigen Spannungsreferenz mit einer Bandabstands- Referenzschaltung unter Verwendung wenigstens eines Bipolartransistors und einer Spannungsquelle, **dadurch gekennzeichnet, daß** lediglich ein Bipolartransistor in Serie mit einem Widerstand geschaltet ist, daß wahlweise verschiedene Spannungen angelegt werden, daß die Spannungen vor und nach dem Serienwiderstand abgegriffen und einem Analog-Digital-Wandler (ADC) zugeführt werden und daß der Verstärkungsfaktor des Analog-Digital-Wandlers aus den digitalisierten Meßwerten errechnet und zur Korrektur der Messwerte eingesetzt wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, daß** zur Korrektur des Verstärkungsfaktors des ADC ein Meßwert für die Basisemitterspannung des Bipolartransistors und ein Meßwert für den Sperrstrom des Bipolartransistors aus dem Spannungsabfall am Widerstand erfaßt wird und daß durch Anwendung eines Rechenverfahrens die temperaturabhängigen Anteile der beiden Meßwerte eliminiert und ein für die jeweilige zum Meßzeitpunkt herrschende Temperatur gültiger Verstärkungsfaktor ermittelt wird.

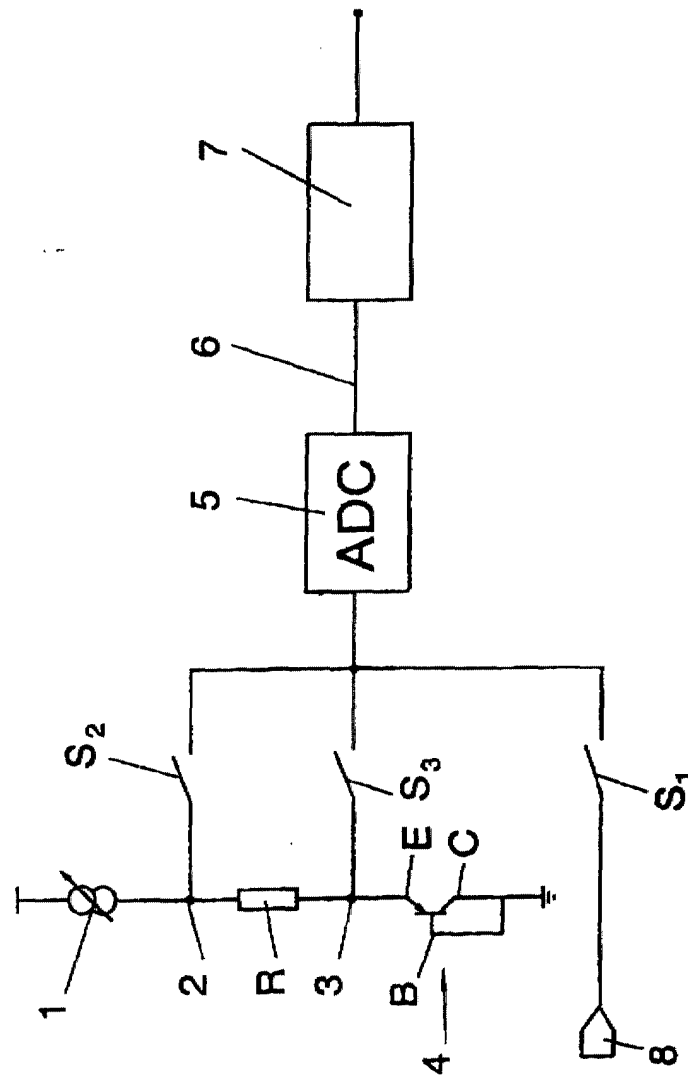
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, daß** der Verstärkungsfaktor mit

$$S = \frac{-1 - \ln I_x + x + \ln A + x \ln \frac{q}{d \ln I_x k} + \ln R}{-1 + d \ln I_x U_G + x}$$

errechnet wird, worin $\ln I_x$ den natürlichen Logarithmus des Meßwertes für den Kollektorstrom, x und A Konstante, R den Widerstandswert und U_G die Bandgapspannung (für Si $\approx 1,12$ V) bedeuten.

4. Verfahren nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet, daß** der Wert für S kontinuierlich oder in regelmäßigen Zeitabständen aktualisiert wird und zur Berechnung der tatsächlichen Referenzspannung sowie ggf. von Prüfspannungen herangezogen wird.

5. Schaltungsanordnung zur Gewinnung einer temperaturunabhängigen Spannungsreferenz, **dadurch gekennzeichnet, daß** sie einen Bipolartransistor (4) und einen mit dem Transistor (4) verbundenen Widerstand R in Serie geschaltet aufweist, daß an Abgriffen (2,3) zu beiden Seiten des Widerstandes R über Schalter (S_2, S_3) ein Analog-Digital-Wandler (ADC) (5) zur Erzielung von digitalisierten Spannungsmeßwerten angeschlossen ist und daß die digitalen Signale des ADC (5) einem Rechner (7) zur Ermittlung des Verstärkungsfaktors zugeführt sind, aus welchem das korrigierte Spannungssignal digital auslesbar ist.





Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 01 89 0066

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int.Cl.7)
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 014, no. 332 (P-1077), 17. Juli 1990 (1990-07-17) & JP 02 112007 A (NEC CORP), 24. April 1990 (1990-04-24) * Zusammenfassung *	1-5	G05F3/22
A	US 5 351 010 A (LEOPOLD HANS ET AL) 27. September 1994 (1994-09-27) * das ganze Dokument *	1-5	
A	US 4 990 846 A (BUCK PAUL E ET AL) 5. Februar 1991 (1991-02-05) * das ganze Dokument *	1-5	
A	US 5 936 391 A (SPIRES DEWAYNE ALAN ET AL) 10. August 1999 (1999-08-10) * das ganze Dokument *	1-5	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int.Cl.7)
			G05F
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort MÜNCHEN		Abschlußdatum der Recherche 6. Juli 2001	Prüfer Jonda, S
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE 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 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			

EPO FORM 1503.03.82 (P04C03)

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

EP 01 89 0066

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

06-07-2001

Im Recherchenbericht angeführtes Patentedokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
JP 02112007 A	24-04-1990	KEINE	
US 5351010 A	27-09-1994	AT 397311 B	25-03-1994
		AT 162391 A	15-07-1993
		AT 176321 T	15-02-1999
		DE 59209626 D	11-03-1999
		EP 0528784 A	24-02-1993
		JP 5196510 A	06-08-1993
US 4990846 A	05-02-1991	KEINE	
US 5936391 A	10-08-1999	JP 11161352 A	18-06-1999

EPO FORM P0461

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