



(12) **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

(43) Date de publication:
09.07.2003 Bulletin 2003/28

(51) Int Cl.7: **G05F 3/30, G05F 3/26**

(21) Numéro de dépôt: **02080245.0**

(22) Date de dépôt: **11.12.2002**

(84) Etats contractants désignés:
**AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR
IE IT LI LU MC NL PT SE SI SK TR**
Etats d'extension désignés:
AL LT LV MK RO

(72) Inventeur: **Marie, Hervé**
75008 Paris (FR)

(74) Mandataire: **Chaffraix, Jean**
Société Civile S.P.I.D.
156, Boulevard Haussmann
75008 Paris (FR)

(30) Priorité: **20.12.2001 FR 0116573**

(71) Demandeur: **Koninklijke Philips Electronics N.V.**
5621 BA Eindhoven (NL)

(54) **Générateur de tension de référence à performances améliorées**

(57) Il s'agit d'un générateur de tension de référence qui comporte, montés entre deux bornes d'alimentation (20, 21), un étage d'entrée (1) avec une partie (R0) proportionnelle à la température absolue et délivrant un potentiel sensiblement indépendant de la température, relié à un amplificateur opérationnel (2) délivrant la ten-

sion de référence (V_{ref}) et bouclé sur l'étage d'entrée. Les composants de l'amplificateur opérationnel (2) sont choisis pour que, même en boucle (3) ouverte, la tension de référence soit sensiblement indépendante de la tension d'alimentation, du procédé de fabrication et possède une dépendance déterminée vis-à-vis de la température.

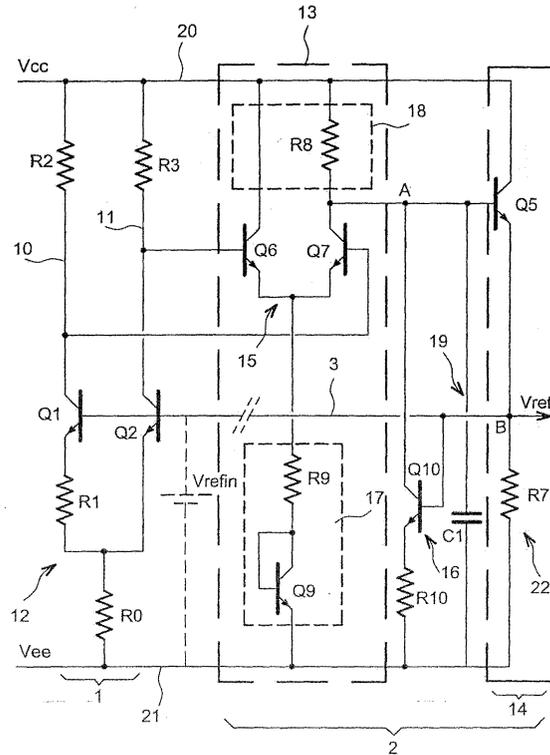


FIG. 2

Description

[0001] La présente invention est relative à un générateur d'au moins une tension de référence à performances améliorées. Les générateurs de tension de référence peuvent être utilisés dans de nombreuses applications telles que les convertisseurs dans lesquels on a besoin de disposer d'une valeur de tension bien précise et stable quelles que soient les conditions environnementales. C'est notamment le cas lorsque la tension de référence est fondée sur la bande d'énergie. Ces générateurs de tension sont connus sous la dénomination anglo-saxonne de « bandgap generator » dans la littérature. Dans un circuit intégré, on utilise comme tension de référence la barrière de potentiel d'une jonction PN correspondant à la largeur de la bande interdite du semi-conducteur soit 1,205 volts dans le cas du silicium.

ETAT DE LA TECHNIQUE ANTERIEURE

[0002] On cherche à ce que ces générateurs de tension de référence possèdent une pente en température parfaitement bien connue et même bien souvent une indépendance vis-à-vis des variations de la température. Ces générateurs de tension de référence sont composés de plusieurs composants électroniques ayant eux même leur propre dépendance vis-à-vis de la température et la maîtrise de la pente en température de l'ensemble est difficile.

[0003] Il faut que la valeur de la tension de référence délivrée par ce générateur de tension de référence ne soit pas dépendante du procédé de réalisation des différents composants électroniques du générateur. Ces générateurs de tension de référence sont réalisés sous forme de circuits intégrés monolithiques et il est bien connu que des composants devant avoir les mêmes caractéristiques sont en fin de compte dissemblables.

[0004] De plus, on cherche à ce que la tension de référence délivrée par de tels générateurs soit le moins possible affectée par les défauts de la source d'alimentation qui les alimente. Inévitablement, les signaux délivrés par les sources d'alimentation comportent des perturbations : parasites, bruit, pics de tension. Il ne faut pas que ces défauts se repercutent au niveau de la tension de référence délivrée par le générateur. En conclusion, on cherche à ce que le générateur de tension de référence ait un taux de réjection d'alimentation le plus fort possible sur une grande bande de fréquences. C'est le rapport entre une variation de la tension de sortie du générateur de tension de référence entraînée par une variation de la tension d'alimentation et ladite variation de la tension d'alimentation, cette grandeur est connue par l'abréviation anglo-saxonne PSRR pour Power Supply Rejection Ratio.

[0005] Enfin, on cherche également à ce que ce générateur de tension de référence ait une bonne réjection de charge et qu'il ait un temps de réponse au démarrage le plus faible possible.

[0006] Les générateurs de tension de référence de type connu sont tels que leur tension de sortie combine, avec des coefficients pondérateurs appropriés, une tension base émetteur d'un transistor bipolaire avec une tension proportionnelle à la température absolue T. Le choix des coefficients pondérateurs est fait pour que les variations de la tension proportionnelle à la température absolue compensent celles de la tension base émetteur du transistor bipolaire.

[0007] Un exemple de générateur de tension de référence connu par l'article « A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference », A. Paul BROKAW, IEEE Journal of solid state circuits, volume sc-9, n°6, décembre 1974, pages 388 à 393, est illustré sur la figure 1. Il se compose d'un étage d'entrée 1 à deux branches 10, 11 montées entre deux bornes d'alimentation 20, 21, l'une 20 portée à un potentiel haut Vcc, l'autre 21 portée à un potentiel bas Vee, généralement la masse. Dans chacune des branches 10, 11 se trouve au moins un transistor bipolaire Q1, Q2 et ces transistors n'ont pas la même taille d'émetteur. Ce circuit d'entrée 1 combine une tension base émetteur d'un des transistors bipolaires Q2 avec une tension proportionnelle à la température absolue (connue sous la dénomination de tension PTAT, PTAT étant l'abréviation anglo-saxonne pour Proportionnai To Absolute Temperature) et c'est la tension résultant de cette combinaison qui forme la tension de référence Vref.

[0008] Ce circuit d'entrée 1 est associé à un amplificateur opérationnel 2 qui, en atténuant les variations de la tension d'alimentation Vcc-Vee, maintient un même courant dans les deux branches 10, 11. L'amplificateur opérationnel est configuré pour avoir un gain le plus grand possible.

[0009] Plus précisément, les deux transistors Q1, Q2 ont leur base commune, leurs collecteurs reliés à la borne d'alimentation 20 portée au potentiel Vcc par l'intermédiaire d'une résistance R2, R3 respectivement. L'émetteur du premier transistor Q1 est relié à l'autre borne d'alimentation 21 via un montage série 12 de deux résistances R1, R0. L'émetteur du second transistor Q2 est relié à l'autre borne d'alimentation 21 via l'une R0 des résistances du montage série 12. On suppose que la surface d'émetteur du premier transistor Q1 est égale à n (n entier supérieur à un) fois celle du second transistor Q2. Par exemple, n peut être égal à 8.

[0010] L'amplificateur opérationnel 2 peut prendre une forme classique avec un étage amplificateur différentiel 13 et un étage de sortie 14. Sur la figure 1, l'étage amplificateur différentiel 13 comporte une paire différentielle 15 de transistors Q3, Q4 dont les bases forment les deux entrées différentielles. La base du transistor Q3 est reliée à la branche 11 au niveau du collecteur du transistor Q2, la base du transistor Q4 est reliée à la branche 10 au niveau du collecteur du transistor Q1. Les émetteurs des transistors Q3, Q4 sont reliés entre eux. Ils sont reliés à la borne d'alimentation 21 portée au potentiel Vee par une résistance de source R4. Les collecteurs des deux transistors Q3, Q4

sont reliés chacun à la borne d'alimentation 20 portée au potentiel Vcc par l'intermédiaire d'une résistance de charge respectivement R5, R6. L'étage de sortie 14 comporte un circuit suiveur 22 avec un transistor Q5 dont l'émetteur est relié à la borne d'alimentation 21 portée au potentiel Vee par l'intermédiaire d'une résistance R7, dont le collecteur est relié à la borne d'alimentation 20 portée au potentiel Vcc et dont la base est reliée à l'émetteur du transistor Q4 de l'amplificateur différentiel 13.

[0011] La sortie du générateur de tension de référence se fait au niveau des bases des transistors Q1, Q2 de l'étage d'entrée 1 qui sont reliées à l'émetteur du transistor Q5 de l'étage de sortie 14. L'amplificateur opérationnel 2 compare les courants circulant dans les deux branches 10, 11 et fait en sorte qu'ils restent sensiblement égaux quelles que soient les variations de l'alimentation.

[0012] La tension Vref délivrée par ce générateur de tension de référence vaut :

$$V_{ref} = V_{be}(Q2) + R0.I0, \quad V_{be}(Q2) \text{ représentant la tension base émetteur du}$$

transistor Q2 et I0 étant le courant circulant dans la résistance R0.

[0013] On peut poser

$$V_{be}(Q2) - V_{be}(Q1) = R1.I1.$$

Mais

$$V_{be}(Q2) - V_{be}(Q1) = V_T \cdot \text{Log}(n)$$

avec V_T tension thermique. Cette tension thermique V_T est égale à kT/q où k est la constante de Boltzmann, T la température en degrés Kelvin, et q la charge de l'électron.

[0014] La tension aux bornes de la résistance R0 est égale à : $2 \cdot V_T \cdot \text{Log}(n) \cdot R1/R0$ puisque les mêmes courants circulent dans les transistors Q1, Q2.

[0015] La tension de référence Vref est telle que :

$$V_{ref} = V_{be}(Q2) + 2 \cdot V_T \cdot \text{Log}(n) \cdot R1/R0.$$

[0016] On peut alors ajuster le rapport des résistances $R1/R0$ pour que, dans la somme, les variations du terme proportionnel à V_T compensent pratiquement celles de $V_{be}(Q2)$. Mais en boucle ouverte, la tension de référence Vref suit les variations de la tension d'alimentation.

[0017] Un des inconvénients de ce générateur est que la précision de la tension obtenue n'est pas très bonne si l'on n'utilise pas un amplificateur opérationnel à fort gain. Mais un amplificateur à fort gain consomme beaucoup d'énergie et il faut le stabiliser. Sa bande passante est faible et sa réjection d'alimentation également.

[0018] Un autre inconvénient est que le générateur de tension de référence nécessite un circuit de démarrage (non représenté). En effet le circuit se trouve dans un mode stable lorsque aucun courant ne circule dans les transistors Q1, Q2 et qu'ils sont dans un état bloqué. Le circuit de démarrage a pour fonction d'injecter un courant dans le circuit de charge de la paire différentielle augmentant ainsi la tension d'émetteur des transistors de la paire différentielle et par conséquent la tension à la base des transistors du circuit d'entrée. Un tel circuit de démarrage nécessite de nombreux composants actifs par exemple plusieurs transistors MOS fonctionnant en interrupteurs, un miroir de courant avec des transistors bipolaires et quelques résistances. Il augmente notablement le coût du générateur de tension de référence.

EXPOSÉ DE L'INVENTION

[0019] La présente invention a pour but de proposer un générateur de tension de référence aussi peu sensible que possible aux variations de tension d'alimentation et au procédé de fabrication, dont la dépendance vis-à-vis de la température est déterminée et qui ne possède pas les inconvénients du générateur de tension de référence de la figure 1, à savoir la nécessité d'utiliser un amplificateur opérationnel à fort gain et la nécessité d'inclure un circuit de démarrage.

[0020] Pour y parvenir la présente invention concerne un générateur d'au moins une tension de référence compor-

tant, montés entre deux bornes d'alimentation,

- un étage d'entrée avec une partie proportionnelle à la température absolue et délivrant un potentiel sensiblement indépendant de la température,
- un amplificateur opérationnel comportant :

un étage amplificateur différentiel relié à l'étage d'entrée avec un circuit de charge et un circuit de source et, un étage de sortie relié en un premier noeud au circuit de charge, destiné à être relié à l'étage d'entrée par une boucle qui est alors fermée et délivrant la tension de référence.

[0021] Les circuits de source et de charge comportent des moyens de régulation pour, même lorsque la boucle reliant l'étage d'entrée à l'étage de sortie est ouverte, réguler la tension de référence qui est alors délivrée de manière sensiblement indépendante du procédé de fabrication du générateur, des variations de la tension d'alimentation et avec une dépendance déterminée vis-à-vis de la température.

[0022] Les moyens de régulation imposent, la boucle étant ouverte, que lors d'une variation de la tension d'alimentation, sensiblement la même variation se répercute sur le circuit de source et sur le circuit de charge de manière que la tension apparaissant au premier noeud soit pratiquement indépendante des variations de la tension d'alimentation, le courant dans le circuit de source étant sensiblement indépendant de la température.

[0023] L'amplificateur différentiel peut comporter une paire de transistors différentielle et le circuit de source peut comporter une résistance et une diode en série, la résistance étant reliée à la paire de transistors différentielle et la diode à l'une des bornes d'alimentation, la diode présentant une pente en température telle que, même lorsque la boucle est ouverte, ladite pente compense les pentes en température de l'étage d'entrée et de l'étage amplificateur différentiel de manière à ce que la tension aux bornes de la résistance soit sensiblement indépendante de la température et du procédé de fabrication.

[0024] Le circuit de charge peut comporter une résistance montée entre le premier noeud et l'une des bornes d'alimentation, le rapport entre la valeur de la résistance du circuit de charge et la valeur de la résistance du circuit de source étant ajusté de manière à ce que, même en boucle ouverte, lors d'une variation de la tension d'alimentation, sensiblement la même variation se répercute sur le circuit de source et sur le circuit de charge de manière que la tension apparaissant au premier noeud soit pratiquement indépendante des variations de la tension d'alimentation.

[0025] L'amplificateur opérationnel peut comporter un circuit de compensation relié au premier noeud et à l'étage de sortie au niveau d'un second noeud avec la boucle lorsqu'elle est fermée, le circuit de compensation et le circuit de source maintenant au niveau du premier noeud une tension qui compense sensiblement celle apportée par l'étage de sortie, rendant, même lorsque la boucle est ouverte, la tension au second noeud sensiblement indépendante de la température et des variations de la tension d'alimentation.

[0026] Le circuit de compensation peut comporter un transistor bipolaire dont l'émetteur est relié à l'une des bornes d'alimentation à travers une résistance, dont le collecteur est relié au premier noeud et dont la base est reliée à l'étage de sortie au niveau du second noeud.

[0027] L'étage de sortie peut comporter un circuit suiveur avec un transistor bipolaire dont l'émetteur est relié à l'une des bornes d'alimentation à travers au moins une résistance et à la boucle lorsqu'elle est fermée, dont le collecteur est relié à l'autre borne d'alimentation et dont la base est reliée au premier noeud, une sortie du générateur se faisant au niveau de l'émetteur du transistor bipolaire.

[0028] L'étage de sortie peut comporter un circuit suiveur avec un transistor bipolaire dont l'émetteur est relié à l'une des bornes d'alimentation à travers un pont de résistances diviseur de tension et à la boucle lorsqu'elle est fermée, dont le collecteur est relié à l'autre borne d'alimentation et dont la base est reliée au premier noeud, une sortie du générateur se faisant au niveau d'un point commun entre deux résistances du pont diviseur de tension.

[0029] L'étage de sortie peut comporter, associé au circuit suiveur, un circuit de réglage de la pente en température de la tension au premier noeud, ce circuit de réglage étant monté entre le premier noeud et l'une des bornes d'alimentation et étant relié à un point commun entre deux résistances du pont diviseur de tension, ce circuit de réglage générant un courant dont la pente en température est ajustable par le choix des résistances du pont.

[0030] Le circuit de réglage peut comporter un transistor bipolaire dont l'émetteur est relié à l'une des bornes d'alimentation à travers une résistance, dont le collecteur est relié au premier noeud et dont la base est reliée au point commun entre deux résistances du pont diviseur de tension, une sortie du générateur se faisant au niveau de l'émetteur du transistor du circuit de réglage.

[0031] Le circuit de réglage peut coopérer avec un circuit additionnel ayant un transistor pour former un miroir de courant, la sortie se faisant au niveau de l'émetteur du transistor du circuit additionnel.

[0032] Il peut être intéressant dans certaines applications que le générateur comporte un circuit de veille pour le mettre en mode veille, le circuit de veille incluant plusieurs paires de transistors MOS complémentaires implantées dans l'étage amplificateur différentiel et une paire de transistors MOS complémentaires implantée dans l'étage de

sortie, ces transistors MOS étant commandés par un dispositif de commande du mode veille.

[0033] Ce générateur est tout à fait adapté pour délivrer une tension de référence fondée sur la bande d'énergie interdite d'un matériau semi-conducteur.

5 **[0034]** L'invention concerne également un convertisseur incluant un générateur selon l'invention et un appareil destiné à la réception et à la transmission de signaux de radiotélécommunications incluant un générateur selon l'invention. Un tel appareil peut par exemple être un téléphone qui peut par exemple inclure un convertisseur selon l'invention.

[0035] De tels convertisseurs et appareils de radio-télécommunication qui peuvent être avantageusement munis d'un générateur selon l'invention sont décrits abondamment dans la littérature avec des générateurs d'autres sortes.

10 **BREVE DESCRIPTION DES DESSINS**

[0036] La présente invention sera mieux comprise à la lecture de la description d'exemples de réalisation donnés, à titre purement indicatif et nullement limitatif, en faisant référence aux dessins annexés sur lesquels :

15 la figure 1 (déjà décrite) est un schéma électrique d'un générateur de tension de référence de type connu ;
la figure 2 est un schéma électrique d'un exemple de générateur de tension de référence selon l'invention ;
la figure 3 est un schéma électrique d'un autre exemple d'un générateur de tension de référence selon l'invention ;
la figure 4 est un schéma électrique d'un exemple de générateur de tension de référence selon l'invention, équipé d'un mode de veille ;

20 les figures 5A, 5B montrent en boucle ouverte et en boucle fermée respectivement, les variations de la tension de référence en fonction de la tension d'alimentation pour plusieurs températures ;

les figures 6A, 6B montrent en boucle ouverte et en boucle fermée respectivement, les variations de la tension de référence en fonction de la température pour plusieurs tensions d'alimentation ;

25 la figure 7 montre les variations de la tension de référence V_{ref} en fonction de la tension V_{refin} appliquée à la base des transistors de l'étage d'entrée en boucle ouverte pour plusieurs tensions d'alimentation et plusieurs températures ;

la figure 8 montre les variations de la tension de référence lors du passage du mode veille actif au mode veille inactif pour plusieurs tensions d'alimentation et plusieurs températures ;

30 la figure 9 montre les variations du taux de réjection d'alimentation en fonction de la fréquence pour plusieurs tensions d'alimentation et plusieurs températures.

[0037] Sur ces figures, les éléments identiques sont désignés par les mêmes caractères de référence.

EXPOSE DETAILLE DE MODES DE REALISATION PARTICULIERS

35 **[0038]** On va maintenant se référer à la figure 2 qui montre en détails un exemple d'un générateur d'au moins une tension de référence V_{ref} selon l'invention.

40 **[0039]** Dans ce générateur on retrouve un étage d'entrée 1 similaire à celui de la figure 1 et un amplificateur opérationnel 2. L'étage d'entrée ne sera pas décrit une nouvelle fois et ses différents éléments portent les mêmes références que sur la figure 1.

[0040] L'amplificateur opérationnel 2 comporte un étage amplificateur différentiel 13, un étage de sortie 14, un circuit de compensation 16. L'étage de sortie 14 est similaire à celui de la figure 1 avec un circuit suiveur 22, il ne sera pas décrit une nouvelle fois. Il est relié par une boucle 3 à l'étage d'entrée 1 au niveau de la base commune des deux transistors Q1, Q2 de l'étage d'entrée 1. Les deux transistors Q1, Q2 ont des surfaces d'émetteur différentes et multiples l'une de l'autre. La tension de référence V_{ref} est délivrée par l'étage de sortie 14. Ses éléments portent les mêmes références qu'à la figure 1.

45 **[0041]** L'étage amplificateur différentiel 13 comporte une paire de transistors Q6, Q7 différentielle 15 reliée à l'étage d'entrée 1 et montée entre les deux bornes d'alimentation 20, 21 par l'intermédiaire d'un circuit de source 17 et d'un circuit de charge 18. Plus précisément, les bases des deux transistors Q6, Q7 forment les deux entrées différentielles de l'étage 13. La base du transistor Q6 est reliée à la branche 11 au niveau du collecteur du transistor Q2, la base du transistor Q7 est reliée à la branche 10 au niveau du collecteur du transistor Q1. Les émetteurs des transistors Q6, Q7 sont reliés entre eux. Ils sont reliés à la borne d'alimentation 21 portée au potentiel Vee par le circuit de source 17 qui maintenant est un circuit actif.

50 **[0042]** Les circuits de sources 17 et de charge 18 comportent des moyens de régulation R8, R9 pour, même lorsque la boucle 3 est ouverte, réguler la tension de référence V_{ref} . Cette dernière est alors délivrée de manière sensiblement indépendante du procédé de fabrication du générateur, des variations de la tension d'alimentation et avec une dépendance déterminée vis-à-vis de la température.

[0043] Le circuit de source 17 comporte en série une diode, représentée par un transistor Q9 branché en diode, et

une résistance R9 faisant partie des moyens de régulation. La résistance est reliée aux émetteurs communs des transistors Q6, Q7 de la paire différentielle 15. Les collecteurs des deux transistors Q6, Q7 sont reliés chacun à la borne d'alimentation 20 portée au potentiel Vcc par l'intermédiaire du circuit de charge 18. Ce circuit de charge 18 comporte une résistance R8, faisant partie des moyens de régulation, montée entre le collecteur du transistor Q7 de la paire différentielle et la borne d'alimentation 20. Le collecteur de l'autre transistor Q6 de la paire différentielle 15 est directement relié à la borne d'alimentation 20. L'étage de sortie 14 est relié en un premier noeud A au circuit de charge 18, au niveau du collecteur du transistor Q7.

[0044] Le circuit de compensation 16 est un circuit actif, il comporte un transistor Q10 dont le collecteur est relié au premier noeud A, c'est-à-dire à la résistance R8 et à l'étage de sortie 14 au niveau de la base du transistor Q5, et dont l'émetteur est relié à la borne d'alimentation 21 à travers une résistance R10. La base du transistor Q10 est reliée à la base commune des transistors Q1, Q2 de l'étage d'entrée.

[0045] Dans cet exemple, la tension de référence Vref est disponible au niveau d'un second noeud B qui correspond à la liaison entre l'émetteur du transistor de sortie Q5, la résistance R7 et la boucle 3. On peut imaginer que la tension de référence soit disponible à un autre endroit de l'étage de sortie 14 comme l'illustre la figure 3 décrite ultérieurement et même que plusieurs tensions de référence de valeurs différentes et/ou de pentes en température soient délivrées par le générateur de tension selon l'invention.

[0046] Les moyens de régulation des circuits de source 17 et de charge 18 de par leur configuration imposent que la tension apparaissant au premier noeud A soit pratiquement indépendante de variations de la tension d'alimentation Vcc-Vee.

[0047] En effet, le rapport des résistances R9 et R8 des moyens de régulation est choisi de telle manière qu'une variation $\delta(V_{cc-V_{ee}})$ de la tension d'alimentation entraîne sensiblement la même variation $\delta(V_{cc-V_{ee}})$ sur le circuit de source 17 et sur le circuit de charge 18 aux bornes de la résistance de charge R8 et ce quelle que soit la température. En conséquence, le premier noeud A ne varie pas en tension lors d'une variation de la tension d'alimentation. Le rapport des résistances R8/R9 des moyens de régulation est choisi de telle manière que le gain en mode commun de l'amplificateur formé par l'étage différentiel 13 et les résistances R2, R3 soit ajusté à la valeur -1. Ceci est réalisé lorsque le rapport des valeurs des résistances R8/R9 vaut approximativement 2, le courant dans la résistance R9 étant sensiblement égal à deux fois celui traversant la résistance de charge R8. De plus, le circuit de source 17 est configuré pour générer un courant sensiblement indépendant de la température, ce qui revient à dire que la résistance R9 est ajustée pour que la tension à ses bornes soit sensiblement indépendante de la température. Cela est vérifié pour toutes les températures si l'ajustement suivant est réalisé au niveau de l'étage d'entrée 1.

[0048] La tension VR9 aux bornes de la résistance R9 s'exprime par :

$$V_{R9} = (V_{cc} - V_{ee}) - V_{R3} + V_{BE}(Q6) + V_{BE}(Q9)$$

$$VR9 = (V_{cc} - V_{ee}) - (V_{R3} + 2V_{BE})$$

[0049] Le terme $(V_{R3} + 2V_{BE})$ doit alors être sensiblement indépendant de la température, cela arrive s'il est égal à 2Vref par exemple et si la pente en température de la résistance de sommet R3 compense celles des deux tensions base émetteur des transistors Q6 et Q9. Cela permet de rendre le générateur de tension de référence objet de l'invention insensible au procédé de fabrication. Avec la notation expliquée par la suite, la pente en température de la résistance R3 est sensiblement égale à un et celle de la tension aux bornes de la résistance R9 sensiblement égale à zéro. Les deux résistances R2, R3 de collecteur de l'étage d'entrée 1 sont identiques. Un même courant circule dans les transistors Q1, Q2 de l'étage d'entrée, ce courant ayant une pente sensiblement égale à un.

[0050] Nous allons voir maintenant l'apport du circuit de compensation 16 et du circuit de source 17 sur la variation de la tension au premier noeud A en fonction de la température.

[0051] Nous allons d'abord présenter une manière extrêmement simple et homogène de comparer les pentes en température des différents composants électroniques qui nous intéressent dans le cas du générateur de tension de référence. Plusieurs unités sont fréquemment employées pour désigner des pentes en température, s'il s'agit de résistances, on l'exprime en ppm/°C alors que pour la tension base émetteur Vbe d'un transistor bipolaire, elle vaut environ -2mV/°C.

[0052] Posons la grandeur sans dimension t telle que :

$$T = (T - T_0)/T_0, \text{ avec } T \text{ température considérée et } T_0 \text{ température de référence par}$$

exemple égale à 25°C. Les valeurs de t suivantes sont obtenues par rapport aux températures T courantes :

EP 1 326 155 A1

T = -1 pour T = -273°C ou 0°K

T = -1/4 pour T = -50°C

T = 0 pour T = 25°C

T = +1/4 pour T = 100°C

5

[0053] Une tension peut s'exprimer de la manière suivante en fonction de la grandeur t : $V = V_0(a + bt + ct^2)$ avec V_0 valeur de la tension à la température de référence T_0 et a, b, c des coefficients. La pente en température au premier ordre est donnée par :

$\alpha_1 = b/a$ et la pente en température au second ordre est donnée par $\alpha_2 = c/a$.

10 **[0054]** Pour une tension proportionnelle à la température absolue on peut écrire :

$$V_{PTAT} = V_{PTAT0}(1 + t) \text{ et pour une tension base émetteur d'un transistor bipolaire :}$$

15

$$V_{BE} = V_{BE0}(1 - t/2) \text{ avec } V_{PTAT0} \text{ et } V_{BE0}, \text{ tensions à la température de référence.}$$

[0055] Pour un transistor bipolaire $V_{BE0} = 0,8V$.

20 **[0056]** On en déduit que la pente en température d'un circuit dont la tension est proportionnelle à la température absolue est de 1 tandis que la pente en température de la tension base émetteur d'un transistor bipolaire est de -0,5.

[0057] Quant aux résistances selon leurs valeurs, avec cette notation, leurs pentes peuvent varier négativement ou positivement et prendre la valeur 0. Dans la majorité des cas le terme α_2 peut être considéré comme négligeable sauf pour le gain en courant β des transistors bipolaires.

25 **[0058]** On cherche à ce que la tension au niveau du second noeud B soit sensiblement indépendante des variations de la température, ce qui signifie, avec cette notation, qu'elle doit posséder une pente en température sensiblement égale à 0. Dans cet exemple la tension de référence est prélevée au second noeud B.

30 **[0059]** Pour cela, on impose que la pente en température de la tension au premier noeud A soit sensiblement égale et opposée à celle apportée par le transistor Q5 de l'étage de sortie 14 pour obtenir la compensation en pente. Il vient que la pente en température de la tension au premier noeud A et donc aux bornes du circuit de charge 18 doit être égale sensiblement à 0,5 puisque la pente en température d'une tension base émetteur d'un transistor bipolaire est de -0,5. Cette pente est conditionnée par celle du circuit de source 17 et par celle du circuit de compensation 16. Ces deux circuits comportent chacun un transistor bipolaire Q9, Q10 dont la pente en température est imposée et égale à sensiblement -0,5 et une résistance R9, R10 qu'il suffit d'ajuster pour imposer celle du circuit de charge 18. La pente en température du circuit de compensation 16 prend ainsi sensiblement la valeur 1 dans l'exemple décrit et celle du circuit de source 17 sensiblement la valeur 0. La tension aux bornes de la résistance R10 du circuit de compensation 16 varie sensiblement proportionnellement à la température absolue.

35 **[0060]** Le tableau en fin de description regroupe les caractéristiques en valeur, pente et tension affectées à chacun des composants du générateur de tension de référence selon l'invention.

40 **[0061]** Avec un tel générateur de tension de référence même en boucle 3 ouverte la tension au niveau du second noeud B, dans l'exemple la tension de référence V_{ref} , est sensiblement indépendante de la température, des variations de l'alimentation et du procédé de réalisation. Lorsqu'il fonctionne en boucle 3 ouverte, l'émetteur du transistor Q5 de l'étage de sortie 14 et la base du transistor Q10 du circuit de compensation sont reliés au niveau du second noeud B, mais ils ne sont plus reliés à la base des transistors Q1, Q2 de l'étage d'entrée. Une tension V_{refin} , sensiblement égale à la tension V_{ref} désirée en sortie est appliquée à la base des transistors Q1, Q2 du circuit d'entrée 1. L'amplificateur opérationnel 2, n'ayant rien à corriger puisque la tension au second noeud B est bien indépendante de la température et des variations d'alimentation et ce même en boucle ouverte, peut avoir un gain faible.

45 **[0062]** Les figures 5A, 5B sont des courbes des variations de la tension de référence délivrée par le générateur de la figure 2 en fonction de la tension d'alimentation V_{cc} respectivement en boucle ouverte et en boucle fermée. Les trois courbes correspondent à des températures différentes. La courbe référencée 1 correspond à 120°C, la courbe référencée 2 correspond à 27°C, la courbe référencée 3 correspond à -30°C. On a supposé que V_{ee} représentait la masse. Les courbes sont sensiblement plates sur une large gamme de tensions.

50 **[0063]** Les figures 6A, 6B sont des courbes des variations de la tension de référence délivrée par le générateur de la figure 2 en fonction de la température respectivement en boucle ouverte et en boucle fermée. Les trois courbes correspondent à des tensions d'alimentation différentes. La courbe référencée 1 correspond à une tension de 2,5V, la courbe référencée 2' à une tension de 2,7V, la courbe référencée 3' à une tension de 3V. Les courbes sont sensiblement plates sur une large gamme de températures.

55 **[0064]** Puisque l'amplificateur opérationnel 2 peut fonctionner en boucle ouverte, il n'y a plus deux points stables dont un dans lequel les transistors Q1, Q2 du circuit d'entrée 1 ne sont parcourus par aucun courant comme dans l'art

antérieur. Aucun circuit de démarrage n'est requis.

[0065] La figure 7 représente pour différentes températures et différentes tensions d'alimentation, des variations de la tension de référence V_{ref} en fonction de la tension V_{refin} . La courbe a correspond à une tension d'alimentation de 3V et une température de 120°C, la courbe b correspond à une tension d'alimentation de 3V et une température de -30°C, la courbe a' correspond à une tension d'alimentation de 2,5V et une température de 120°C, la courbe b' correspond à une tension d'alimentation de 2,5V et une température de -30°C.

[0066] Un seul point stable est présent, il correspond au point d'intersection de toutes les courbes pour $V_{re} = V_{refin} \approx 1,2$ V.

[0067] Il est préférable de prévoir, dans l'amplificateur opérationnel 2 (figure 2), un circuit de stabilisation 19 de l'amplificateur différentiel 13. Il peut être réalisé par un condensateur C1 connecté entre la base du transistor Q5 du circuit suiveur 22 et l'une des bornes d'alimentation 21.

[0068] Il peut être nécessaire d'affiner la valeur de la pente en température du circuit de charge 18, si le circuit de compensation 16 ne permet pas que la tension générée par le générateur soit suffisamment stable. Il existe de manière quasiment inévitable des parasites du second ordre qui empêchent que l'on obtienne avec une très grande précision la valeur souhaitée.

[0069] On peut prévoir dans l'amplificateur opérationnel 1, dans l'étage de sortie 14, un circuit de réglage 24 de ladite pente en température au niveau du premier noeud A. Il est représenté sur la figure 3. Ce circuit de réglage 24 peut comporter un transistor Q12 dont l'émetteur est relié à la borne d'alimentation 21 à travers une résistance R12, dont le collecteur est relié au premier noeud A et dont la base est reliée au circuit suiveur 22 qui maintenant comporte un pont de résistances R110, R111 diviseur de tension monté entre la borne d'alimentation 21 et le second noeud B, c'est-à-dire l'émetteur du transistor Q5. La résistance R110 est reliée à l'émetteur du transistor Q5, la résistance R111 est reliée à la borne d'alimentation 21. Les deux résistances R110 et R111 ont un point commun C. La base du transistor Q12 est reliée au point commun C.

[0070] Le circuit de réglage 24 permet de générer au niveau du circuit de charge 18 un courant dont la pente en température est supérieure ou égale à un et cette pente est ajustée par les valeurs des résistances R110, R111 du pont diviseur et plus particulièrement par le rapport $(R110 + R111)/R111$. Dans l'exemple décrit ce rapport vaut 8/9 ce qui permet que le circuit de réglage 24 génère un courant dont la pente est sensiblement égale à 1,5. Comme le circuit de compensation 16 génère un courant au niveau du circuit de charge 18 dont la pente est égale sensiblement à un, ces deux courants s'additionnent au niveau du circuit de charge et le courant résultant dans le circuit de charge a une pente en température qui dépend des poids relatifs des courants des deux circuits, c'est-à-dire des valeurs des résistances R10, R12. Dans l'exemple décrit, elle est légèrement supérieure à un.

[0071] Une tension de référence pourrait être prélevée à un autre endroit qu'au noeud B de l'étage de sortie 14. Elle pourrait être prélevée au point commun C entre les deux résistances R110, R111 du pont diviseur de tension et sa valeur être imposée par les valeurs des résistances du pont diviseur. Dans l'exemple elle vaudrait sensiblement 8/9 de la tension au second noeud B et sa pente en température serait sensiblement nulle.

[0072] Une tension de référence avec une pente connue, supérieure à un, pourrait être prélevée aux bornes de la résistance R12 du circuit de réglage 24, mais il est préférable d'associer le circuit de réglage 24 avec un circuit additionnel 23 pour le transformer en un miroir de courant. Un même courant va circuler dans le circuit de réglage 24 et dans le circuit additionnel 23.

[0073] Le circuit additionnel 23 comporte un transistor Q13 dont le collecteur est relié à la borne d'alimentation 20, un émetteur relié à la borne d'alimentation 21 à travers une résistance R13 et une base reliée à la base du transistor Q12 du circuit de réglage 24. Une tension de référence V_{ref1} est prélevée au niveau de l'émetteur du transistor Q13. Dans cet exemple, elle présente la même pente que celle présente au niveau de l'émetteur du transistor Q12. En ajustant les valeurs des résistances du pont diviseur R110, R111, on peut obtenir au niveau de l'émetteur du transistor Q13 une tension V_{ref1} dont la pente en température vaut sensiblement +1,5. Les valeurs des résistances du miroir de courant et du pont diviseur sont indiquées dans le tableau en fin de description.

[0074] Cette pente de +1,5 peut par exemple être employée pour compenser dans un circuit utilisateur avec des transistors MOS, la mobilité μ des électrons dont la pente en température vaut -1,5 avec la notation précédente. On remarque que cette valeur de pente en température est supérieure à celle d'une tension proportionnelle à la température absolue qui est de 1.

[0075] Un tel générateur de tension de référence peut être équipé pour fonctionner dans un mode de veille. Le mode de veille est utile par exemple dans une application en téléphonie mobile. La figure 4 illustre un générateur de tension de référence similaire à celui de la figure 3 mais équipé d'un circuit de mise en veille (30, P6, P7, P5). Le circuit de mise en veille se compose de plusieurs paires P6, P7, P5 de transistors MOS complémentaires. Chacun des transistors Q6, Q7 de la paire différentielle 15 et le transistor Q5 du circuit de sortie 22 est associé à une telle paire de transistors MOS complémentaires respectivement P6, P7, P5.

[0076] Les transistors MOS de la paire P6 associée avec le transistor bipolaire Q6 sont référencés M61, M62, le transistor M61 étant le transistor MOS à canal N et le transistor M62 étant le transistor MOS à canal P. Plus précisément

EP 1 326 155 A1

le transistor M61 a son drain relié à la base du transistor Q6, sa source reliée à l'émetteur du transistor Q2 et sa grille reliée à un dispositif de commande de veille 30. Le transistor M62 a son drain relié à la base du transistor Q6, sa source reliée à la borne d'alimentation 21 portée au potentiel Vee et sa grille reliée au dispositif de commande de veille 30. La base du transistor Q6 est alors reliée à l'émetteur du transistor Q2 à travers le transistor MOS M61.

[00777] Les transistors MOS de la paire P7 associée avec le transistor bipolaire Q7 sont référencés M71, M72, le transistor M71 étant le transistor MOS à canal N et le transistor M72 étant le transistor MOS à canal P. Plus précisément le transistor M71 a son drain relié à la base du transistor Q7, sa source reliée à l'émetteur du transistor Q1 et sa grille reliée au dispositif de commande de veille 30. Le transistor M72 a son drain relié à la base du transistor Q7, sa source reliée à la borne d'alimentation 21 portée au potentiel Vee et sa grille reliée au dispositif de commande de veille 30. La base du transistor Q7 est alors reliée au collecteur du transistor Q1 à travers le transistor MOS M71.

[0078] Les transistors MOS de la paire P5 associée avec le transistor bipolaire Q5 sont référencés M51, M52, le transistor M51 étant le transistor MOS à canal N et le transistor M52 étant le transistor MOS à canal P. Plus précisément le transistor M51 est inséré entre le premier noeud A et la base du transistor Q5, il a son drain relié à la base du transistor Q5, sa source reliée au premier noeud A et sa grille reliée au dispositif de commande de veille 30. Le transistor M52 a son drain relié à la base du transistor Q5, sa source reliée à la borne d'alimentation 21 portée au potentiel Vee et sa grille reliée au dispositif de commande de veille 30. La base du transistor Q5 est alors reliée au noeud A à travers le transistor MOS M51.

[0079] Le dispositif de commande de veille 30 génère une tension haute pour activer le mode de veille et une tension basse, généralement la masse, pour désactiver le mode veille.

[0080] Lorsque le mode veille est activé, les transistors MOS à canal P sont équivalents à des circuits ouverts et les transistors MOS à canal N à des courts-circuits. Lorsque le mode veille est désactivé c'est l'inverse.

[0081] Pour donner au générateur de tension de référence un temps de réveil court lorsque le mode veille passe de l'état désactivé au mode activé, il est possible que le circuit de stabilisation 19, au lieu d'être branché directement à la base du transistor Q5 soit branché à la source du transistor MOS M51. En effet, lorsque le condensateur C1 est relié directement à la base du transistor Q5, en veille, il est déchargé car ses deux bornes sont sensiblement au potentiel de la borne d'alimentation 21 portée au potentiel Vee. Au réveil, il se charge grâce au courant qui traverse le circuit de charge 18 et le temps de charge est égal au produit $R8.C1$.

[0082] En plaçant le circuit de stabilisation 19' entre le noeud A et la borne d'alimentation 21 portée au potentiel Vee, en veille, la tension au noeud A est sensiblement égale à V_{cc} et au réveil, le condensateur C'1 est déchargé via le transistor Q7 et la résistance R9, ce qui est beaucoup plus rapide qu'une charge.

[0083] La figure 8 montre les variations de la tension de référence V_{ref} en fonction du temps pour plusieurs tensions d'alimentation et plusieurs températures, lors du passage du mode de veille activé au mode de veille désactivé. La courbe a1 correspond à une tension d'alimentation de 3V et une température de $-30^{\circ}C$, la courbe a2 correspond à une tension d'alimentation de 3V et une température de $120^{\circ}C$, la courbe b1 correspond à une tension d'alimentation de 2,5V et une température de $-30^{\circ}C$, la courbe b2 correspond à une tension d'alimentation de 2,5 V et une température de $120^{\circ}C$. Le temps de réveil est très court, de l'ordre de la trentaine de nanosecondes.

[0084] L'amplificateur opérationnel 2 n'ayant plus un fort gain est facile à stabiliser et possède une grande bande passante, ce qui permet que son taux de réjection d'alimentation soit bien meilleur que dans l'art antérieur et ce sur une large bande de fréquences. La figure 9 montre des couples de courbes illustrant ce taux de réjection d'alimentation en fonction de la fréquence pour plusieurs tensions d'alimentation et deux températures extrêmes. Les courbes e1, e2 correspondent à une tension d'alimentation de 2,5 V, les courbes e3, e4 correspondent à une tension d'alimentation de 2,7 V, les courbes e5, e6 correspondent à une tension d'alimentation de 3 V. Le taux de réjection d'alimentation est d'autant meilleur que la tension d'alimentation est élevée, le circuit ayant été optimisé ainsi. En effet, la spécificité du circuit est de posséder un fonctionnement optimal entre environ 2,7 V et 3 V et d'être fonctionnel entre environ 2,5 V et 2,7 V. Le circuit aurait pu être optimisé autrement.

TABLEAU DE VALEURS

NOM	VALEUR	PENTE	CHUTE DE TENSION
Vcc-Vee	2,8	0	-
R2, R3	16,8 k Ω	1	0,8 V
Vbe(Q1, Q2, Q6, Q7, Q5, Q9, Q10, Q12, Q13)		-0,5	0,8 V
R1	1 k Ω	1	0,05 V
R0	4,2 k Ω	1	0,4 V
R8	10 k Ω	0,5	0,8 V

EP 1 326 155 A1

(suite)

TABLEAU DE VALEURS			
NOM	VALEUR	PENTE	CHUTE DE TENSION
R9	4,1 k Ω	0	0,4 V
R10	40 k Ω	1	0,4 V
R12, R13	15 k Ω	1,5	0,27 V
R110	1 k Ω	-	-
R111	8k Ω	-	-

[0085] Tous les transistors bipolaires ont été représentés par des transistors NPN, mais il est possible de les remplacer par des transistors bipolaires PNP en effectuant toutes les inversions appropriées notamment au niveau du circuit de charge et de source.

[0086] Bien que plusieurs modes de réalisation de la présente invention aient été représentés et décrits de façon détaillée, on comprendra que différents changements et modifications puissent être apportés sans sortir du cadre de l'invention.

Revendications

1. Générateur d'au moins une tension de référence (V_{ref} , V_{ref1}) comportant, montés entre deux bornes d'alimentation (20, 21),

- un étage d'entrée (1) avec une partie (R0) proportionnelle à la température absolue et délivrant un potentiel sensiblement indépendant de la température,
- un amplificateur opérationnel (2) comportant :

un étage amplificateur différentiel (13) relié à l'étage d'entrée avec un circuit de charge (18) et un circuit de source (17) et,
un étage de sortie (14) relié en un premier noeud (A) au circuit de charge (18), destiné à être relié à l'étage d'entrée (1) par une boucle (3) qui est alors fermée et délivrant la tension de référence (V_{ref}),

caractérisé en ce que les circuits de source (17) et de charge (18) comportent des moyens de régulation (R8, R9) pour, même lorsque la boucle (3) reliant l'étage d'entrée (1) à l'étage de sortie (14) est ouverte, réguler la tension de référence (V_{ref} , V_{ref1}) qui est alors délivrée de manière sensiblement indépendante du procédé de fabrication du générateur, des variations de la tension d'alimentation et avec une dépendance déterminée vis-à-vis de la température.

2. Générateur selon la revendication 1, **caractérisé en ce que** les moyens de régulation (R8, R9) imposent, la boucle (3) étant ouverte, que lors d'une variation de la tension d'alimentation, sensiblement la même variation se répercute sur le circuit de source (17) et sur le circuit de charge (18) de manière que la tension apparaissant au premier noeud (A) soit pratiquement indépendante des variations de la tension d'alimentation, le courant dans le circuit de source (17) étant sensiblement indépendant de la température.

3. Générateur selon l'une des revendications 1 ou 2, dans lequel l'étage amplificateur différentiel (2) comporte une paire de transistors différentielle (Q6, Q7), **caractérisé en ce que** le circuit de source (17) comporte une résistance (R9) et une diode (Q9) en série, la résistance (R9) étant reliée à la paire de transistors différentielle (Q6, Q7) et la diode (Q9) à l'une des bornes d'alimentation (21), la diode présentant une pente en température telle que, même lorsque la boucle (3) est ouverte, ladite pente compense les pentes en température de l'étage d'entrée (1) et de l'étage amplificateur différentiel (13) de manière à ce que la tension aux bornes de la résistance (R9) soit sensiblement indépendante de la température et du procédé de fabrication.

4. Générateur selon l'une des revendications 1 à 3, **caractérisé en ce que** le circuit de charge (18) comporte une résistance (R8) montée entre le premier noeud (A) et l'une des bornes d'alimentation (20), le rapport entre la valeur de la résistance (R8) du circuit de charge (18) et la valeur de la résistance (R9) du circuit de source (19) étant

ajusté de manière à ce que, même en boucle (3) ouverte, lors d'une variation de la tension d'alimentation, sensiblement la même variation se répercute sur le circuit de source (17) et sur le circuit de charge (18) de manière que la tension apparaissant au premier noeud (A) soit pratiquement indépendante des variations de la tension d'alimentation.

5

5. Générateur selon l'une des revendications 1 à 4, **caractérisé en ce que** l'amplificateur opérationnel (1) comporte un circuit de compensation (16) relié au premier noeud (A) et à l'étage de sortie (14) au niveau d'un second noeud (B) avec la boucle (3) lorsqu'elle est fermée, le circuit de compensation (16) et le circuit de source (17) maintenant au niveau du premier noeud (A) une tension qui compense sensiblement celle apportée par l'étage de sortie (14),

10

rendant, même lorsque la boucle (3) est ouverte, la tension au second noeud (B) sensiblement indépendante de la température et des variations de la tension d'alimentation.

6. Générateur selon la revendication 5, **caractérisé en ce que** le circuit de compensation (16) comporte un transistor bipolaire (Q10) dont l'émetteur est relié à l'une (21) des bornes d'alimentation à travers une résistance (R10), dont le collecteur est relié au premier noeud (A) et dont la base est reliée à l'étage de sortie (14) au niveau du second noeud (B).

15

7. Générateur selon l'une des revendications 1 à 6, **caractérisé en ce que** l'étage de sortie (14) comporte un circuit suiveur (22) avec un transistor bipolaire (Q5) dont l'émetteur est relié à l'une des bornes d'alimentation (21) à travers au moins une résistance (R7) et à la boucle (3) lorsqu'elle est fermée, dont le collecteur est relié à l'autre borne d'alimentation (20) et dont la base est reliée au premier noeud (A), une sortie du générateur se faisant au niveau de l'émetteur du transistor bipolaire (Q5).

20

8. Générateur selon l'une des revendications 1 à 7, **caractérisé en ce que** l'étage de sortie (14) comporte un circuit suiveur (22) avec un transistor bipolaire (Q5) dont l'émetteur est relié à l'une des bornes d'alimentation (21) à travers un pont de résistances (R110, R111) diviseur de tension et à la boucle (3) lorsqu'elle est fermée, dont le collecteur est relié à l'autre borne d'alimentation (20) et dont la base est reliée au premier noeud (A), une sortie du générateur se faisant au niveau d'un point commun (C) entre deux résistances (R110, R111) du pont diviseur de tension.

25

30

9. Générateur selon l'une des revendications 7 ou 8, **caractérisé en ce que** l'étage de sortie (14) comporte, associé au circuit suiveur (22), un circuit de réglage (24) de la pente en température de la tension au premier noeud (A), ce circuit de réglage (24) étant monté entre le premier noeud (A) et l'une des bornes d'alimentation (21) et étant relié à un point commun (C) entre deux résistances (R110, R111) du pont diviseur de tension, ce circuit de réglage (24) générant un courant dont la pente en température est ajustable par le choix des résistances (R110, R111) du pont.

35

10. Générateur selon la revendication 9, **caractérisé en ce que** ce circuit de réglage (24) comporte un transistor bipolaire (Q12) dont l'émetteur est relié à l'une des bornes d'alimentation (21) à travers une résistance (R12), dont le collecteur est relié au premier noeud (A) et dont la base est reliée au point commun (C) entre deux résistances (R110, R111) du pont diviseur de tension, une sortie du générateur se faisant au niveau de l'émetteur du transistor (Q12) du circuit de réglage (24).

40

11. Générateur selon l'une des revendications 9 ou 10, **caractérisé en ce que** le circuit de réglage (24) coopère avec un circuit additionnel (23) ayant un transistor (Q13) pour former un miroir de courant, la sortie se faisant au niveau de l'émetteur du transistor (Q13) du circuit additionnel (23).

45

12. Générateur selon l'une des revendications 1 à 11, **caractérisé en ce qu'il** comporte un circuit de veille (30, P5, P6, P7) pour le mettre en mode veille, le circuit de veille (30, P5, P6, P7) incluant plusieurs paires (P6, P7) de transistors MOS complémentaires implantées dans l'étage amplificateur différentiel (13) et une paire (P5) de transistors MOS complémentaires implantée dans l'étage de sortie (14), ces transistors MOS étant commandés par un dispositif de commande (30) du mode veille.

50

13. Générateur selon l'une des revendications 1 à 12, **caractérisé en ce qu'il** délivre une tension de référence fondée sur la bande d'énergie interdite d'un matériau semi-conducteur.

55

14. Convertisseur incluant un générateur selon l'une des revendications 1 à 13.

EP 1 326 155 A1

15. Appareil destiné à la réception et/ou à la transmission de signaux de radio-télécommunication incluant un générateur selon l'une des revendications 1 à 12

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

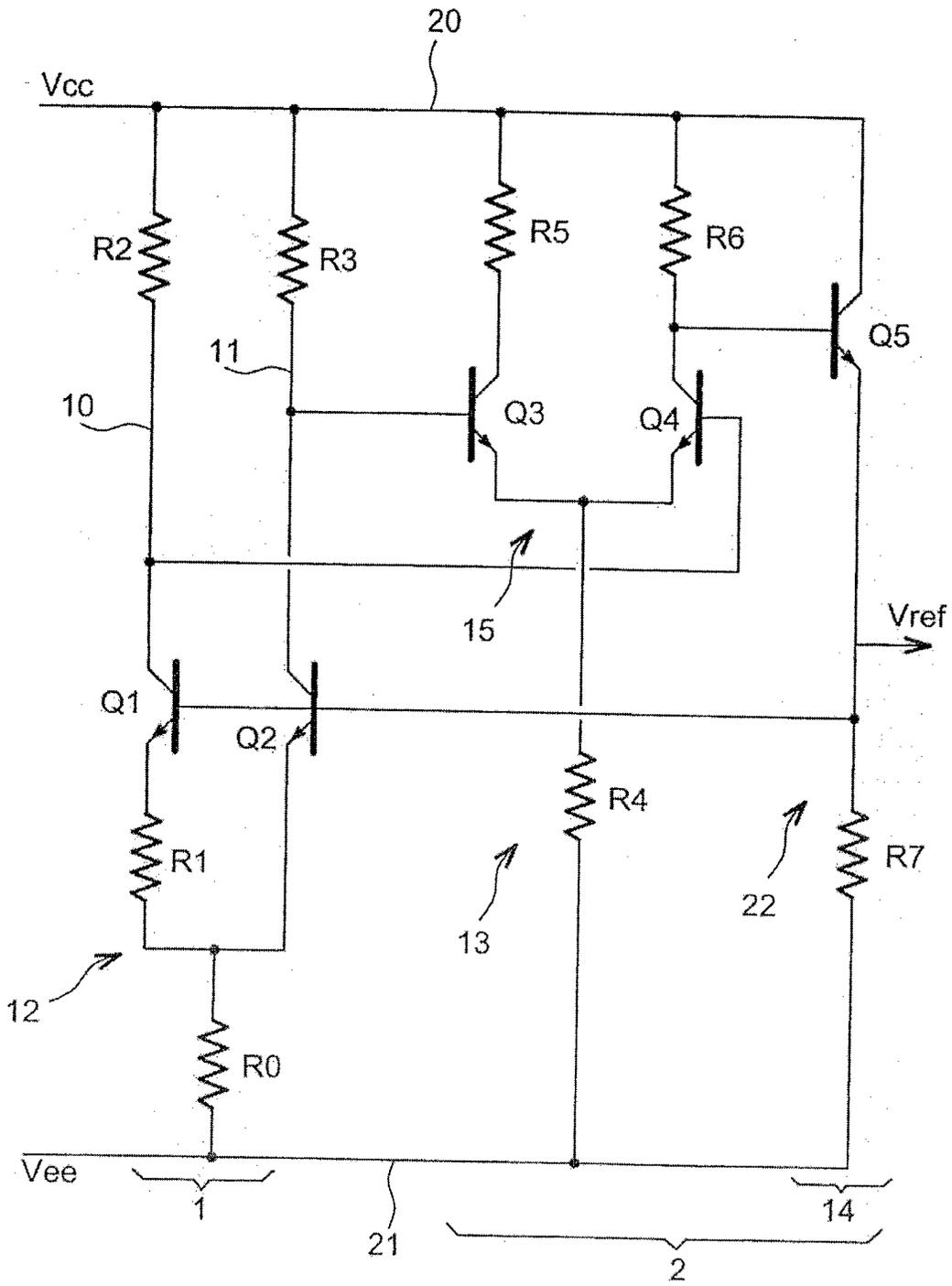


FIG. 1

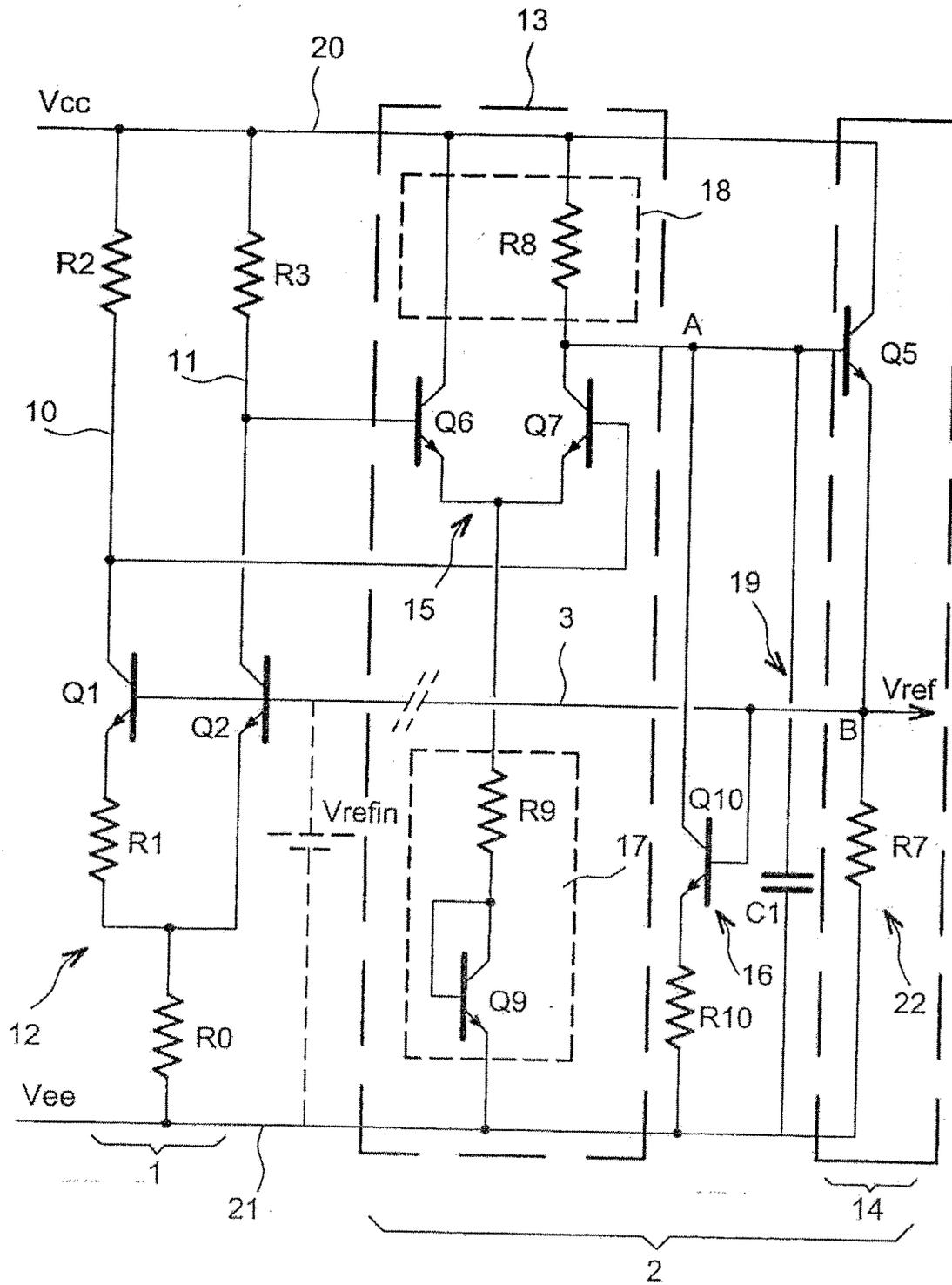


FIG. 2

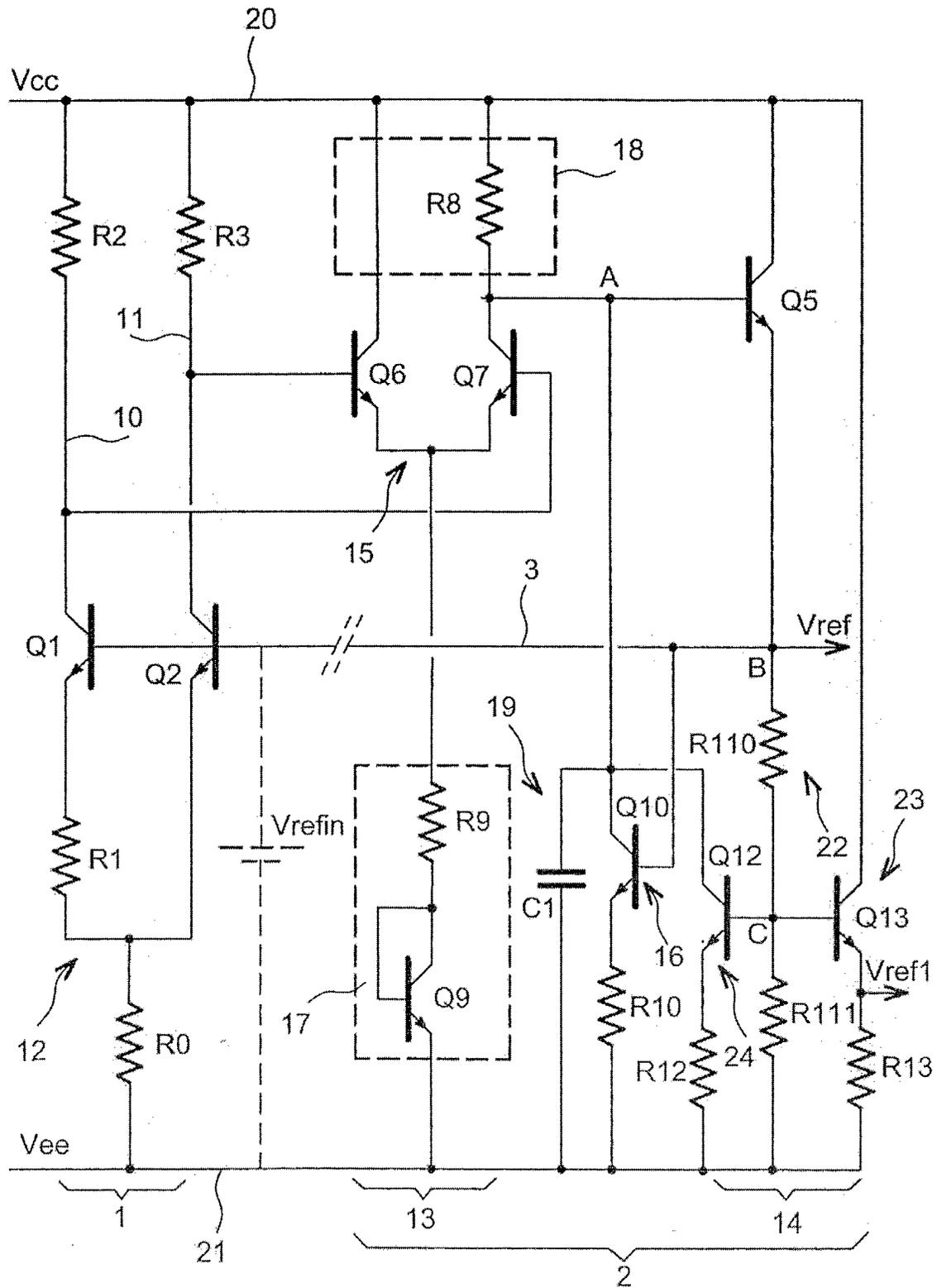


FIG. 3

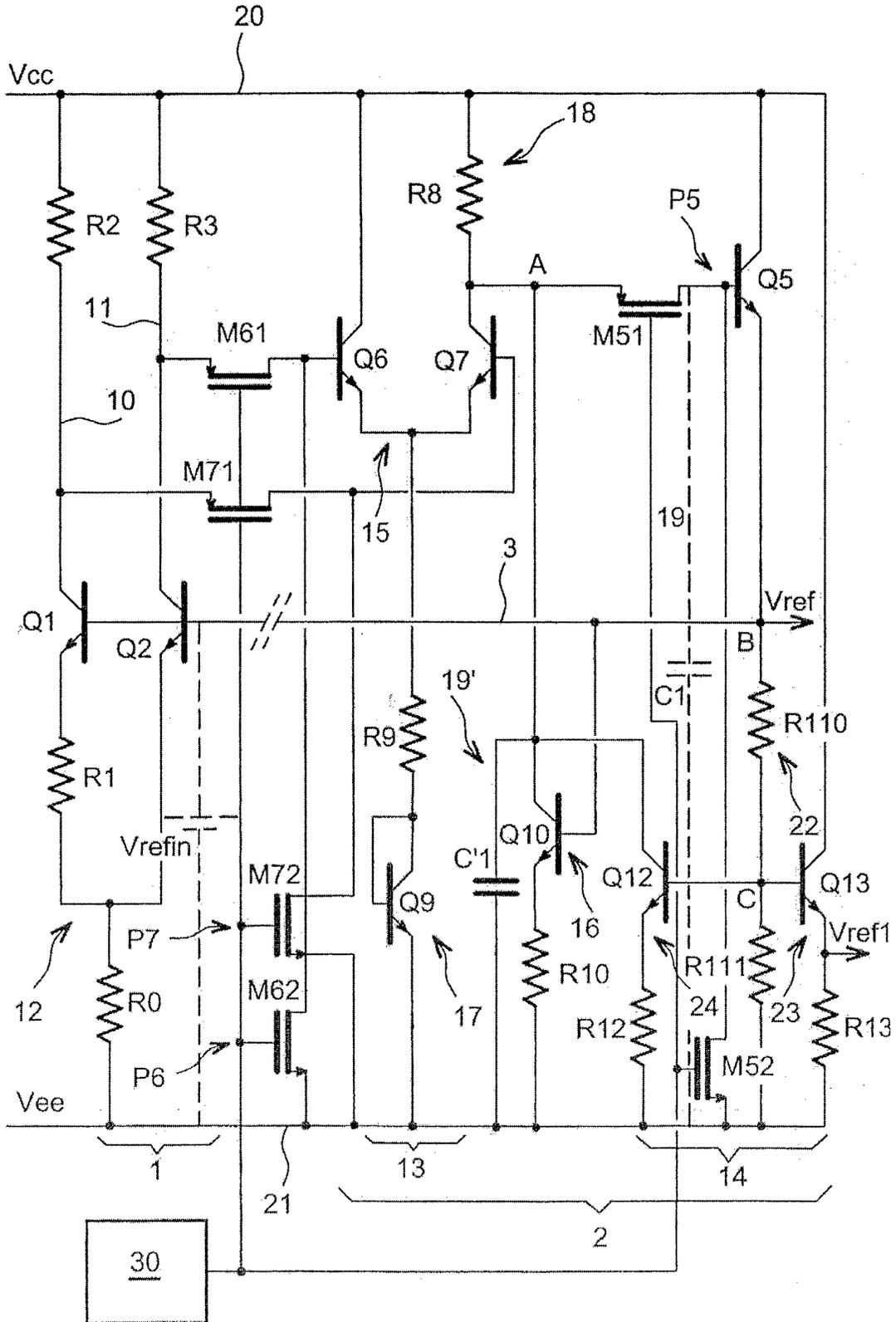


FIG. 4

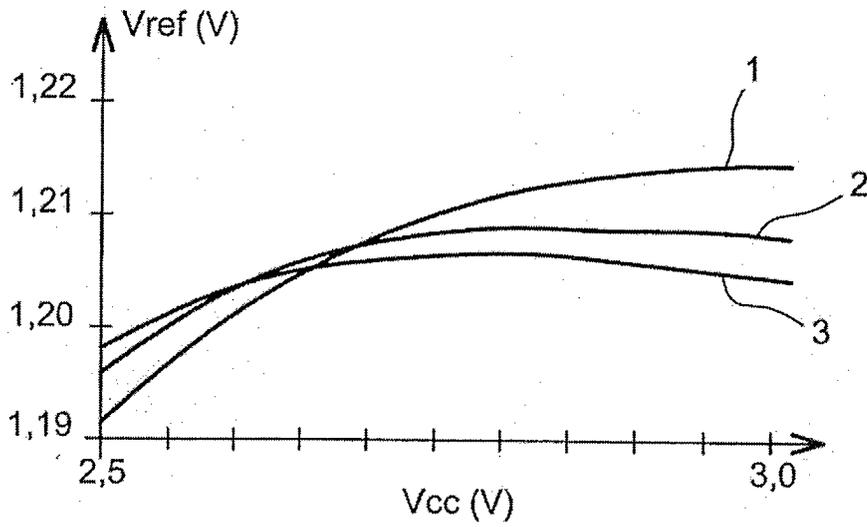


FIG. 5A

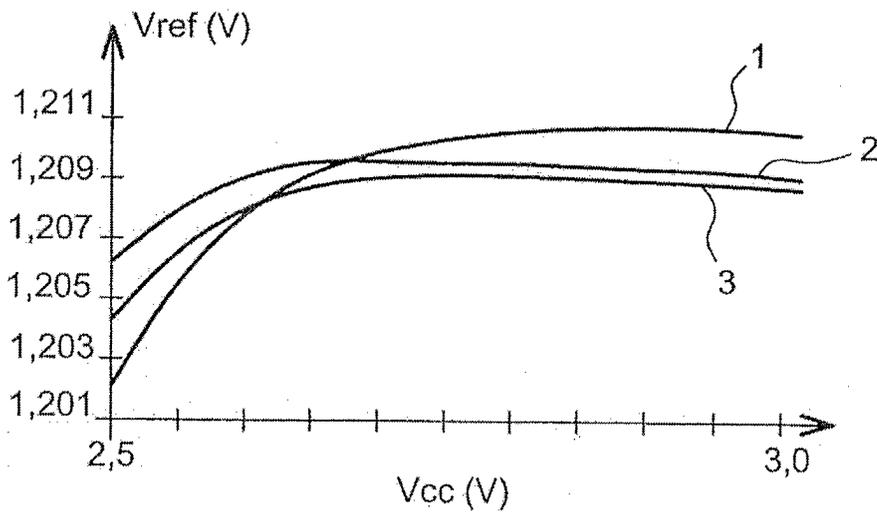


FIG. 5B

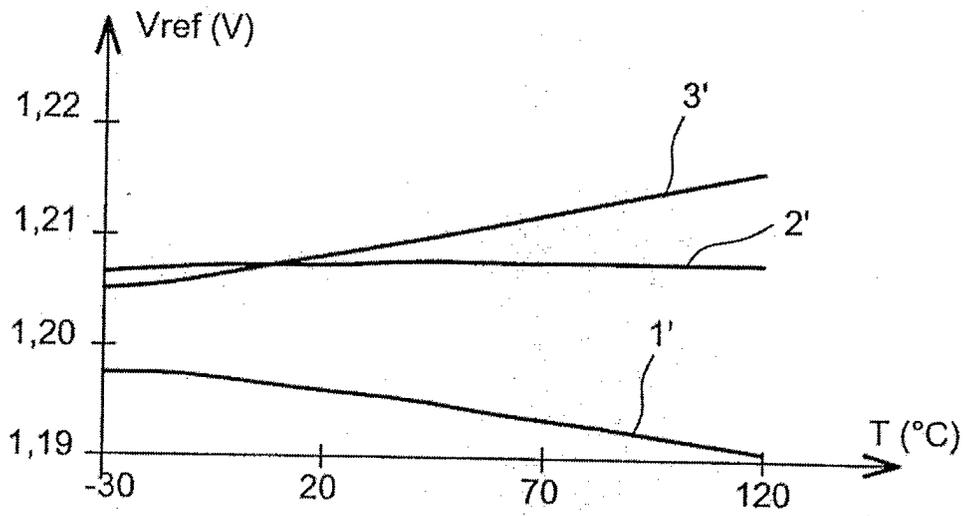


FIG. 6A

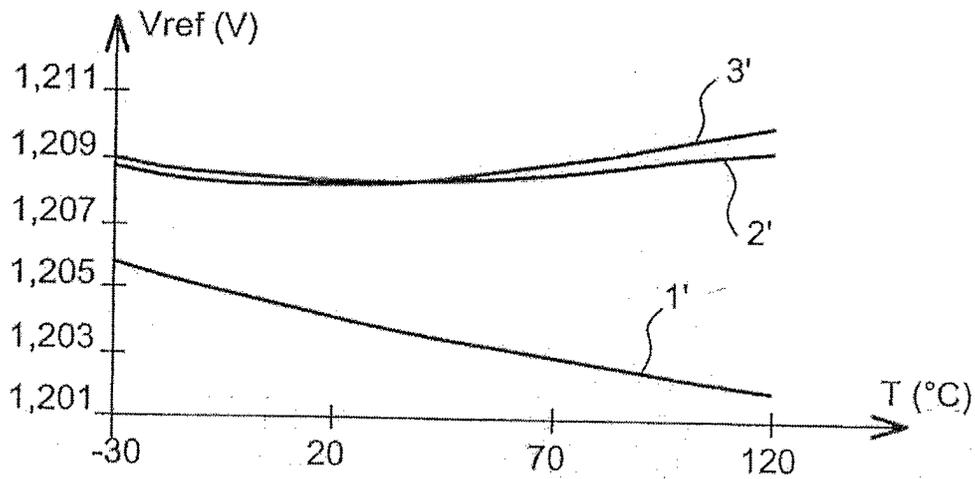


FIG. 6B

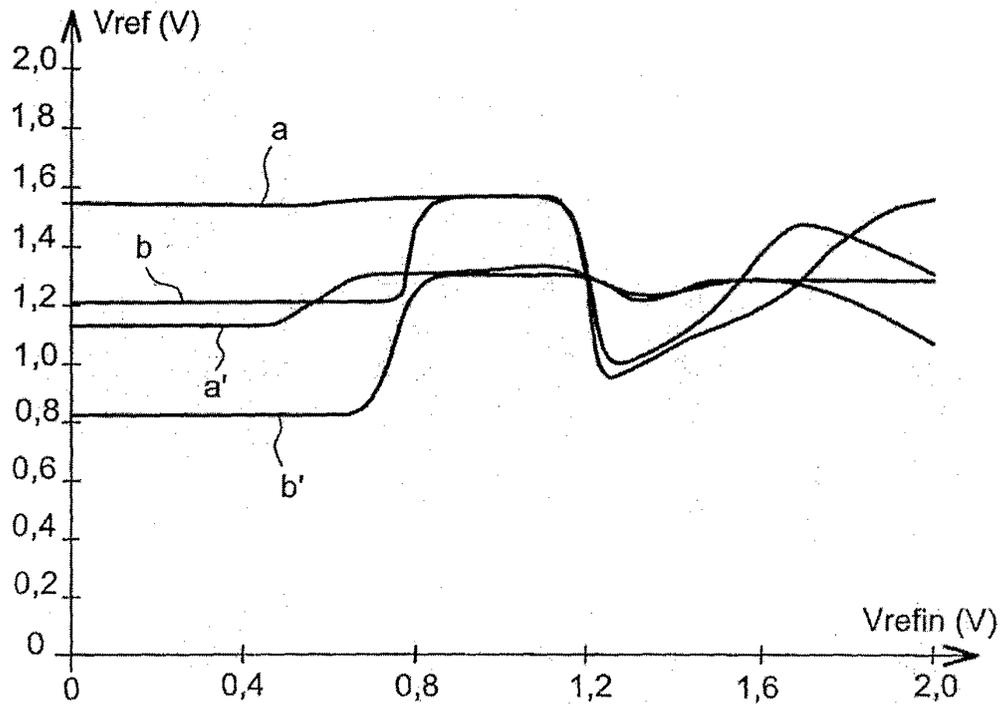


FIG. 7

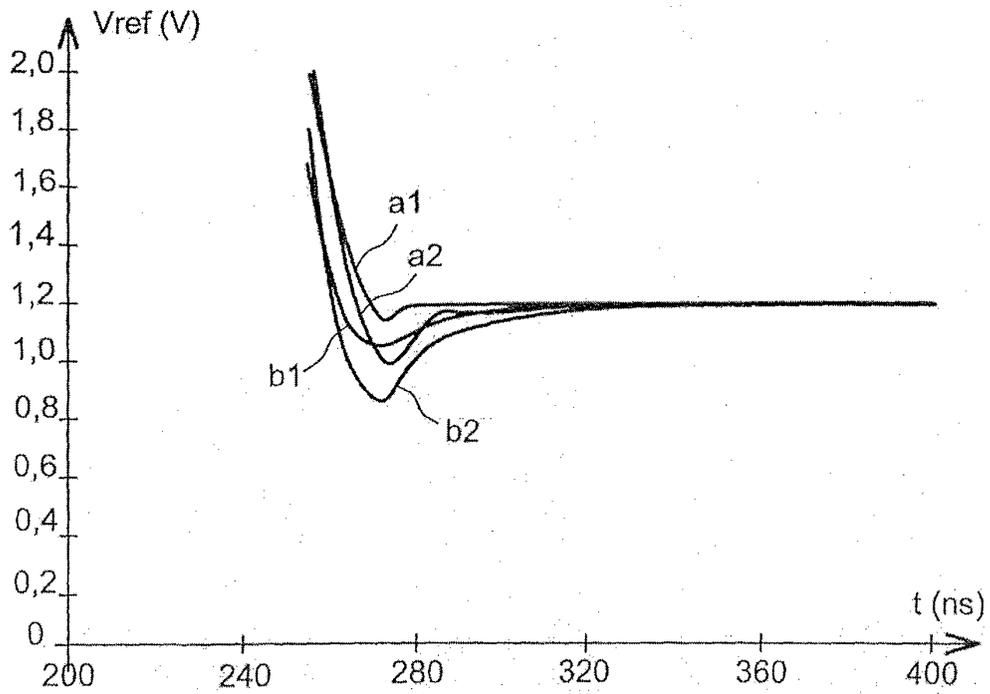


FIG. 8

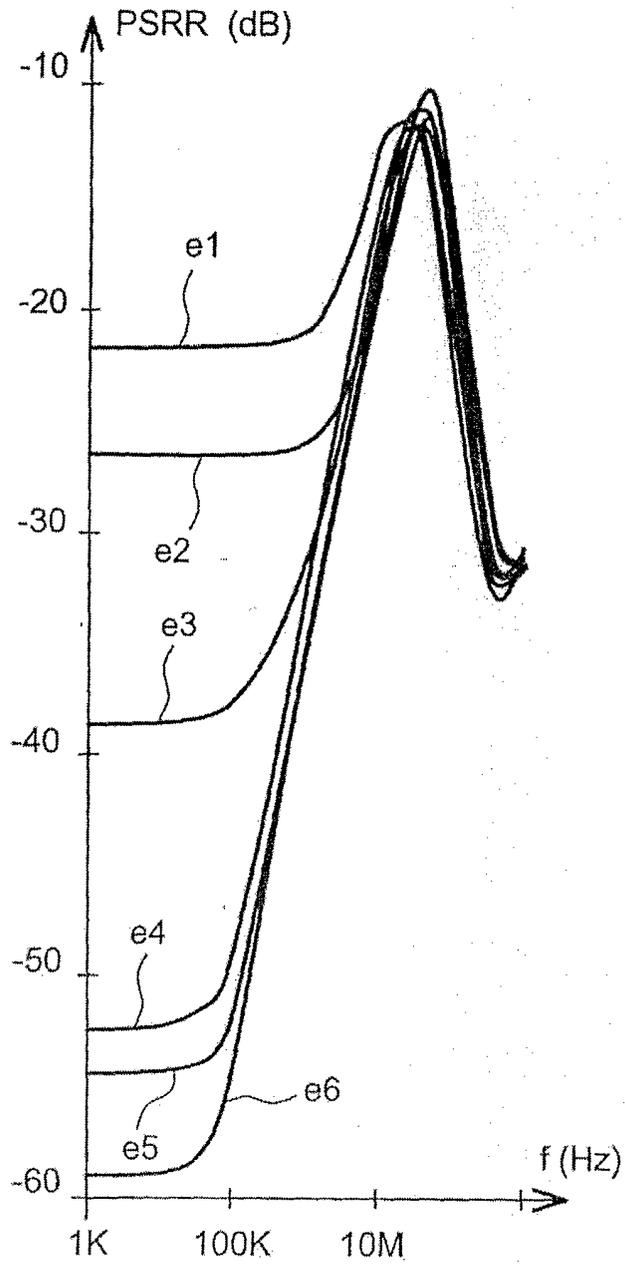


FIG. 9



DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int.Cl.7)
X	US 5 453 679 A (RAPP A KARL) 26 septembre 1995 (1995-09-26)	1-12	G05F3/30
A	* le document en entier *	13-15	G05F3/26

X	DE 42 24 584 A (MIKROELEKTRONIK UND TECHNOLOGI) 27 janvier 1994 (1994-01-27)	1-12	
A	* le document en entier *	13-15	

A	EP 1 041 480 A (TEXAS INSTRUMENTS INC) 4 octobre 2000 (2000-10-04)	1-15	
	* abrégé *		

A	US 5 469 111 A (CHIU KWOK-F) 21 novembre 1995 (1995-11-21)	1-15	
	* abrégé *		

A	EP 0 620 515 A (TEXAS INSTRUMENTS DEUTSCHLAND) 19 octobre 1994 (1994-10-19)	1-15	
	* abrégé *		

A	US 6 016 051 A (CAN SUEMER) 18 janvier 2000 (2000-01-18)	1-15	
	* abrégé *		

Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche		Date d'achèvement de la recherche	Examineur
LA HAYE		19 mars 2003	Schobert, D
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES			
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET EUROPEEN NO.**

EP 02 08 0245

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche européenne visé ci-dessus.
Lesdits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du
Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets.

19-03-2003

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 5453679	A	26-09-1995	AUCUN	
DE 4224584	A	27-01-1994	DE 4224584 A1	27-01-1994
EP 1041480	A	04-10-2000	US 6157245 A EP 1041480 A1	05-12-2000 04-10-2000
US 5469111	A	21-11-1995	AUCUN	
EP 0620515	A	19-10-1994	DE 4312117 C1 US 5570008 A DE 69415201 D1 DE 69415201 T2 EP 0620515 A1 JP 7104877 A	14-04-1994 29-10-1996 28-01-1999 17-06-1999 19-10-1994 21-04-1995
US 6016051	A	18-01-2000	AUCUN	

EPO FORM P0460

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82