
Octroiraad



⑩ A **Terinzagelegging** ⑪ **8204317**

Nederland

⑲ NL

- ⑤4 **Referentiespanningsopwekschakeling.**
- ⑤1 Int.CI³: H02P 13/16, H02P 13/32, G05F 1/613, G05F 3/16, G05F 5/00, H03K 17/14, H03F 1/30, G05F 1/64.
- ⑦1 Aanvrager: Mitsubishi Denki Kabushiki Kaisha te Tokio.
- ⑦4 Gem.: Ir. R. Hoijtink c.s.
Octrooibureau Arnold & Siedsma
Sweelinckplein 1
2517 GK 's-Gravenhage.

-
- ②1 Aanvraag Nr. 8204317.
- ②2 Ingediend 8 november 1982.
- ③2 Voorrang vanaf 6 november 1981.
- ③3 Land van voorrang: Japan (JP).
- ③1 Nummer van de voorrangsaanvraag: 179501/81 .
- ⑥2 - -

-
- ④3 Ter inzage gelegd 1 juni 1983.

De aan dit blad gehechte stukken zijn een afdruk van de oorspronkelijk ingediende beschrijving met conclusie(s) en eventuele tekening(en).

Referentiespanningsopwekschakeling

De uitvinding heeft betrekking op een referentiespanningsopwekschakeling voor vorming en afgifte van een van eventuele variaties van de bedrijfsomstandigheden, zoals variaties van de voedingsspanning, de omgevingstemperatuur en dergelijke, onafhankelijke constante spanning.

In dit verband wordt verwezen naar de Fig. 1 en 2 van de bijbehorende tekening.

Fig. 1 toont het schema van een uitvoeringsvorm van een referentiespanningsopwekschakeling van gebruikelijk type, welke is uitgevoerd als een geïntegreerde halfgeleiderschakeling en zijn voedingsspanning krijgt toegevoerd via twee voedingsaansluitingen T_1 en T_2 , via welke ook de afgegeven referentiespanning ter beschikking komt. De voedingsaansluiting T_2 is daarbij geaard.

Fig. 2 vormt het principieschema van een referentiespanningsopwekschakeling van gebruikelijk type, welke eveneens de ingangsvoedingsspanning krijgt toegevoerd tussen de voedingsaansluiting T_1 en T_2 . De afgegeven referentiespanning komt ter beschikking tussen de aansluitingen T_3 en T_2 , waarvan de laatstgenoemde weer geaard is. Aan de hand van Fig. 2 zal nu het principe van een dergelijke schakeling van gebruikelijk type worden toegelicht.

In het principieschema volgens Fig. 2 is de basis van een transistor Q21 verbonden met de basis van een transistor Q22, terwijl de collector en de basis van de transistor Q21 met elkaar zijn doorverbonden, zodat de transistor Q21 als diode is geschakeld. De emitters van de transistoren Q21 en Q22 zijn met elkaar gekoppeld via een weerstand 23. De transistor Q21 wordt bedreven met een betrekkelijk hoge stroomdichtheid J_1 , terwijl de transistor Q22 wordt bedreven met een betrekkelijk lage stroomdichtheid J_2 , bijvoorbeeld zodanig, dat $J_2 = \frac{1}{10} \cdot J_1$. Het verschil ΔV_{BE} tussen de basis-emitterspanning van de transistor Q21 en de basis-emitterspanning van de transistor Q22 kan dan worden weergegeven als:

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{J_1}{J_2} \quad \dots (1),$$

waarin k de constante van Boltzmann is, T de absolute temperatuur is en q de lading van een electron vertegenwoordigt.

Het genoemde spanningsverschil ΔV_{BE} komt terecht over de weerstand R_{23} . Indien de stroomversterkingsfactor van de transistor Q_{22} voldoende groot is, zal de door het spanningsverschil ΔV_{BE} en de weerstandswaarde van de weerstand R_{23} bepaalde stroom gelijk zijn aan de collectorstroom $I_{C_{22}}$ van de transistor Q_{22} , zodat de relatie $I_{C_{22}} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_{23}}$ zal gelden. De spanningsval $V_{R_{22}}$ over de in de collectorleiding van de transistor Q_{22} opgenomen weerstand R_{22} zal dan bedragen:

$$V_{R_{22}} = \frac{R_{22}}{R_{23}} \cdot \Delta V_{BE} \quad \dots (2)$$

De collectorstroom $I_{C_{22}}$ van de transistor Q_{22} wordt toegevoerd aan de basis van een transistor Q_{23} , welke een versterkte stroom voert. De basis-emitterspanning V_{BE} van de transistor Q_{23} kan in algemene vorm worden beschreven door:

$$V_{BE} = V_{g0} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \cdot \frac{T}{T_0} + \frac{nkT}{q} \cdot \ln \frac{T_0}{T} + \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{I_C}{I_{C0}} \quad \dots (3)$$

waarin V_{g0} een extrapolatiespanningswaarde voor een aan het hoofdgeleidermateriaal bij $T = 0^\circ K$ inherente energiebandafstand (energy band gap) is, n een van de vervaardigingsomstandigheden van een transistor afhankelijke constante is, I_C de collectorstroom in het algemeen en I_{C0} de collectorstroom bij $T_0^\circ K$ is. Voorts heeft V_{BE0} betrekking op de basis-emitterspanning bij $T = 0^\circ K$. De laatste twee termen van de vergelijking (3) kunnen worden verwaarloosd aangezien zij bij een variatie van de collectorstroom I_C bij de absolute temperatuur voldoende klein zijn. Daardoor kan de vergelijking (3) worden teruggebracht tot:

$$V_{BE} = V_{g0} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \cdot \frac{T}{T_0} \quad \dots (4)$$

Het ene einde van de weerstand R22 is verbonden met een aansluiting T3, terwijl het andere einde van de weerstand is verbonden met de basis van de transistor Q23. De emitter van de transistor Q23 is verbonden met de aansluiting T2. Een tussen de aansluitingen T3 en T2 afgenomen referentiespanning V_{ref} krijgt derhalve de volgende gedaante:

$$V_{ref} = V_{R22} + V_{BE} \quad \dots (5)$$

Substitutie van de vergelijkingen (1), (2) en (4) in de vergelijking (5) leidt dan tot:

$$V_{ref} = \frac{R22}{R23} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2} + V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE} \cdot \frac{T}{T_0} \quad \dots (6)$$

Indien ter verkrijging van een inzicht in de temperatuurscoëfficiënt (temperatuursafhankelijkheid) van de referentiespanning V_{ref} volgens de vergelijking (6) deze laatstgenoemde aan differentiatie naar de absolute temperatuur T wordt onderworpen, verkrijgt men:

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = \frac{R22}{R23} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2} - \frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{V_{BE0}}{T_0}$$

Indien de temperatuursafhankelijkheid van de referentiespanning V_{ref} gelijk nul dient te zijn, dan moet worden voldaan aan de voorwaarde:

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = 0 \text{ hetgeen leidt tot: } \frac{R22}{R23} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2} - \frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{V_{BE0}}{T_0} = 0$$

of wel:

$$V_{g0} = \frac{R22}{R23} \cdot \frac{kT_0}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2} + V_{BE0} \quad \dots (7)$$

de vergelijking (7) beschrijft de voorwaarde voor temperatuurs-onafhankelijkheid van de referentiespanning V_{ref} .

Onder verwijzing naar de vergelijkingen

(1) en (2) wordt opgemerkt, dat de eerste term van het rechterlid van de vergelijking (7) de spanningsval V_{R22} over de weerstand R22 vertegenwoordigt, terwijl de tweede term van het rechterlid van de vergelijking (7) de basis-emitterspanning van de transistor Q23 vertegenwoordigt. Het gehele rechterlid van de vergelijking (7) vertegenwoordigt derhalve een tussen de aansluitingen T3 en T2 optredende spanning, dat wil zeggen een referentiespanning V_{ref} . Indien nu aan de door de vergelijking (7) beschreven voorwaarde moet worden voldaan, zodat de referentiespanning temperatuurs onafhankelijk wordt, moet worden voldaan aan de voorwaarde:

$$V_{ref} = V_{g0} \quad \dots\dots(8).$$

Meer in het bijzonder wil dit voor het principeschema volgens Fig. 2 zeggen, dat de referentiespanning V_{ref} op een constante, temperatuuronafhankelijke waarde kan worden gehouden door de keuze $V_{ref} = V_{g0}$.

Zoals in het voorgaande is beschreven, heeft V_{BE} een negatieve temperatuurscoëfficiënt (zie de vergelijking (4)) en heeft ΔV_{BE} een positieve temperatuurscoëfficiënt (zie de vergelijking (1)). Indien de beide zojuist genoemde spanningen nu op zodanige wijze worden gesommeerd, dat vereffening van de door temperatuurvariatie veroorzaakte spanningsvariaties wordt verkregen, kan de uit de sommering resulterende spanning onafhankelijk van eventuele temperatuurvariaties worden gemaakt. Dit is het principe, waarop de referentiespanningsopwekschakeling van gebruikelijk type volgens Fig. 2 is gebaseerd.

Daarbij dient aan de relatie $V_{ref} = V_{g0}$ volgens de vergelijking (8) te worden voldaan. Dit wil echter zeggen, dat voor de af te geven referentiespanning slechts een waarde V_{ref} ter beschikking staat, respectievelijk kan worden gekozen, welke gelijk is aan een extrapolatiespanningswaarde V_{g0} voor een energiebandafstand. Een geïntegreerde halfgeleiderschakeling met silicium als materiaal kan als gevolg daarvan slechts een referentiespanning van bij benadering 1,205 volt afgeven, daar de extrapolatiespanningswaarde V_{g0} van de energiebandafstand van silicium gelijk 1,205 volt bedraagt.

Een en ander wil zeggen, dat een referentiespanningsopwekschakeling van het hier beschouwde, gebruikelijke type slechts voor het verkrijgen van één enkele referentiespanningswaarde kan dienen, waarbij deze laatstgenoemde waarde afhankelijk van het toegepaste halfgeleidermateriaal is. Ter verkrijging van een referentiespanning van gewenste, van een dergelijke eenduidig bepaalde waarde afwijkende waarde gaat men er in de praktijk toe over in één van de laatste trappen van de referentiespanningsopwekschakeling een niveaoverschuivingsschakeling toe te passen, hetgeen dan echter weer ten koste van de gewenste onafhankelijkheid van eventuele variaties van de bedrijfsomstandigheden van de schakeling gaat. Daarnaast doet zich het probleem voor, dat indien de ingangsvoltage van de referentiespanningsopwekschakeling een lagere waarde dan de genoemde extrapolatiespanningswaarde voor de desbetreffende energiebandafstand heeft, toepassing zonder meer van het hier beschreven principe niet mogelijk is.

De onderhavige uitvinding beoogt in deze problemen te voorzien en een referentiespanningsopwekschakeling voor vorming en afgifte van een van eventuele variaties van de bedrijfsomstandigheden onafhankelijke constante spanning te verschaffen, waarbij de hiervoor beschreven problemen zich niet voordoen.

Uitgaande van een referentiespanningsopwekschakeling van het in de aanhef genoemde type met een eerste, een tweede en een derde transistor, van welke beide laatstgenoemden de bases met elkaar zijn doorverbonden, waarbij de stroomdichtheid van de derde transistor van die van de tweede transistor verschilt, schrijft de uitvinding voor, dat een dergelijke referentiespanningsopwekschakeling voorts dient te zijn voorzien van: eerste omzetmiddelen voor omzetting in een eerste stroom van een eerste spanning tussen de basis en de emitter van de eerste transistor; tweede omzetmiddelen voor omzetting in een tweede stroom van een tweede spanning, welke wordt gevormd door het spanningsverschil tussen de basis-emitterspanningen van respectievelijk de tweede en de derde transistor, waarbij de verhouding van de eerste stroom tot de tweede stroom

gelijk is aan de verhouding van de eerste spanning tot de tweede spanning; middelen voor samenstelling van de eerste stroom en de tweede stroom tot een derde stroom; en van derde omzetmiddelen voor omzetting tot een referentiespanning van de 5 derde stroom.

Bij een voorkeursuitvoeringsvorm van de onderhavige uitvinding worden de eerste, de tweede en de derde omzetmiddelen respectievelijk gevormd door een eerste, een tweede en een derde transistor met een steeds gelijke tem-
10 peratuurscoëfficiënt. De eerste en de tweede omzetmiddelen bevatten voorts een negatieve terugkoppellus met een stroomspiegelschakeling.

Verder doel van deze maatregelen volgens de uitvinding is het verschaffen van een referentiespanningsopwekschakeling, welke in staat is tot rechtstreekse af-
15 gifte van een in een willekeurige andere schakeling benodigde referentiespanning van willekeurig gewenste waarde.

Nog een verder doel van de maatregelen volgens de uitvinding is het verschaffen van een referentiespanningsopwekschakeling, welke zelfs indien de spanningswaarde van de ingangvoedingsspanning van de schakeling kleiner is dan de extrapolatiespanningswaarde van de energiebandafstand van het toegepaste halfgeleidermateriaal, in staat is tot af-
20 gifte van een referentiespanning.

De uitvinding zal worden verduidelijkt in de nu volgende beschrijving aan de hand van de bijbehorende tekening van enige uitvoeringsvormen, waartoe de uitvinding zich echter niet beperkt. In de tekening tonen:
25

Fig. 1, het schema van een uitvoerings-
30 vorm van een referentiespanningsopwekschakeling van gebruikelijk type,

Fig. 2, het principeschema van een referentiespanningsopwekschakeling van gebruikelijk type,

Fig. 3, het principeschema van een
35 referentiespanningsopwekschakeling volgens een uitvoeringsvorm van de onderhavige uitvinding en

Fig. 4, het schema van een praktische uitvoeringsvorm van de referentiespanningsopwekschakeling volgens Fig. 3.

Zoals het in Fig. 3 weergegeven principeschema van een referentiespanningsopwekschakeling volgens de uitvinding laat zien, bevat deze een drietal transistoren Q5, Q6 en Q7 van het PNP-type, waarvan de emitters zijn verbonden met een voedingsspanningsaansluiting T1; deze transistoren Q5-Q7 zijn in een eerste stroomspiegelschakeling opgenomen. Van de transistor Q6 zijn de collector en de basis met elkaar doorverbonden, zodat deze transistor als diode is geschakeld. De collectorstromen van de beide transistoren Q5 en Q7 zijn afhankelijk van de collectorstroom van de transistor Q6. Op soortgelijke wijze bevat de schakeling volgens Fig. 3 vijf transistoren Q9-Q13 van het PNP-type, waarvan de emitters met de voedingsspanningsaansluiting T1 zijn verbonden; deze transistoren Q9-Q13 zijn in een tweede stroomspiegelschakeling opgenomen. Van de transistor Q11 zijn de collector en de basis met elkaar door verbonden, zodat deze transistor als diode is geschakeld. De collectorstromen van de vier transistoren Q9, Q10, Q12 en Q14 zijn afhankelijk van de collectorstroom van de transistor Q11.

De basis van een transistor Q2 en de basis van een transistor Q3 zijn met elkaar doorverbonden terwijl de basis van de transistor Q2 ook met de collector van deze transistor is doorverbonden, zodat de transistor Q2 als diode is geschakeld. De emitter van de transistor Q2 is verbonden met het ene einde van een weerstand R2, waarvan het andere einde is verbonden met de emitter van de transistor Q3 en met de geaarde voedingsaansluiting T2. De collector van de transistor Q2 is verbonden met de collector van de transistor Q10 van de tweede stroomspiegelschakeling. De collector van de transistor Q3 is verbonden met de collector van de transistor Q9 van de tweede stroomspiegelschakeling.

De transistor Q3 wordt bedreven met een betrekkelijk hoge stroomdichtheid J1, terwijl de transistor Q2 wordt bedreven met een betrekkelijk lage stroomdicht-

heid J2. Bij de keuze van de verhouding tussen de beide stroomdichtheden J1 en J2 wordt volgens twee benaderingen tewerkgegaan. Volgens de eerste wordt een geschikte keuze gedaan voor de verhouding tussen het basis-emitter overgangsvlak van de transistor Q9 en dat van de transistor Q10. Volgens de tweede wordt een geschikte keuze gedaan voor de verhouding tussen het basis-emitter overgangsoppervlak van de transistor Q2 en dat van de transistor Q3. Bij voorkeur wordt voor de stroomdichtheid J1 van de transistor Q3 een waarde gekozen, welke bij benadering tienmaal zo groot is als die van de stroomdichtheid J2 van de transistor Q2. Een dergelijke keuze maakt het mogelijk voor ΔV_{BE} een voor het praktische ontwerp van de schakeling geschikte waarde te verkrijgen. In theorie is het echter reeds voldoende, indien $J1 > J2$. In tegenstelling tot de in Fig. 3 weergegeven situatie, kan de weerstand R2 tussen de emitter van de transistor Q3 en de gearde voedingsaansluiting T2 worden opgenomen, zoals bij de schakeling van gebruikelijk type volgens Fig. 2. In dat geval dient voor de stroomdichtheid van de transistor Q2 een hogere waarde dan voor die van de transistor Q3 te worden gekozen.

Een met een gebroken lijn in Fig. 3 omgeven schakelingsgedeelte 20 vormt een schakeling voor opwekking van een stroom met een positieve temperatuurscoëfficiënt; daarbij wordt volgens hetzelfde principe als bij de beschreven schakeling van gebruikelijk type tewerk gegaan. Het verschil ΔV_{BE} tussen de basis-emitterspanning van de beide transistoren Q2 en Q3 wordt weergegeven door de hierna volgende vergelijking (9), te vergelijken met de eerder genoemde vergelijking (1):

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2} \quad \dots (9)$$

Het potentiaalverschil ΔV_{BE} komt terecht over de tweede weerstand R2, waardoor een door de volgende vergelijking (10), te vergelijken met de eerder genoemde vergelijking (2), bepaalde stroom I_T door de weerstand R2 zal vloeien:

$$I_T = \frac{1}{R2} \cdot \Delta V_{BE} = \frac{1}{R2} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2} \quad \dots (10)$$

Zoals uit de vergelijking (10) naar voren komt, heeft de stroom I_T een positieve temperatuurscoëfficiënt voor een absolute temperatuur T.

Bij de in Fig. 3 weergegeven voor-
5 Keursuitvoeringsvorm van een referentiespanningsopwekschakeling volgens de uitvinding vindt ter stabilisatie van een stroom I_T met een positieve temperatuurscoëfficiënt toepassing plaats van een negatieve terugkoppellus. Meer in het bijzonder wordt de door de tweede stroomspiegelschakeling geleverde stroom,
10 waarvan de grootte op nog nader te beschrijven wijze wordt bepaald, via de transistor Q9 aan de basis van de stroomversterkingstransistor Q8 en aan de transistor Q3 toegevoerd. Als gevolg hiervan vloeit een versterkte collectorstroom in de transistor Q8. Deze collectorstroom vormt tevens de collector-
15 stroom van de referentietransistor Q11 van de tweede stroomspiegelschakeling. Op deze wijze wordt de door de tweede stroomspiegelschakeling geleverde stroom beheersd door de stroomversterkingstransistor Q8 en de referentietransistor Q3 van de tweede stroomspiegelschakeling. De aldus door de tweede
20 stroomspiegelschakeling bepaalde stroom wordt via de transistor Q10 aan de tweede transistor Q2 toegevoerd, en voorts via de transistor Q9 aan de transistor Q3 en de basis van de transistor Q8, zoals reeds is opgemerkt. De collectorstroom van de transistor Q2 vormt derhalve de basisstroom voor de tran-
25 sistor Q3. Indien de door de schakeling afgegeven stroom toeneemt, neemt ook de collectorstroom van de transistor Q3 toe, zodat de aan de basis van de stroomversterkingstransistor Q8 toegevoerde stroom kleiner wordt. Als gevolg daarvan zal de collectorstroom van de transistor Q8, dat wil zeggen de stroom
30 van de tweede stroomspiegelschakeling, afnemen, evenals de via de transistor Q10 van de tweede stroomspiegelschakeling aan de tweede transistor Q2 geleverde stroom. Op deze wijze wordt een negatieve terugkoppellus verkregen.

Op deze wijze wordt zeker gesteld,
35 dat aan het paar transistoren Q2 en Q3 een stabiele stroom wordt toegevoerd. Als gevolg daarvan kunnen ook de stroomdichtheid J2 van de transistor Q2 en de stroomdichtheid J3 van de

transistor Q3 stabiele waarden hebben. Dit heeft weer tot gevolg, dat ook het spanningsverschil ΔV_{BE} tussen de basisemitterspanningen van de beide transistoren een stabiele waarde heeft. Daardoor wordt op stabiele wijze een stroom I_T met een
5 positieve temperatuurscoëfficiënt gevormd, waarvan de waarde wordt bepaald door het stabiele potentiaalverschil ΔV_{BE} en de weerstandswaarde van de weerstand R2. Dit heeft tot gevolg, dat de stroom in ieder gedeelte van de tweede stroomspiegelschakeling wordt bepaald door het genoemde potentiaalverschil
10 ΔV_{BE} en de weerstandswaarde van de weerstand R2. De stroom door de tweede stroomspiegelschakeling kan derhalve worden weergegeven door de volgende vergelijking (11), waarin m een evenredigheidsconstante is:

$$m \cdot I_T \quad \dots(11)$$

15 De evenredigheidsconstante m kan op de juiste waarde worden ingesteld door wijziging van bijvoorbeeld het basis-emitter overgangsooppervlak van de transistoren van de tweede stroomspiegelschakeling.

In principe is het mogelijk om zonder
20 toepassing van de tweede stroomspiegelschakeling en de stroomversterkingstransistor Q8 toch een stroom I_T met een positieve temperatuurscoëfficiënt te vormen; een stroom met een positieve temperatuurscoëfficiënt door de weerstand R1 kan namelijk worden verkregen door een constante stroom aan het paar transis-
25 toren Q2 en Q3 toe te voeren, bijvoorbeeld een constante stroom, welke afkomstig is van een geregelde bron van constante stroom. In dat geval kan de stroom door de weerstand R1 rechtstreeks als een stroom met een positieve temperatuurscoëfficiënt worden afgenomen.

30 Bij de in Fig. 3 weergegeven voorkeursuitvoeringsvorm van de uitvinding vindt echter toepassing plaats van een negatieve terugkoppellus met een stroomspiegelschakeling en een stroomversterkingstransistor, zodanig, dat op stabiele wijze een stroom I_T met een positieve temperatuurs-
35 coëfficiënt wordt gevormd. Een dergelijke uitvoeringsvorm heeft verschillende voordelen. In de eerste plaats is het mogelijk om het stroomverbruik zo klein mogelijk te maken, aangezien

de gehele stroom door een stroomspiegelschakeling vloeit. In de tweede plaats zal de collectorpotentiaal van de transistor Q3 slechts zeer geringe schommelingen vertonen, aangezien deze potentiaal wordt bepaald door de basispotentiaal van de stroom-
5 versterkingstransistor Q8, hetgeen het mogelijk maakt om een stabiel potentiaalverschil ΔV_{BE} tussen de basis en de emitter te verkrijgen (de collectorpotentiaal van de transistor Q2 kan bij de beschreven schakeling gelijk zijn aan de collectorpotentiaal van de transistor Q3). Als gevolg van deze maatregelen
10 kan zelfs bij aanzienlijke en veelvuldige schommelingen van de ingangsvoedingsspanning van de schakeling een uiterst stabiele uitgangreferentiespanning worden verkregen.

Het in Fig. 3 met een gebroken lijn omgeven schakelingsgedeelte 30 vormt een schakeling voor vor-
15 ming van een stroom met een negatieve temperatuurscoëfficiënt. Daarbij is de collector van de transistor Q1 van het NPN-type verbonden met de basis van de transistor Q4 van het NPN-type en voorts met de collector van de transistor Q12 van de tweede stroomspiegelschakeling. De collector van de transistor Q4 is
20 verbonden met de collector van de transistor Q6 van de eerste stroomspiegelschakeling, terwijl de emitter van de transistor Q4 is verbonden met de gearde voedingsaansluiting T2. De basis van de transistor Q1 is verbonden met de collector van de transistor Q5 van de eerste stroomspiegelschakeling en met het ene
25 einde van de weerstand R1, welke aan zijn andere einde is gearde, respectievelijk is verbonden met de gearde voedingsaansluiting T2; hetzelfde geldt voor de emitter van de transistor Q1.

In het zожuist beschreven schakelings-
30 gedeelte 30 wordt de reeds genoemde uitgangsstroom $m \cdot I_T$ van de tweede stroomschakeling door de collector van de transistor Q12 van het PNP-type van de tweede stroomspiegelschakeling geleverd aan de collector van de transistor Q1 van het NPN-type en de basis van de transistor Q4 van het NPN-type. De evenredig-
35 heidsconstante m wordt daarbij ingesteld door geschikte bepaling van de verhouding tussen het basis-emitterovergangsoffer-

vlak van de referentietransistor Q11 en het basis-emitterovergangsooppervlak van de transistor Q12 van de tweede stroomspiegelschakeling.

Indien de stroomversterkingsfactor 5 van de stroomversterkingstransistor Q4 voldoende groot is, zal het grootste gedeelte van de stroom $m \cdot I_T$ worden toegevoerd aan de transistor Q1, waardoor de basis-emitterspanning V_{BE} van de transistor Q1 wordt ingesteld. Deze spanning V_{BE} kan op vereenvoudigde wijze worden weergegeven door de hierna volgende vergelijking (12), te vergelijken met de eerder genoemde vergelijking (4):

$$V_{BE} = V_{g0} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \cdot \frac{T}{T_0} \quad \dots (12)$$

Deze spanning V_{BE} wordt aangelegd aan de weerstand R1, zodat een door de hierna volgende vergelijking (13) en (14) bepaalde 15 stroom I_B door de weerstand R1 zal vloeien:

$$I_B = \frac{1}{R1} \cdot V_{BE} \quad \dots (13)$$

$$= \frac{1}{R1} \cdot \left\{ V_{g0} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \cdot \frac{T}{T_0} \right\} \quad \dots (14)$$

Zoals duidelijk uit de vergelijking (14) naar voren komt, heeft de stroom I_B een negatieve temperatuurscoëfficiënt voor de absolute 20 solute temperatuur T:

Ter stabilisatie van de stroom I_B met een negatieve temperatuurscoëfficiënt wordt, op dezelfde wijze als waarop de eerder beschreven stroom I_T met positieve temperatuurscoëfficiënt wordt gestabiliseerd, een negatieve 25 terugkoppellus toegepast. Meer in het bijzonder wordt de stroom door de eerste stroomspiegelschakeling bepaald door de stroomversterkingstransistor Q4 en de referentietransistor Q6 van de eerste stroomspiegelschakeling. De stroom wordt via de transistor Q5 aan de basis van de transistor Q1 en aan de weerstand 30 R1 toegevoerd. De aan de weerstand R1 toegevoerde stroom is een stroom I_B , welke op basis van de basis-emitterspanning V_{BE} van de transistor Q1 in de weerstand R1 vloeit. Indien de stroom toeneemt, neemt ook de collectorstroom van de transistor Q1 toe, zodat de stroom naar de basis van de stroomversterkingstransis-

tor Q4 afneemt, evenals de door de eerste stroomspiegelschakeling geleverde stroom.

Aldus wordt op stabiele wijze een stroom met een negatieve temperatuurscoëfficiënt gevormd. Meer in het bijzonder wordt de stroom door ieder gedeelte van de eerste stroomspiegelschakeling bepaald door de basis-emitterspanning V_{BE} van de transistor Q1 en door de weerstandswaarde van de weerstand R1. De door de eerste stroomspiegelschakeling geleverde stroom kan worden weergegeven door:

10 a . I_g ... (15),

waarin a weer een evenredigheidsconstante is. Deze evenredigheidsconstante kan bijvoorbeeld op een gewenste waarde worden gebracht door geschikte keuze of wijziging van het basis-emitter overgangsooppervlak van de transistoren van de eerste stroom-
15 spiegelschakeling.

Teneinde de basis-emitterspanning V_{BE} constant te houden, dient de collectorstroom van de transistor Q1 zoveel mogelijk te worden gestabiliseerd. Bij de hier beschreven voorkeursuitvoeringsvorm wordt daarom de door de
20 tweede stroomspiegelschakeling geleverde stroom als collectorstroom aan de transistor Q1 toegevoerd; dit geschiedt via de transistor Q12. Indien echter een afzonderlijke, geregelde bron van constante stroom ter beschikking staat, kan deze de gewenste collectorstroom aan de transistor Q1 leveren. In dat
25 geval kan in plaats van de transistor Q12 tussen de transistoren Q1 en Q4 en de voedingsspanningsaansluiting T1 een dergelijke regelbare bron van constante stroom worden opgenomen.

De stroom I_T met een positieve temperatuurscoëfficiënt en de stroom I_g met een negatieve temperatuurscoëfficiënt, respectievelijk op de hiervoor beschreven
30 wijzen gevormd, dienen vervolgens te worden samengesteld. Meer in het bijzonder is de collector van de transistor Q7 van de eerste stroomspiegelschakeling verbonden met dié van de transistor Q13 van de tweede stroomspiegelschakeling. Het verbindingspunt van beide elektroden is verbonden met de uitgangsaansluiting T3 voor afgifte van de referentiespanning en voorts
35 via een weerstand R3 gekoppeld met de gearde voedingsaansluiting

T2. Door de weerstand R3 zal derhalve een stroom $a \cdot I_{\beta} + m \cdot I_T$ vloeien, dat wil zeggen de som van de uitgangsstroom $a \cdot I_{\beta}$ van de eerste stroomspiegelschakeling volgens vergelijking (15) en de stroom $m \cdot I_T$ van de tweede stroomspiegelschakeling volgens de vergelijking (11). De evenredigheidsconstante a kan daarbij op de juiste waarde worden gebracht door geschikte keuze van de verhouding tussen het basis-emitterovergangsooppervlak van de transistor Q6 en het desbetreffende oppervlak van de transistor Q7 van de eerste stroomspiegelschakeling. Ook de evenredigheidsconstante m kan op een gewenste waarde worden gebracht door geschikte keuze van de verhouding tussen het basis-emitter overgangsooppervlak van de transistor Q11 en dat van de transistor Q13 van de tweede stroomspiegelschakeling.

Op dié wijze wordt over de weerstand R3 een referentiespanning V_{ref} ontwikkeld, welke de volgende gedaante heeft:

$$V_{ref} = R3(a \cdot I_{\beta} + m \cdot I_T) \quad \dots (16)$$

Substitutie van de vergelijkingen (10) en (13) in de vergelijking (16) leidt tot:

$$V_{ref} = R3 \left(\frac{a}{R1} \cdot V_{BE} + \frac{m}{R2} \cdot \Delta V_{BE} \right) \dots (17)$$

Indien ter wille van de eenvoud $a=m=1$ wordt gekozen, krijgt de vergelijking (17) de volgende gedaante:

$$V_{ref} = \frac{R3}{R1} \cdot V_{BE} + \frac{R3}{R2} \cdot \Delta V_{BE} \quad \dots (18)$$

Met behulp van de vergelijking (9) en (12) kan de vergelijking (18) nu worden gewijzigd tot:

$$V_{ref} = \frac{R3}{R1} \left\{ V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0} \right) \right\} + \frac{R3}{R2} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2} \quad \dots (19)$$

Ter bepaling van de temperatuurscoëfficiënt (temperatuursafhankelijkheid) van de referentiespanning V_{ref} wordt de vergelijking (19) vervolgens gedifferentieerd naar de absolute temperatuur T, hetgeen leidt tot:

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = \frac{R3}{R1} \left(- \frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{V_{BE0}}{T_0} \right) + \frac{R3}{R2} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2}$$

... (20)

Indien wordt aangenomen, dat het linkerlid, en derhalve ook het rechterlid van de vergelijking (20) gelijk nul is, wordt de volgende voorwaarde verkregen:

$$V_{g0} = V_{BE0} + \frac{R1}{R2} \cdot \frac{kT_0}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2} \quad \dots (21)$$

5 Deze vergelijking (21) kan worden herschreven tot:

$$\frac{V_{g0}}{R1} = \frac{V_{BE0}}{R1} + \frac{\frac{kT_0}{q} \cdot \ln \frac{J1}{J2}}{R2} \quad \dots (22)$$

Wanneer zowel het linkerlid als het rechterlid van de vergelijking (22) worden gedeeld door I_β , ontstaat:

$$\frac{V_{g0}}{I_\beta R1} = \frac{V_{BE0}}{I_\beta R1} + \frac{1}{I_\beta} \cdot \frac{V_{BE}}{R2} \quad \dots (23)$$

10 Met behulp van de vergelijkingen (10) en (13) kan de vergelijking (23) worden gewijzigd tot:

$$\frac{V_{g0}}{V_{BE0}} = 1 + \frac{1}{I_\beta} \cdot I_T \quad \dots (24)$$

$$\therefore \frac{V_{g0} - V_{BE0}}{V_{BE0}} = \frac{I_T}{I_\beta} \quad \dots (25)$$

Wanneer $V_T = V_{g0} - V_{BE0}$, resulteert

15
$$\frac{V_T}{V_{BE0}} = \frac{I_T}{I_\beta} \quad \dots (26)$$

De vergelijking (26) laat zien, dat de uit de eerste stroom I_β met een negatieve temperatuurscoëfficiënt en de tweede stroom I_T met een positieve temperatuurscoëfficiënt samengestelde stroom voor temperatuurschommelingen is gecompenseerd
 20 wanneer de verhouding tussen de eerste stroom I_β en de tweede stroom I_T gelijk is aan de verhouding tussen de spanning V_{BE} en de spanning $V_T = V_{g0} - V_{BE0}$.

De weerstand $R1$ en de weerstand $R2$ dienen respectievelijk als eerste en tweede omkeerschakeling
 25 voor omzetting van een spanning in een respectieve stroom.

De weerstand R3 dient als derde omkeerschakeling voor omzetting van de door samenstelling uit de eerste en de tweede stroom gevormde, derde stroom in een referentiespanning. Voor het vereffenen van de invloeden van de temperatuurscoëfficiënten van de verschillende weerstanden is het noodzakelijk, dat zij een
5 gelijke weerstandswaarde hebben. Wanneer de referentiespanning opwekschakeling volgens de uitvinding als geïntegreerde halfgeleiderschakeling wordt uitgevoerd, kan gemakkelijk aan deze voorwaarde worden voldaan. Ook wanneer de referentiespannings-
10 opwekschakeling niet als geïntegreerde halfgeleiderschakeling wordt uitgevoerd, kan eveneens aan de genoemde voorwaarde worden voldaan.

Fig. 4 toont het schema van een praktische uitvoeringsvorm van een referentiespanningsopwekschakeling van het in Fig. 3 weergegeven type volgens de uitvinding. De weerstanden R6-R14 zijn respectievelijk tussen enerzijds de voedingsspanningsaansluiting T1 en anderzijds de emitter van de respectieve transistoren van de eerste en de tweede stroomspiegelschakeling opgenomen. Deze weerstanden
15 zijn gebalanceerde weerstanden, zodat een stabiele werking van de eerste en de tweede stroomspiegelschakeling wordt verkregen.

Een startschakeling voor een schakeling voor levering van een stroom met een positieve temperatuurscoëfficiënt, zoals weergegeven in het met een gebroken
25 lijn 20 omgeven schakelingsgedeelte van Fig. 3 is bij de praktische uitvoeringsvorm volgens Fig. 4 door een gebroken lijn 40 omgeven. Een tussen de emitter van de transistor Q8 en de geaarde voedingsaansluiting T2 opgenomen weerstand R9 en een
30 tussen de collector van de transistor Q9 en dié van de transistor Q10 opgenomen capaciteit C1 vormen een fasecompensatieschakeling voor een schakeling voor afgifte van een stroom met een positieve temperatuurscoëfficiënt. Een tussen de emitter van de transistor Q4 en de geaarde voedingsaansluiting T2 op-
35 genomen weerstand R15 en een tussen de collector en de basis van de transistor Q1 opgenomen capaciteit C2 vormen een fasecompensatieschakeling voor een schakeling voor afgifte van een

stroom met een negatieve temperatuurscoëfficiënt.

Tijdens bedrijf wordt tussen de voedingsaansluiting T1 en T2 een voedingsspanning aangelegd. Als gevolg daarvan zal eerst een zeer geringe stroom door de "startschakeling" aan de basis van de tweede stroomspiegelschakeling worden toegevoerd. Vervolgens begint de schakeling voor afgifte van een stroom met positieve temperatuurscoëfficiënt te werken, zodat een stroom met positieve temperatuurscoëfficiënt door de collectors van de transistoren Q12 en Q13 begint te vloeien. De aldus door de collector van de transistor Q12 geleverde stroom brengt de schakeling voor afgifte van een stroom met negatieve temperatuurscoëfficiënt in werking, zodat een stroom met negatieve temperatuurscoëfficiënt van de collector van de transistor Q7 begint te vloeien. De stroom met een positieve temperatuurscoëfficiënt en de stroom met een negatieve temperatuurscoëfficiënt worden vervolgens samengesteld; de daaruit resulterende stroom wordt toegevoerd aan de weerstand R3, waarover een bijbehorende spanning wordt opgewekt. Deze spanning kan tussen de aansluitingen T3 en T2 als aan temperatuurcompensatie onderworpen referentiespanning worden afgenomen.

Bij de referentiespanningsopwekschakeling volgens de onderhavige uitvinding kan een aan temperatuurcompensatie onderworpen en voor schommelingen van de ingangsvoedingsspanning gestabiliseerde referentiespanning worden verkregen. Voorts is het mogelijk het stroomverbruik te verminderen, aangezien alle stroom, behalve dié naar de weerstand R4 van de startschakeling (40), door een stroomspiegelschakeling vloeit. Indien de referentiespanningsopwekschakeling volgens de onderhavige uitvinding als geïntegreerde halfgeleiderschakeling wordt uitgevoerd, kan deze met een lagere voedingsspanningswaarde dan de extrapolatiespanningswaarde V_{g0} van een energiebandafstand van het gebruikte halfgeleidermateriaal worden bedreven. In het algemeen, dat wil zeggen in het geval van silicium (Si), is V_{g0} gelijk aan 1,205 volt; bedrijf van de schakeling zonder enige achteruitgang van de karakteristieke eigenschappen is echter zelfs mogelijk, indien

de ingangvoedingsspanning tot een waarde van ongeveer 0,9 volt wordt verminderd. Voorts biedt de referentiespanningsopwekschakeling volgens de uitvinding het grote voordeel, dat de referentiespanning vrij binnen een gebied van voedingsspanningen 5 kan worden gekozen.

De uitvinding beperkt zich niet tot de in het voorgaande beschreven en in de tekening weergegeven uitvoeringsvormen. Verschillende wijzigingen kunnen in de beschreven details en in hun onderlinge samenhang worden aange-
10 bracht, zonder dat daarbij het kader van de uitvinding wordt overschreden.

--

CONCLUSIES

1. Referentiespanningsopwekschakeling voor vorming en afgifte van een van eventuele variaties van de bedrijfsomstandigheden, zoals variaties van de voedingsspanning, de omgevingstemperatuur en dergelijke, onafhankelijke
5 constante spanning, bevattende een eerste transistor en een aan hun respectieve bases met elkaar doorverbonden, tweede en derde transistor, g e k e n m e r k t door:

eerste omzetmiddelen (30) voor omzetting van een door de basis-emitterspanning van de eerste
10 transistor (Q1) gevormde, eerste spanning in een eerste stroom, tweede omzetmiddelen (20) voor omzetting van een door het verschil tussen de basis-emitterspanning van de tweede transistor (Q2) en de basis-emitterspanning van de derde transistor (Q3) gevormde spanning in een tweede
15 stroom, waarbij de verhouding van de eerste stroom tot de tweede stroom gelijk is aan de verhouding van de eerste spanning tot de tweede spanning, terwijl de eerste spanning wordt afgetrokken van de extrapolatiespanning van de energiebandafstand van het halfgeleidermateriaal van de eerste, de tweede en de
20 derde transistor (Q1, Q2, Q3) en de stroomdichtheid van de tweede transistor (Q2) gelijk aan de stroomdichtheid van de derde transistor (Q3) is,

middelen voor samenstelling van de eerste stroom en de tweede stroom tot een derde stroom, en door
25 derde omzetmiddelen voor omzetting van de derde stroom tot een referentiespanning.

2. Referentiespanningsopwekschakeling volgens conclusie 1, g e k e n m e r k t door uitvoering als een geïntegreerde halfgeleiderschakeling.

3. Referentiespanningsopwekschakeling volgens conclusie 1 of 2, m e t h e t k e n m e r k, dat:
30 de eerste omzetmiddelen (30) een eerste weerstand (R1) omvatten, welke met de basis van de eerste transistor (Q1) is gekoppeld en de eerste stroom voert,
35 de tweede omzetmiddelen (20) een tweede weerstand (R2) omvatten, welke met de emitter van degene

met de geringste stroomdichtheid van de tweede en de derde transistor (Q2,Q3) is gekoppeld en de tweede stroom voert,

de derde omzetmiddelen een derde weerstand (R3) omvatten, welke de derde stroom krijgt toegevoerd, zodanig, dat over de derde weerstand (R3) een referentiespanning kan worden afgenomen, en dat

de respectieve temperatuurscoëfficiënten van de eerste, de tweede en de derde weerstand (R1,R2,R3) gelijk aan elkaar zijn.

10 4. Referentiespanningsopwekschakeling volgens conclusie 3, met het kenmerk, dat:

de eerste omzetmiddelen (30) een vierde transistor (Q4) en een eerste stroomspiegelschakeling met een vijfde, een zesde en een zevende transistor (Q5,Q6,Q7) omvatten, waarbij de zesde transistor (Q6) als diode is geschakeld en als referentie dient,

een ingangsvoedingsspanning aan de emitters van de vijfde, de zesde en de zevende transistor (Q5, Q6,Q7) wordt toegevoerd,

20 de collector van de zesde transistor (Q6) is verbonden met de collector van de vierde transistor (Q4),

de basis van de vierde transistor (Q4) is verbonden met de collector van de eerste transistor (Q1),

25 de basis van de eerste transistor (Q1) is verbonden met de collector van de vijfde transistor (Q5) en met het ene einde van de eerste weerstand (R1),

het andere einde van de eerste weerstand (R1), de emitter van de vierde transistor (Q4) en de emitter van de eerste transistor (Q1) zijn geaard,

de tweede omzetmiddelen (20) een achtste transistor (Q8) en een tweede stroomspiegelschakeling met een negende tot en met dertiende transistor (Q9-Q13) omvatten, waarbij de elfde transistor (Q11) als diode is geschakeld en als referentie dient,

8204317

een voedingsspanning aan de emitters van de negende tot en met de dertiende transistor (Q9-Q13) wordt toegevoerd,

de collector van de elfde transistor
5 (Q11) is verbonden met de collector van de achtste transistor (Q8),

de basis van de achtste transistor (Q8) is verbonden met het verbindingspunt van de collector van de negende transistor (Q9) en de collector van de derde tran-
10 sistor (Q3),

de collector van de tiende transis-
tor (Q10) is verbonden met de collector van de tweede transis-
tor (Q2),

de emitter van de tweede transistor
15 (Q2) is geaard via de tweede weerstand (R2),

de emitter van de achtste transistor (Q8) en de emitter van de derde transistor (Q3) zijn geaard,

de collector van de twaalfde transis-
tor (Q12) is verbonden met het verbindingspunt van de collec-
20 tor van de eerste transistor (Q1) en de basis van de vierde transistor (Q4), waarbij de middelen voor samenstelling van de derde stroom een sommering van de collectorstromen van de zevende en de dertiende transistor (Q7, Q13) uitvoeren door ver-
binding van de collector van de zevende transistor (Q7) met de
25 collector van de dertiende transistor (Q13), en

het ene einde van de derde weerstand (R3) is verbonden met het verbindingspunt van de collector van de zevende transistor (Q7) en de collector van de dertiende transistor (Q13), terwijl het andere einde van de derde weer-
30 stand (R3) is geaard.

5. Referentiespanningsopwekschakeling volgens conclusie 3, met het kenmerk, dat:

de eerste omzetmiddelen (30) een vierde transistor (Q4) en een eerste stroomspiegelschakeling
35 met een vijfde, een zesde en een zevende transistor (Q5, Q6, Q7) omvatten, waarbij de zesde transistor (Q6) als diode is geschakeld en als referentie dient,

8204317

een voedingsspanning aan de emitters van de vijfde, de zesde en de zevende transistor (Q5,Q6,Q7) wordt toegevoerd,

5 de collector van de zesde transistor (Q6) is verbonden met de collector van de vierde transistor (Q4),

de basis van de vierde transistor (Q4) is verbonden met de collector van de eerste transistor (Q1),

10 de basis van de eerste transistor (Q1) is verbonden met de collector van de vijfde transistor (Q5) en met het ene einde van de eerste weerstand (R1),

het andere einde van de eerste weerstand (R1), de emitter van de vierde transistor (Q4) en de emitter van de eerste transistor (Q1) zijn geaard,

15 de tweede omzetmiddelen (20) een achtste transistor (Q8) en een tweede stroomspiegelschakeling met een negende tot en met een dertiende transistor (Q9-Q13) bevatten, waarbij de elfde transistor (Q11) als diode is geschakeld en als referentie dient,

een voedingsspanning aan de emitters van de negende tot en met de dertiende transistor (Q9-Q13) wordt toegevoerd,

25 de collector van de elfde transistor (Q11) is verbonden met de collector van de achtste transistor (Q8),

de basis van de achtste transistor (Q8) is verbonden met het verbindingspunt van de collector van de negende transistor (Q9) en de collector van de derde transistor (Q3),

30 de collector van de tiende transistor (Q10) is verbonden met de collector van de tweede transistor (Q2),

de emitter van de achtste transistor (Q8) en de emitter van de tweede transistor (Q2) zijn geaard, de emitter van de derde transistor (Q3) via de tweede weerstand (R2) is geaard,

8204317

de collector van de twaalfde transistor (Q12) is verbonden met het verbindingspunt van de collector van de eerste transistor (Q1) en de basis van de vierde transistor (Q4), waarbij de middelen voor samenstelling van de derde 5 stroom een sommering van de collectorstromen van de zevende en de dertiende transistor (Q7, Q13) uitvoeren door verbinding van de collector van de zevende transistor (Q7) met de collector van de dertiende transistor (Q13), en dat

het ene einde van de derde weerstand 10 (R3) is verbonden met het verbindingspunt van de collector van de zevende transistor (Q7) en de collector van de dertiende transistor (Q13), terwijl het andere einde van de derde transistor is geaard.

FIG. 1

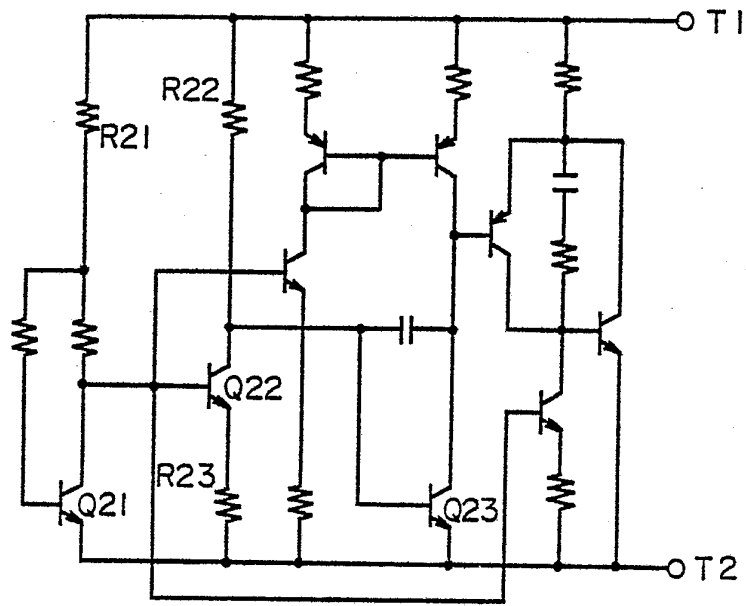


FIG. 2

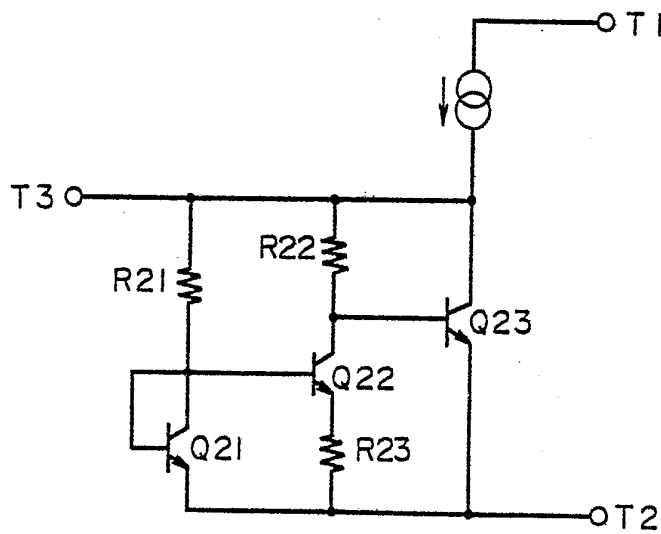


FIG. 3

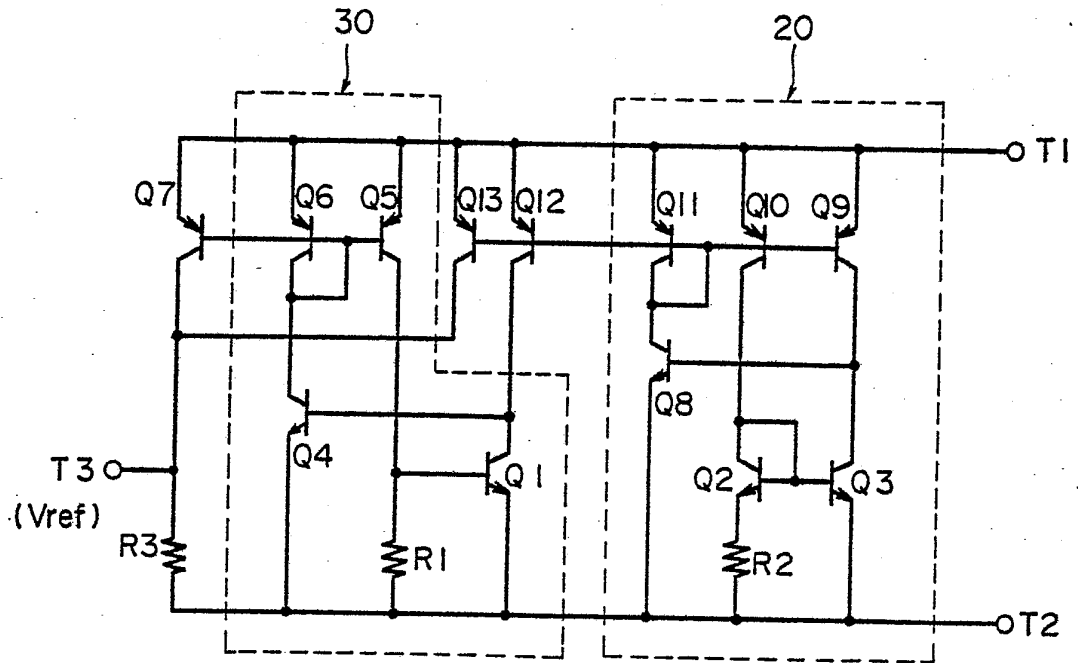


FIG. 4

