



(12) **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

(43) Date de publication:
28.03.2012 Bulletin 2012/13

(51) Int Cl.:
G05F 1/575 (2006.01) G05F 3/24 (2006.01)

(21) Numéro de dépôt: **11181507.2**

(22) Date de dépôt: **15.09.2011**

(84) Etats contractants désignés:
AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL PT RO RS SE SI SK SM TR
Etats d'extension désignés:
BA ME

(72) Inventeur: **Vanhecke, Claude**
31140 Pechbonnieu (FR)

(74) Mandataire: **Lucas, Laurent Jacques et al**
Marks & Clerk France
Conseils en Propriété Industrielle
Immeuble Visium
22, Avenue Aristide Briand
94117 Arcueil Cedex (FR)

(30) Priorité: **17.09.2010 FR 1003707**

(71) Demandeur: **Thales**
92200 Neuilly Sur Seine (FR)

(54) **Générateur de courant, notamment de l'ordre des nano-ampères et régulateur de tension utilisant un tel générateur**

(57) L'invention concerne un générateur de courant ultra faible et un régulateur de tension utilisant un tel générateur. Ce dernier comporte :
- un premier ensemble (41) de Q transistors (P1, P2, P3) connectés en miroir de courant, aptes à être reliés à l'alimentation (Vdd) ;
- un deuxième ensemble de Q-1 transistors (N1, N2) connectés en miroir de courant, chaque transistor étant connecté en série à un transistor du premier ensemble ;

- un premier transistor (N1) du deuxième ensemble étant connecté en série avec un transistor N3R, connecté en miroir de courant avec un transistor N4, connecté en série avec un dernier transistor (P3) du premier ensemble.
Le transistor N3R fonctionne dans sa zone linéaire, la valeur du courant généré dépend de la résistance équivalente de ce transistor, les deux transistors ayant un canal ultra long, de sorte que le rapport L/W est très grand.

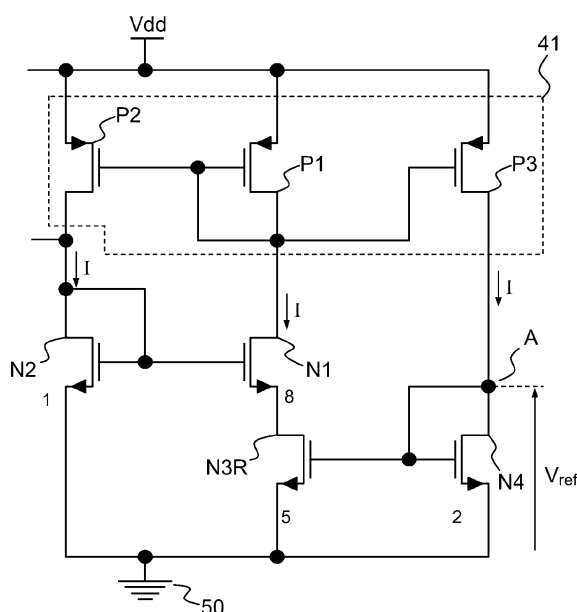


FIG.5

Description

[0001] La présente invention concerne un générateur de courant. L'invention concerne aussi un régulateur de tension utilisant un tel générateur. Elle s'applique notamment pour la génération d'ultra faibles courants, quasi stables en température et en variation de la tension d'alimentation, dans des circuits intégrés. L'invention s'applique également pour la réalisation de régulateurs de tensions stables de type série à très faible tension de déchet, quelle que soit la source d'énergie électrique en entrée.

[0002] Le poids du matériel embarqué reste une contrainte majeure pour les aéronefs. La complexité croissante des systèmes électriques, électroniques et informatiques entraîne un câblage de plus en plus important à l'intérieur des avions. Des centaines de kilomètres de câbles en cuivre parcourent ainsi l'intérieur des avions, ce qui contribue à augmenter le poids total du matériel embarqué. L'utilisation de fils conducteurs moins denses, en aluminium par exemple, ne suffit pas à résoudre le problème étant donné les longueurs en jeu. Une solution efficace consiste à supprimer au maximum les lignes de câblage et à utiliser des sources autonomes d'énergie pour alimenter les différents composants. Un exemple d'application concerne notamment la multitude de capteurs placés à différents endroits d'un avion. Une solution supprimant le câblage consiste alors à placer une source d'énergie autonome à proximité de chaque capteur ou d'un ensemble de capteurs.

[0003] Dans le domaine avionique, il n'est pas possible d'utiliser des batteries en raison de la durée de vie trop courte de ces dernières et de leur mauvaise tenue en température. Une solution consiste à utiliser une source d'énergie qui récupère l'énergie ambiante par exemple des transducteurs thermiques. Il est ainsi possible d'utiliser des transducteurs utilisant l'effet « Seebeck » ou effet Pelletier inverse. Ces transducteurs délivrent une différence de potentiel électrique exploitant la différence de température entre une quantité d'eau stockée à l'intérieur des transducteurs et l'air ambiant, cette différence de température étant provoquée par les différences d'inertie thermique entre l'eau et l'air, ou tout autre gradient de température. Dans le cas d'un avion, les températures de l'eau et de l'air évoluent différemment au cours du vol du fait de ces inerties thermiques. D'autres types de transducteurs peuvent être utilisés, notamment des transducteurs mécaniques qui peuvent par exemple exploiter les vibrations mécaniques d'un avion. Ces transducteurs comportent des poutres de très petite taille à plusieurs branches, les vibrations transmises à ces poutres provoquant une énergie électrique.

[0004] Ces transducteurs fournissent des tensions ou des courants qui ne sont pas stabilisés dans le temps. Ils ne peuvent donc pas alimenter directement des composants électroniques. Il est connu d'utiliser des régulateurs de tension ou de courant reliés en entrée à une alimentation non stabilisée telle qu'un transducteur et fournissant en sortie une tension définie, par exemple 3 volts. En raison du faible niveau d'énergie délivré par les transducteurs précités, il est nécessaire de réaliser des régulateurs qui consomment un très faible niveau d'énergie, donc ayant une très faible tension de déchet et des courants de polarisation très faibles, tout en tenant compte des contraintes de réalisation, notamment en circuit intégré.

[0005] Un but de l'invention est donc notamment de permettre la réalisation de circuits électroniques intégrés consommant un minimum de courant, typiquement dans le domaine des nano puissances, de l'ordre de quelques nano-watt.

[0006] A cet effet, l'invention a pour objet un générateur de courant utilisant des transistors à effet de champ, comportant au moins :

- un premier ensemble de Q transistors P1, P2, P3 connectés en miroir de courant, aptes à être reliés à une tension d'alimentation Vdd ;
 - un deuxième ensemble de Q-1 transistors N1, N2 connectés en miroir de courant, dont les canaux ont une polarité inverse de celle des transistors du premier ensemble, chaque transistor N1, N2 étant connecté en série à un transistor du premier ensemble;
 - un premier transistor N1 du deuxième ensemble étant connecté en série avec un transistor N3R, ayant un canal de même polarité, connecté en miroir de courant avec un transistor N4, ce transistor N4 étant connecté en série avec un dernier transistor P3 du premier ensemble ;
- le transistor N3R étant apte à fonctionner dans sa zone linéaire, la valeur du courant généré étant fonction de la résistance équivalente R_{eq} de ce transistor, les transistors N3R et N4 ayant un canal ultra long, de sorte que le rapport L/W est au moins supérieur à plusieurs centaines, L étant la longueur du canal et W sa largeur, les valeurs de L, de W et du rapport L/W étant déterminés pour obtenir à la fois une valeur de courant stable en fonction des variations de la tension d'alimentation, mais aussi pour obtenir une valeur de courant quasi-stable en fonction de la température, ainsi que pour obtenir une tension VGS de ces mêmes transistors très stable en fonction de la température.

[0007] Le rapport L/W peut être au moins supérieur à 500 et la largeur W peut être de l'ordre de 0,6 μm .

[0008] Avantageusement, le générateur est apte à être utilisé comme référence de tension V_{Ref} , ladite référence étant fournie au niveau de grilles des transistors N3R et N4.

[0009] Les transistors P1, P2, P3 du premier ensemble sont par exemple à canal P.

[0010] L'invention a également pour objet un régulateur de tension, entre une tension d'entrée et une tension de sortie V_s , utilisant des transistors à effet de champ, le régulateur comportant au moins :

- 5 - un générateur de courant tel que décrit précédemment ;
- un transistor de sortie à effet de champ P5 à canal P relié à sa source à la tension d'entrée dudit régulateur et délivrant sur son drain la tension de sortie ;
- un amplificateur opérationnel relié sur son entrée négative à la tension de référence dudit générateur ;
- un transistor P4, à canal P, connecté en miroir de courant avec les transistors du premier ensemble dudit générateur ;
- 10 - un transistor N5, à canal N, connecté en miroir de courant avec les transistors du deuxième ensemble dudit générateur ;
- un couple de transistors (N10, P10) connecté entre le transistor P4 et le transistor N5, le couple comportant un premier transistor N10 à canal N et un deuxième transistor P10 à canal P, la grille et le drain du premier transistor N10 étant reliés ensemble à la source du deuxième transistor P10 reliée au drain du transistor P4 et au drain du
- 15 transistor de sortie P5 la source du premier transistor N10 et le drain du deuxième transistor P10 étant reliés ensemble à l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel et au drain du transistor N5, le canal du premier transistor N10 étant très long, de sorte que le rapport L/W est très grand, L étant la longueur du canal et W sa largeur ;
- le pas de tension V_{ref} présent aux bornes du transistor N4 étant reproduit aux bornes du transistor N10 lorsque ce dernier est commandé à l'état passant, la tension de sortie s'incrémentant selon un pas de tension fonction de la
- 20 commande du transistor N10.

[0011] Avantageusement, le régulateur comporte par exemple un nombre K de couples de transistors (N10, P10), (N11, P11), (N12, P12) connectés en série entre le transistor P4 et le transistor N5, K étant supérieur à 1, chaque premier transistor N10, N11, N12 d'un couple présentant à ces bornes ledit pas de tension V_{ref} lorsqu'il est commandé à l'état

25 passant, le régulateur comportant des moyens de commande des couples de transistors, la tension de sortie étant fonction d'un nombre donné de pas de tension V_{ref} selon la combinaison des états de commande appliquées aux couples de transistor.

[0012] D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à l'aide de la description qui suit, faite en regard de dessins annexés qui représentent :

- 30 - la figure 1, une présentation synoptique d'un système autonome d'alimentation électrique ;
- les figures 2a à 2c, une présentation d'un exemple de transducteur thermique et de son fonctionnement ;
- la figure 3, une présentation plus détaillée d'un système d'alimentation autonome à régulation série utilisant au moins un transducteur comme source autonome d'énergie ;
- 35 - les figures 4a à 4d, des exemples de génération de très faibles courants selon l'art antérieur ;
- la figure 5, un exemple de circuit de génération de courant utilisé dans l'invention ;
- la figure 6, un rappel de la structure d'un transistor à effet de champs ;
- la figure 7, une présentation topographique de transistors à effet de champs, à canaux ultra longs utilisés dans un dispositif selon l'invention ;
- 40 - les figures 8a et 8b, par une vue topographique et par une vue en coupe une présentation plus détaillée d'un mode de réalisation de transistors à effet de champ, à canaux ultra longs, utilisés dans un générateur selon l'invention ;
- la figure 9, un exemple de réalisation d'un régulateur selon l'invention ;
- la figure 10, un autre exemple de réalisation d'un régulateur selon l'invention ;
- la figure 11, une présentation des courbes de tensions pour une application avec un transducteur thermique à effet
- 45 Seebeck comme source d'énergie autonome.

[0013] La figure 1 illustre de façon synoptique un système autonome d'alimentation électrique à partir d'un dispositif de récupération d'énergie. Il comporte en entrée un transducteur 1 transformant un phénomène physique, telle qu'une différence de température ou des vibrations en énergie électrique. Le transducteur 1 est suivi d'un convertisseur 2 transformant la tension électrique délivrée par le transducteur en une tension continue. En effet la tension en sortie du transducteur peut être continue, alternative ou plus généralement périodique. Dans tous les cas, elle est transformée par le convertisseur 2 en une tension continue qui n'est pas encore celle d'utilisation des composants électronique. Le convertisseur 2 est suivi d'un élément de stockage 3 telle qu'une capacité de très forte valeur par exemple. Enfin un régulateur 4 délivre une tension de référence V dans une plage de variation donnée selon le niveau de précision souhaitée.

[0014] Les figures 2a, 2b et 2c illustrent le fonctionnement d'un transducteur thermique utilisant l'effet Seebeck. Plus précisément la figure 2a présente les éléments constitutif d'un tel transducteur. Il comporte une réserve d'eau 21 et d'air 22 stocké dans une récipient en isolant thermique 23 fermé par un thermo-générateur 24 au contact d'une paroi métallique 25 balayée par un flux d'air 26, dans le cas par exemple où le transducteur est monté sur un avion. La figure 2b illustre

par deux courbes 28, 29 l'évolution des températures de l'air et de l'eau en fonction du temps. Une première courbe 28 illustre la variation de la température de l'air successivement pendant la phase de décollage 201, pendant la phase de vol de croisière 202 et pendant la phase d'atterrissage 203. Une deuxième courbe 29 illustre l'évolution de la température de l'eau pour les mêmes phases. La figure 2c illustre par une première courbe 271 et par une deuxième courbe 272 respectivement l'allure de l'écart de température ΔT entre l'air et l'eau et l'allure de la tension de sortie fournie par le transducteur en fonction du temps pour les phases 201, 202, 203 précédentes. La tension délivrée 272 présente l'allure d'une sinusoïde à une seule alternance durant toute la phase de vol de l'avion.

[0015] La figure 3 illustre plus en détail une chaîne de récupération d'énergie du type de la figure 1 dans un cas où il y a deux sources autonomes de récupération d'énergie. Le système comporte un premier transducteur 1 qui est un transducteur thermique tel qu'illustré par les figures 2a à 2c. Un tel transducteur peut fournir une puissance électrique comprise dans une plage dont la borne inférieure est de l'ordre du microwatt (μW) et la borne supérieure de l'ordre de plusieurs milliwatt (mW). La tension délivrée par le transducteur 1 est redressée en une tension continue au moyen d'un convertisseur 2 dont la sortie est reliée à un élément de stockage d'énergie électrique 3, par exemple un super condensateur de stockage.

[0016] Le système comporte par ailleurs un deuxième transducteur 10. Il s'agit d'un transducteur mécanique exploitant des vibrations mécaniques. Comme indiqué précédemment ce type de transducteur comportent des poutres transmettant les vibrations à partir desquelles l'énergie électrique est produite. Un tel transducteur 10 peut fournir une puissance électrique allant de quelques nano watts (nW) à quelques microwatts (μW). La tension électrique délivrée est convertie en tension continue par un convertisseur 2. La sortie de ce convertisseur charge un condensateur 30 faisant office de stockage d'énergie et de prépolarisation pour les diodes actives du convertisseur 2. Ce condensateur 30 ayant une capacité moins importante que le précédent 3 en raison de la puissance plus faible qui est en jeu. Les sorties des condensateurs de stockage 3, 30 sont reliées à l'entrée d'un régulateur, ces sorties étant isolées par un circuit 31 à diode connectée par exemple sur la branche de sortie du premier condensateur 3 et du deuxième condensateur 30. Plus particulièrement, les condensateurs 3, 30 sont reliés, via le circuit d'isolation 31, à l'entrée d'un transistor 32 de type MOS dont la sortie délivre la tension régulée souhaitée, par exemple égale à 3 volts. Dans une utilisation aéroportée, le deuxième transducteur 10 permet d'obtenir une tension dès le démarrage de l'avion car les poutres récupèrent l'énergie dès les premières vibrations. L'utilisation du transducteur thermique, à effet Seebeck, ne permet pas d'obtenir une tension au démarrage car la tension délivrée s'établit lentement durant la phase de décollage 201 comme le montre la figure 2c.

[0017] Le montage du régulateur est classique, du type série. Il comporte donc le transistor 32 dont la grille est commandée par la sortie d'un dispositif à amplificateur opérationnel 33 qui assure la régulation. A cet effet, une entrée de l'amplificateur opérationnel 33 est reliée à la tension de sortie du transistor 32 et l'autre entrée est reliée à une tension de référence 35, correspondant à la tension régulée souhaitée. La tension ainsi obtenue permet par exemple d'alimenter un ou plusieurs capteurs 34 et éventuellement un système à microprocesseur comportant notamment une cellule de gestion de l'énergie 37. Cette cellule commande par exemple la référence de tension utilisée par le régulateur série au moyen des interfaces appropriées.

[0018] Un circuit 36 fournit le courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel et des diodes à faible déchet. Un circuit selon l'invention permet d'obtenir un courant de polarisation de l'ordre de quelques nano ampères (nA). On se fixera par la suite, à titre d'exemple un courant de polarisation de 10 nA.

[0019] Les figures 4a à 4d présentent des montages selon l'art antérieur qui permettent d'obtenir un courant $I = 10$ nA.

[0020] Dans le premier montage illustré par la figure 4a, une résistance R1 est connectée en série entre une tension d'alimentation Vdd et un transistor à effet de champs N1 dont le drain est connecté à la grille et la source au potentiel de masse. Les transistors à effet de champ seront appelés par la suite selon leur terminologie classique transistors MOS. Un deuxième transistor MOS N2 est connecté en grille commune avec le transistor N1, selon un montage du type miroir de courant. Les sources des deux transistors N1, N2 sont connectées au potentiel de masse.

[0021] La résistance R1 est parcourue par un courant I, donné par la relation suivante :

$$R1 = \frac{(Vdd - Vgs)}{I} \quad (1)$$

en prenant une tension Vdd = 3,3 V et une tension Vgs = 0,8 V, Vgs étant la tension entre la grille et la source du transistor N1.

[0022] Pour obtenir $I = 10$ nA, il faut une valeur de résistance R1 égale à 250 MOhms. Une telle résistance ne peut être réalisée dans un circuit intégré, la surface nécessaire étant beaucoup trop grande. Par ailleurs, la valeur du courant I dépend fortement de la tension d'alimentation Vdd.

[0023] Le deuxième montage illustré par la figure 4b, une résistance R2 est connectée entre les grilles des transistors

N1 et N2 et le potentiel de masse, un troisième transistor MOS N3 étant relié entre la résistance R2 et la tension Vdd. La grille du transistor N3 est reliée en un point situé entre la résistance R1, toujours connectée au potentiel Vdd, et le drain du transistor N1. Dans ce montage, la résistance R1 est parcourue par un courant I, donné par la relation suivante :

$$R1 = \frac{(Vdd - 2 Vgs)}{I} \quad (2)$$

[0024] Toujours pour un courant I = 10 nA, il faut une résistance R1 = 170 MOhms et une résistance R2 supérieure à 80 MOhms. Ces valeurs sont encore trop importantes car nécessitant toujours une surface de réalisation trop importante et la valeur du courant I dépend encore fortement de la tension d'alimentation Vdd.

[0025] Dans le montage de la figure 4c, la résistance R1 est remplacée par trois transistors MOS P1, P2, P3 en parallèle du type à canal P, connectés en miroir de courant. Les autres transistors sont du type à canal N comme pour les autres montages 4a et 4b. Les sources des trois transistors à canal P sont connectées à la tension Vdd, leurs grilles étant connectées sur le drain du troisième transistor P3, lequel a sa grille reliée à son drain. Le drain du premier transistor P1 est connecté au drain du transistor N1, le drain du deuxième transistor P2 est connecté à la résistance R2 et le drain du troisième transistor P3 est connecté au drain d'un transistor N'1, la grille du transistor N'1 étant connectée au drain du transistor N1. Le courant I parcourant les transistors du miroir de courant est donné par la relation suivante :

$$I = \frac{Vgs}{R2} \quad (3)$$

[0026] Pour obtenir un courant I = 10 nA, il faut une résistance R2 = 80 MOhms, ce qui est toujours trop important en valeur. Néanmoins, la valeur du courant I est relativement indépendante de la tension d'alimentation Vdd.

[0027] Dans le montage illustré par la figure 4d, un transistor N'2 à canal N est connecté en série avec la résistance R2.

[0028] Pour des transistors qui sont taillés pour fonctionner en faible inversion, on peut démontrer que la valeur de la tension V_{R2} aux bornes de la résistance R2 peut être donnée par la relation suivante :

$$V_{R2} = U_T \ln \left(\frac{S_{N'2} S_{P1}}{S_{N1} S_{P2}} \right) \quad (4)$$

où $S_{N'2}$, S_{P1} , S_{N1} , S_{P2} représentent respectivement les surfaces des transistors N'2, P1, N1 et P2, U_T représentant la tension thermique.

[0029] En considérant cette tension égale à 50 mV, pour obtenir un courant I=10 nA, il faut alors une résistance R2 ayant une valeur d'environ 5 MOhms. Le résultat obtenu est donc meilleur par rapport aux autres résultats, mais cette valeur est encore trop élevée pour être implantées dans des circuits intégrés.

[0030] La figure 5 présente le schéma de principe d'un exemple de circuit utilisé par l'invention n'utilisant pas de résistance, ce circuit pouvant notamment être utilisé comme circuit de polarisation 35, 36 dans la chaîne de récupération d'énergie illustré par la figure 3. Le montage comporte par exemple un miroir de courant 41, avec les mêmes transistors que ceux des figures 4c et 4d. Dans ce montage, c'est le transistor P1 qui a sa grille reliée à son drain. Le drain du premier transistor P1 est relié au drain d'un transistor N1 canal N. Le drain du deuxième transistor P2 est relié au drain d'un transistor N2 canal N en grille commune avec le transistor N1, le drain et la grille du transistor N2 étant reliés. Le drain du troisième transistor P3 est relié au drain d'un transistor N4 canal N.

[0031] La source du transistor N1, relié par ailleurs au premier transistor P1 du miroir de courant, est reliée au drain d'un transistor N3R dont la grille est reliée à la grille du transistor N4 relié par ailleurs au troisième transistor P3. La grille et le drain du transistor N4 sont reliés, les transistors N3R et N4 étant câblés en miroir de courant.

[0032] Les sources des transistors N2, N3R, N4 sont reliées au potentiel de masse 50. Le transistor N3R fonctionne comme une résistance.

[0033] Les transistors N1 et N2 sont polarisés pour fonctionner en zone de faible inversion et se comportent comme des transistors bipolaires. Le transistor N3R est polarisé pour fonctionner dans une zone de forte inversion et pour fonctionner ainsi dans la zone linéaire, avec une tension de drain très faible. Conformément à la relation (4), la tension V_{SN1} aux bornes du transistor N3R est donnée par la relation suivante :

$$V_{N3R} = U_T \ln \left(\frac{S_{N2} S_{P1}}{S_{N1} S_{P2}} \right) \quad (5)$$

où S_{N2} , S_{P1} , S_{N1} , S_{P2} représentent respectivement les surfaces des transistors N2, P1, N1 et P2, U_T représentant la tension thermique.

[0034] On obtient ainsi un régulateur de type « band gap » classique, avec le transistor MOS N3R fonctionnant en résistance, ce régulateur fournissant une tension constante en température et indépendante de la tension d'alimentation, cette tension faisant office de tension de référence V_{Ref} en sortie. Cette tension est disponible en un point A au niveau du drain du transistor N4 relié à la grille de ce dernier et à la grille du transistor N3R.

[0035] Le courant I parcourant le transistor N3R ainsi que les autres branches du miroir de courant est égal à $\frac{V_{N3R}}{R_{eq}}$

où R_{eq} est la résistante équivalente du transistor N3R :

$$I = \frac{U_T}{R_{eq}} \ln \left(\frac{S_{N2} S_{P1}}{S_{N1} S_{P2}} \right) \quad (6)$$

[0036] Le schéma de la figure 5 montre que l'on obtient un circuit du type PTAT, selon l'expression anglo-saxonne « Proportional to absolute temperature » puisque selon la relation (6), le courant est directement proportionnel à la température absolue :

$$I = \alpha T \quad (7)$$

[0037] En effet, dans la relation (6), tous les paramètres sont constants sauf la tension thermique qui dépend directement de la température absolue.

[0038] La figure 6 rappelle par une vue en coupe la structure classique d'un transistor MOS, dans cet exemple à canal N, en technologie dite « bulk ». Les zones dopées 61, 62 formant la source et le drain sont directement implantées dans une masse de silicium 63 formant un substrat. Des interfaces métalliques 611, 621 au contact des zones dopées 61, 62 permettent des connexions électriques avec l'extérieur. La grille 64 disposée le long du canal situé entre les zones dopées 61, 62 est isolées par une couche en oxyde de silicium (SiO_2).

[0039] La longueur L du canal est la distance entre les deux zones de diffusion 61, 62 formant la source et le drain. La largeur W du canal est la dimension perpendiculaire dans le plan du substrat. Dans une structure classique d'un transistor MOS, la longueur est faible et le rapport L/W est faible, typiquement inférieur à 1 comme illustré par la figure 6. Selon l'invention, pour obtenir la résistance équivalente souhaitée R_{eq} , le transistor N3R du montage de la figure 5 a un canal de très grande longueur par rapport à la largeur, le rapport L/W étant non seulement supérieur mais très élevé, de l'ordre de plusieurs centaines par exemple, supérieur à 500 par exemple. Il en est de même pour le transistor N4. Le schéma de la figure 5 présente donc un régulateur de type «PTAT et band gap » selon une structure classique mais selon l'invention, la résistance est produite par un transistor MOS fonctionnant dans sa zone linéaire, ce transistor ayant un canal ultra long. Les essais effectués par le Déposant ont montré que cette structure de transistor, à canal très étroit, pouvant atteindre 0,6 μm et ultra long, permet d'obtenir une valeur de courant quasi constant en fonction de la variation de tension d'alimentation V_{dd} . En d'autres termes, le rapport $\Delta I / \Delta V_{dd}$ est très faible, ΔI étant la variation de courant généré et ΔV_{dd} la variation de la tension d'alimentation. En pratique, ce rapport peut être de l'ordre de 1 à 2%. Ce résultat est très remarquable et très important pour l'élaboration de générateurs de très faibles courants, associé à une variation quasi constante en fonction de la température de ce même courant.

[0040] Ainsi, cette structure à canal ultra long permet d'obtenir, dans les transistors N3R et N4, un courant quasi stable en température et très faible, quasi stable en fonction des variations de la tension d'alimentation, ainsi qu'une tension grille-source faible stable en température. Dans le montage de la figure 5, cette tension est égale à la tension V_{ref} aux bornes drain-source du transistor N4. Cette tension de référence peut être avantageusement utilisée comme pas de tension pour la réalisation de régulation de tension comme le montrera la suite de la description.

[0041] La structure d'un tel transistor, à canal ultra long, est illustrée par les figures suivantes.

La figure 7 illustre un mode de réalisation de transistors MOS utilisés dans un dispositif selon l'invention. La figure 7 présente, par une vue topographique, une structure de circuit intégré à plusieurs transistors MOS, à canal N dans cet exemple, ces transistors MOS ayant un canal ultra long. Pour chaque transistor est représenté la source 71, le canal 72 et le drain 73. La figure montre que les canaux des transistors sont ultra longs. Chaque transistor est intégré dans un caisson 74 dopé N⁺ implanté sur un substrat 75 dopé P- conformément à une structure de type bulk par exemple.

Les figures 8a et 8b illustrent plus précisément un des transistors MOS de la vue de la figure 7, la figure 8a présentant une vue de dessus et la figure 8b présentant une vue en coupe selon AA où l'on retrouve une structure de type bulk, d'autres types de structures étant possibles. La figure 8a montre une extrémité de deux transistors MOS avec les sources 71 représentées, le canal 72 se prolongeant dans la direction D vers les drains non représentés.

[0042] Les transistors sont diffusés et isolés dans un caisson 74, un mur 81 dopé P⁺ assure un isolement entre les transistors.

[0043] Ces figures 8a et 8b illustrent par exemple la réalisation des transistors N3R et N4 du montage de la figure 5, implantés par exemple avec d'autres transistors de mêmes structure ou de structure différente sur le même substrat de masse 75.

[0044] La figure 9 présente un exemple de réalisation d'un régulateur selon l'invention utilisant un montage du type de celui de la figure 5 avec des transistors MOS N3R et N4 ultra longs réalisés par exemple selon les figures 8a et 8b. Dans l'exemple de la figure 9, le circuit effectue une régulation à deux niveaux de tensions 901, 902. Le pas de tension est par exemple 0,8 V, on obtient ainsi 0,8 V ou 1,6 V.

[0045] Le circuit reprend une partie 90 correspondant au schéma de la figure 5. Cette partie 90 est reliée en entrée à un condensateur 91 correspondant par exemple à un dispositif de stockage d'énergie 3. En sortie du condensateur la régulation de tension est assurée par un transistor MOS canal P, référencé P5, la tension régulée étant délivrée en sortie chargée par exemple par une résistance 92. La source de ce transistor P5 est reliée au condensateur 91 et aux sources des transistors P1, P2, P3 du miroir de courant. Le point A, au niveau du drain du transistor N4 est relié à l'entrée négative d'un amplificateur opérationnel 93 dont la sortie est reliée à la grille du transistor de sortie P5. Comme décrit relativement à la figure 5, le point A présente la tension de référence. Dans l'exemple de la figure 9, cette tension est égale à 0,8 V. Cette tension de référence est donc présente à l'entrée négative de l'amplificateur opérationnel 93.

[0046] Un quatrième transistor P4, à canal P, est connecté en miroir de courant avec les transistors P1, P2, P3. Un troisième transistor N5, à canal N, est connecté en miroir de courant avec les transistors N1, N2. Un couple de transistors MOS N10, P10 est connecté entre le drain du transistor P4 et le drain du transistor N5. Plus particulièrement, le drain du transistor N10 est connecté au drain du transistor P4 et sa source est connectée au drain du transistor N5.

[0047] Le transistor P10 est connecté au transistor N10, sa source et son drain étant respectivement connectés au drain et à la source du transistor N10. La grille et le drain du transistor N10 sont reliés ensemble à la source du transistor P10 elle-même reliée au drain du transistor P5 fournissant la tension de sortie Vs régulée. La source du transistor N10 et le drain du transistor P10 étant reliés ensemble à l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel.

[0048] Par effet miroir, les deux transistors P4 et N5 véhiculent le même courant 2I. Etant donné que le transistor N10 est connecté entre ces deux transistors, il véhicule ce même courant 2I entre son drain et sa source dans sa branche qui le relie au transistor N5. Le courant sur les autres branches est alors nul. Ces autres branches, notamment la branche 98 reliant le transistor N10 au transistor P5, présentent alors avantageusement une haute impédance équivalente. Il en résulte que le potentiel V_{ref}, par exemple 0,8 volts, aux bornes du transistor N4 est reporté aux bornes du transistor N10, lorsque ce dernier est commandé en conduction.

[0049] La conduction du transistor P10 est commandée par un signal de commande appliqué sur sa grille et court-circuitée le transistor N10 en fournissant les pas de tension. Dans le cas d'une application du type de la figure 3, ce signal est par exemple fourni par la cellule de gestion de l'énergie 37 soit par logiciel 37, soit par un circuit matériel par connexion directe des commandes à la tension vdd ou à la masse électrique.

[0050] Lorsque le transistor N10 est commandé à l'état bloqué, la tension de sortie est égale à 0,8 V qui est la tension aux bornes du transistor N4. Lorsque le transistor N10 est commandé à l'état passant, la tension de 0,8 V présente aux bornes du transistor N10 s'ajoute, comme décrit précédemment, et permet d'obtenir une tension de 1,6 V en sortie Vs.

[0051] Comme les transistors N3R et N4, le transistor N10 est un transistor MOS à canal ultra long. Le transistor N10 est identique aux transistors N3R et N4 afin d'assurer une stabilité parfaite en température.

[0052] La figure 9 illustre par une vue schématique (« lay-out ») située en regard des transistors du schéma électrique un mode de réalisation possible, plus particulièrement un mode d'agencement des transistors à l'intérieur du caisson. Les transistors sont représentés par leurs longs canaux à l'intérieur du caisson 74. Avantageusement, les transistors N3R, N4 et N10 sont inter digités afin d'être le mieux appariés possibles, et de présenter ainsi les caractéristiques électriques les plus proches possibles.

[0053] Des transistors fantômes 99 encore appelés « dummy » sont par exemple intercalés à l'intérieur du caisson.

Ces transistors fictifs ont leurs terminaux court-circuités.

[0054] Les transistors N10 et P10 peuvent être combinés en un seul transistor.

[0055] La figure 10 présente un exemple de réalisation d'un régulateur selon l'invention à quatre niveaux de tension 102 avec quatre pas de 0,8 V, une autre tension de référence étant bien sûr possible. A cet effet le couple de transistors N10, P10 de la figure 9 est remplacé par un montage 101 à trois couples de transistors (N10, P10), (N11, P11), (N12, P12) en série. Le montage 101 est toujours connecté entre les transistors P4 et N5. Les couples de transistors sont connectés entre eux de la même façon que le couple (N10, P10) dans le montage de la figure 9. Chaque couple est commandé par un signal de commande. _Comme dans le cas du montage de la figure 9, selon qu'il est passant ou non, un des trois transistors N10, N11, N12 présente ou non une tension de 0,8 V à ses borne, ajoutant ainsi ou non un pas de tension de 0,8 V en sortie Vs.

[0056] L'exemple de la figure 10 présente trois couples de transistors en série entre le transistor P4 et le transistor N5. Il est bien sûr possible d'en prévoir un nombre K différent.

[0057] A titre d'exemple, les dimensions d'un transistor à canal ultra long peuvent être de 0,6 μm pour la largeur W et de 320 μm pour la longueur L. Le rapport L/W d'un canal ultra long est au moins de l'ordre de quelques dizaines et peut atteindre plusieurs centaines, voire atteindre la valeur 1000 et au-delà.

[0058] La figure 11 illustre un cas d'utilisation d'un régulateur selon la figure 10 dans le cas où la source d'énergie est un transducteur thermique 1 à effet Seebeck.

[0059] Une première courbe 272 illustre l'allure de la tension produite par le transducteur tout au long des phases de vol d'un avion, décollage, vol de croisière et atterrissage, comme défini relativement à la figure 2c. La courbe 111 représente la tension récupérée après la conversion de tension continue à tension continue. La courbe 112 représente la tension régulée en sortie du transistor P5 en utilisant le suivi par pas de tension par commande logicielle. La courbe 113 représente la tension en sortie en utilisant un seul pas de tension par commande matérielle.

[0060] L'invention a été décrite dans le cadre d'une application avionique. Elle peut s'appliquer dans beaucoup d'autres domaines.

[0061] Elle peut notamment s'appliquer avantageusement dans des dispositifs du domaine spatial.

Revendications

1. Générateur de courant (I) utilisant des transistors à effet de champ, **caractérisé en ce qu'il** comporte au moins :

- un premier ensemble (41) de Q transistors (P1, P2, P3) connectés en miroir de courant, aptes à être reliés à une tension d'alimentation (Vdd) ;

- un deuxième ensemble de Q-1 transistors (N1, N2) connectés en miroir de courant, dont les canaux ont une polarité inverse de celle des transistors du premier ensemble, chaque transistor (N1, N2) étant connecté en série à un transistor du premier ensemble (41) ;

- un premier transistor (N1) du deuxième ensemble étant connecté en série avec un transistor dit N3R, ayant un canal de même polarité, connecté en miroir de courant avec un transistor dit N4, ce transistor N4 étant connecté en série avec un dernier transistor (P3) du premier ensemble (41) ;

le transistor N3R étant apte à fonctionner dans sa zone linéaire, la valeur du courant généré (I) étant fonction de la résistance équivalente (R_{eq}) de ce transistor, les transistors N3R et N4 ayant un canal (72) ultra long, de sorte que le rapport L/W est au moins supérieur à plusieurs centaines, L étant la longueur du canal et W sa largeur, les valeurs de W et de L/W étant déterminées pour obtenir une valeur de courant stable en fonction de la variation de la tension d'alimentation.

2. Générateur de courant selon la revendication 1, **caractérisé en ce que** le rapport L/W est au moins supérieur à 500.

3. Générateur selon l'une quelconque des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** la largeur W est de l'ordre de 0,6 μm

4. Générateur de courant selon l'une quelconque des revendications précédentes, **caractérisé en ce qu'il** est apte à être utilisé comme référence de tension (V_{Ref}), ladite référence étant fournie au niveau de grilles (A) des transistors N3R et N4.

5. Générateur de courant selon l'une quelconque des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** les transistors (P1, P2, P3) du premier ensemble (41) sont à canal P.

6. Régulateur de tension, entre une tension d'entrée (91) et une tension de sortie (Vs), utilisant des transistors à effet

de champ, **caractérisé en ce qu'il** comporte au moins :

- un générateur de courant (90) selon les revendications 4 et 5 ;
- un transistor de sortie à effet de champ (P5) à canal P relié à sa source à la tension d'entrée dudit régulateur et délivrant sur son drain la tension de sortie ;
- un amplificateur opérationnel (93) relié sur son entrée négative à la tension de référence dudit générateur ;
- un transistor dit P4, à canal P, connecté en miroir de courant avec les transistors du premier ensemble (41) dudit générateur ;
- un transistor dit N5, à canal N, connecté en miroir de courant avec les transistors du deuxième ensemble dudit générateur ;
- un couple de transistors (N10, P10) connecté entre le transistor P4 et le transistor N5, le couple comportant un premier transistor (N10) à canal N et un deuxième transistor (P10) à canal P, la grille et le drain du premier transistor (N10) étant reliés ensemble à la source du deuxième transistor (P10) reliée au drain du transistor P4 et au drain du transistor de sortie (P5) la source du premier transistor (N10) et le drain du deuxième transistor (P10) étant reliés ensemble à l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel (93) et au drain du transistor N5, le canal du premier transistor (N10) étant très long, de sorte que le rapport L/W est très grand, L étant la longueur du canal et W sa largeur ;
- le pas de tension (V_{ref}) présent aux bornes du transistor N4 étant reproduit aux bornes du transistor N10 lorsque ce dernier est commandé à l'état passant, la tension de sortie s'incrémentant selon un pas de tension fonction de la commande du transistor N10.

7. Régulateur selon la revendication 6, **caractérisé en ce qu'il** comporte un nombre K de couples de transistors ((N10, P10), (N11, P11), (N12, P12)) connectés en série entre le transistor P4 et le transistor N5, chaque premier transistor (N10, N11, N12) d'un couple présentant à ces bornes ledit pas de tension (V_{ref}) lorsqu'il est commandé à l'état passant, le régulateur comportant des moyens de commande des couples de transistors, la tension de sortie étant fonction d'un nombre donné de pas de tension (V_{ref}) selon la combinaison des états de commande appliquées aux couples de transistor.

8. Régulateur selon la revendication 7, **caractérisé en ce que** les premiers transistors (N10, N11, N12) sont insérés dans le bloc de transistors (71, 72, 73, 74) à canal ultra longs.

9. Régulateur selon la revendication 8, **caractérisé en ce que** les premiers transistors (N10, N11, N12) sont disposés de façon symétrique par rapport au transistor N4, lesdits premiers transistors (N10, N11, N12) ayant la même structure que le transistor N4.

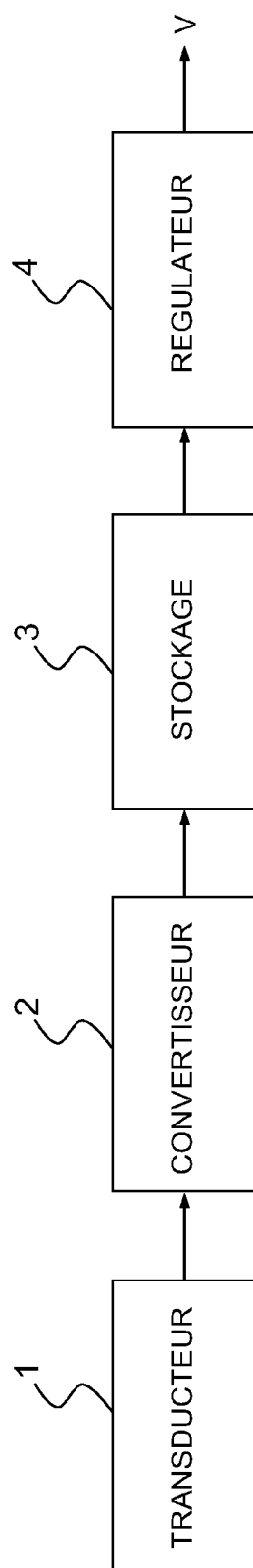


FIG.1

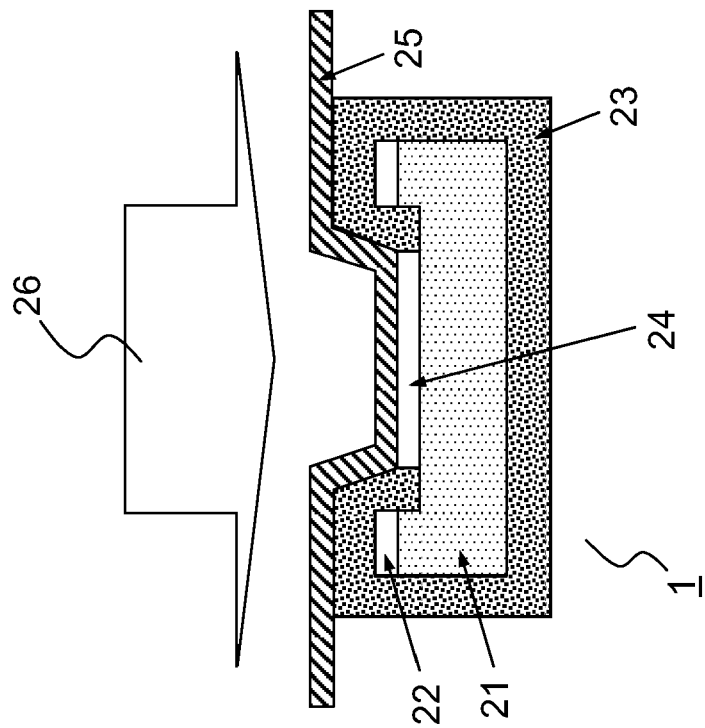


FIG. 2a

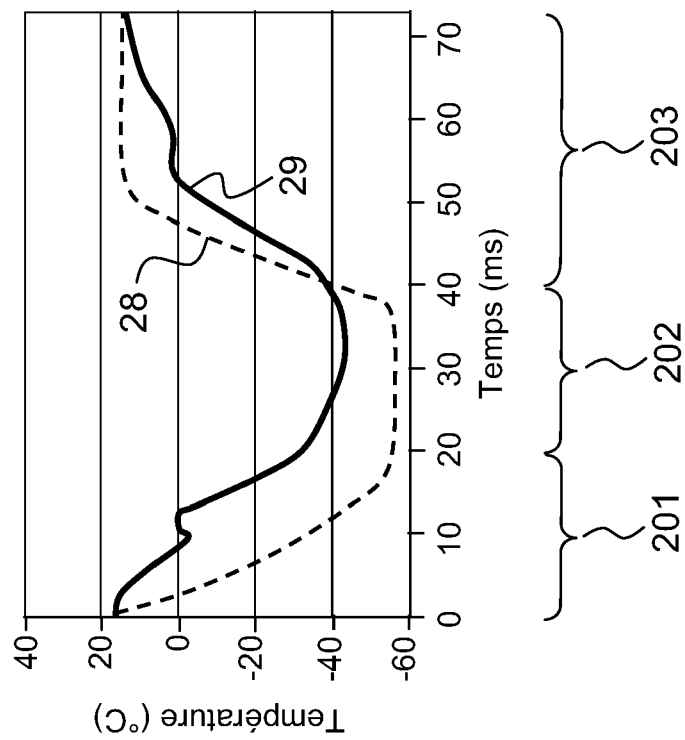


FIG. 2b

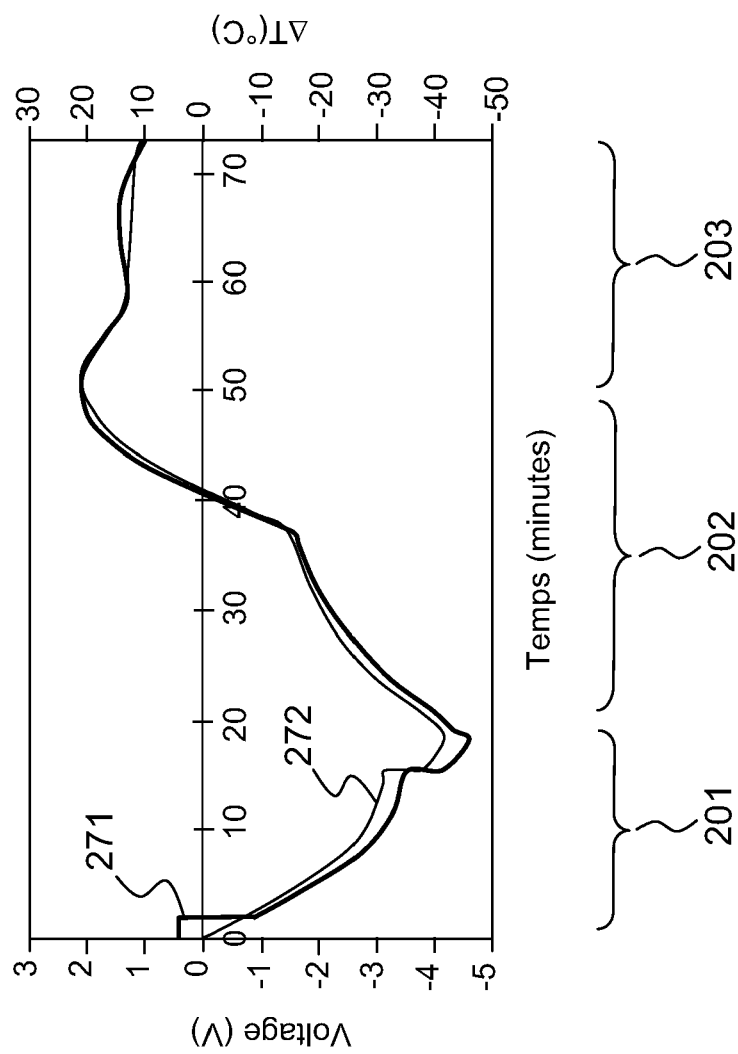


FIG.2c

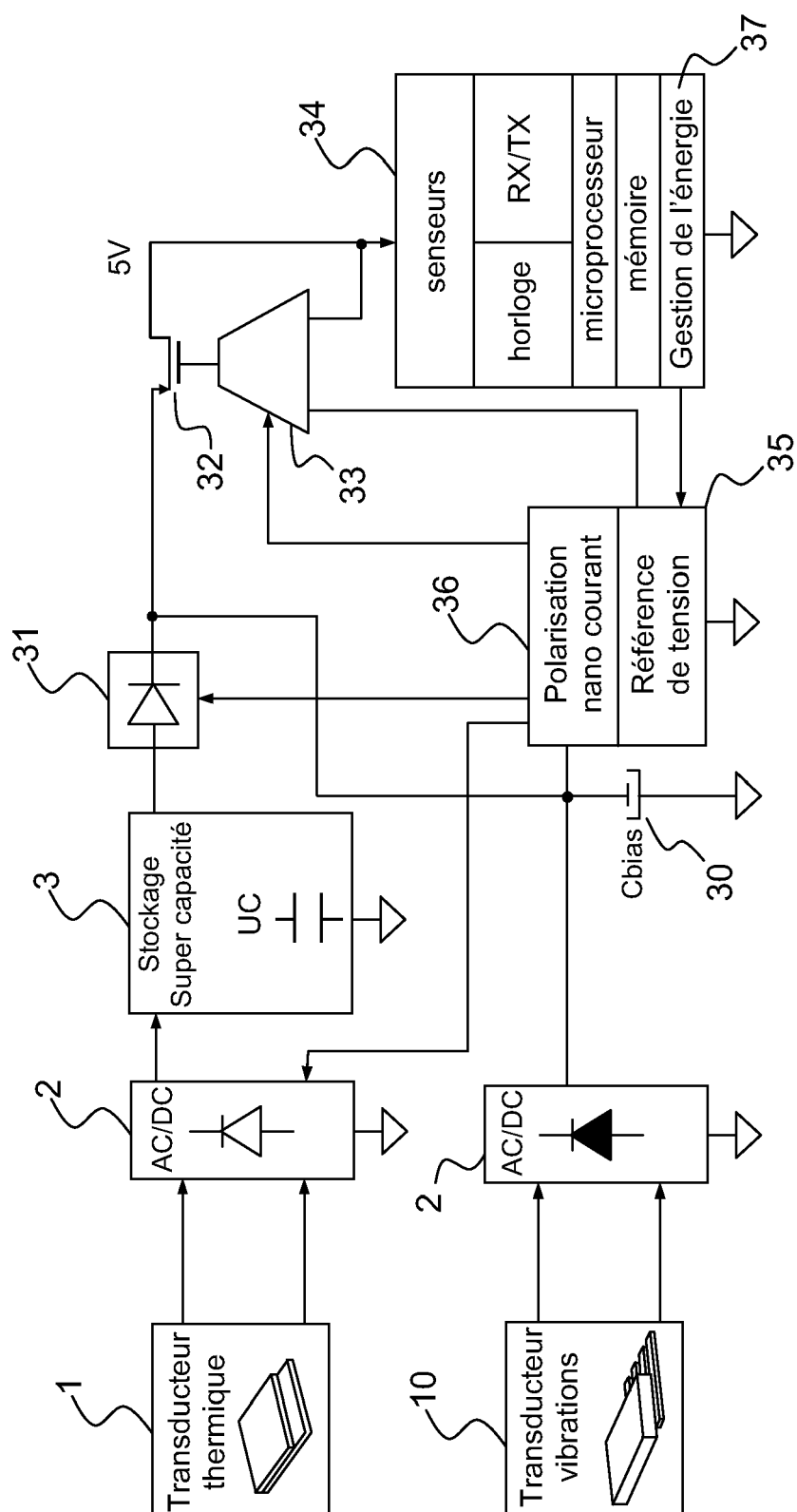


FIG.3

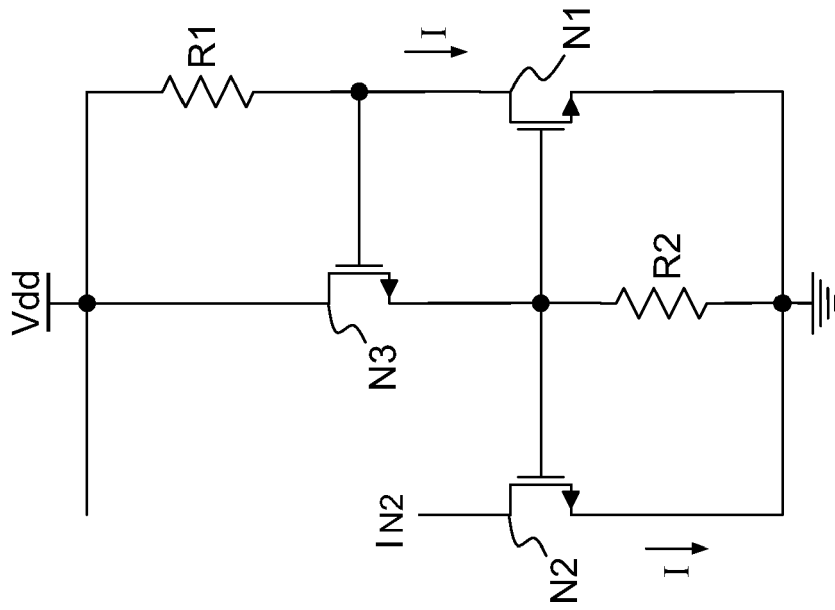


FIG.4b

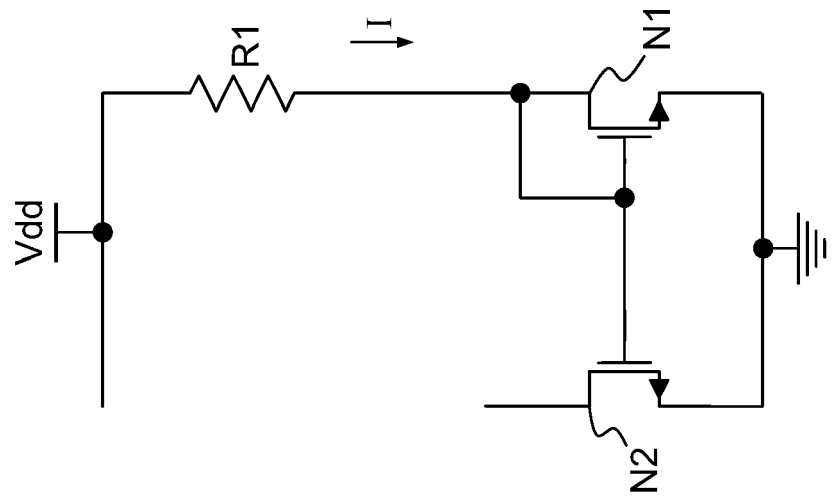


FIG.4a



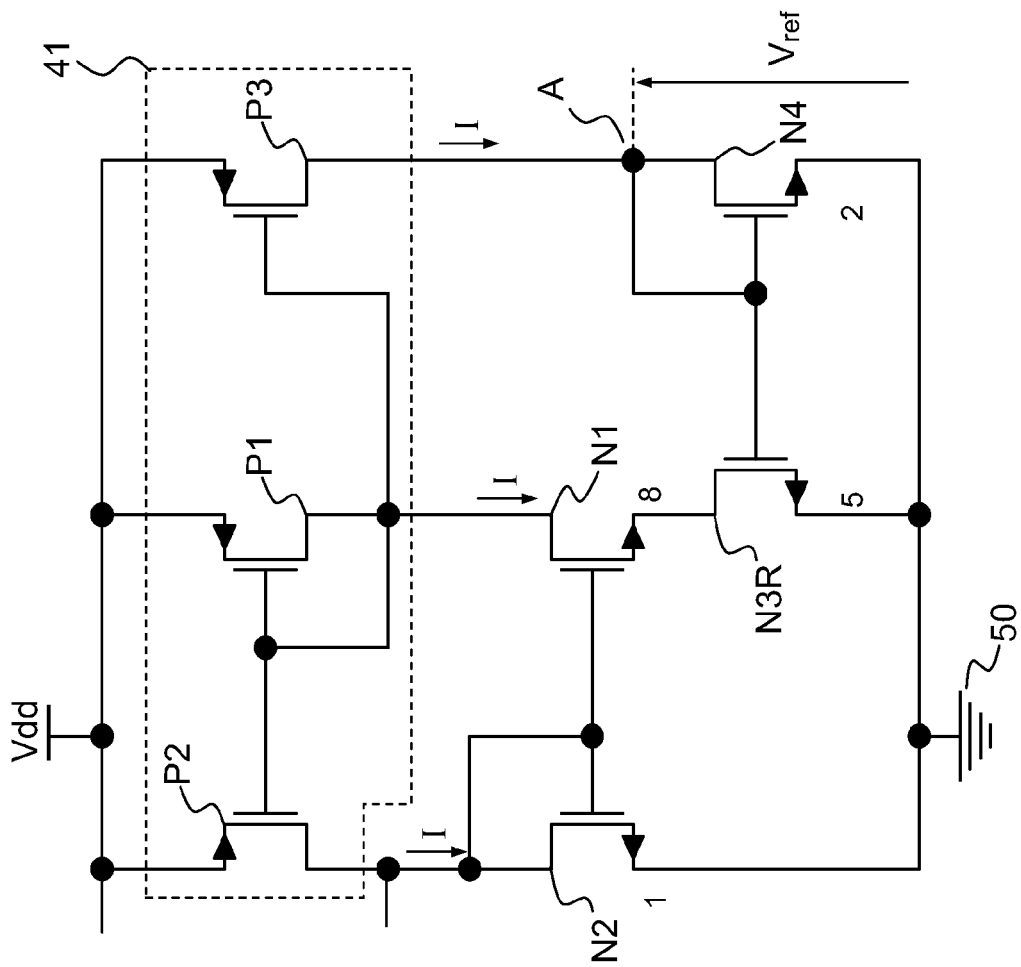


FIG. 5

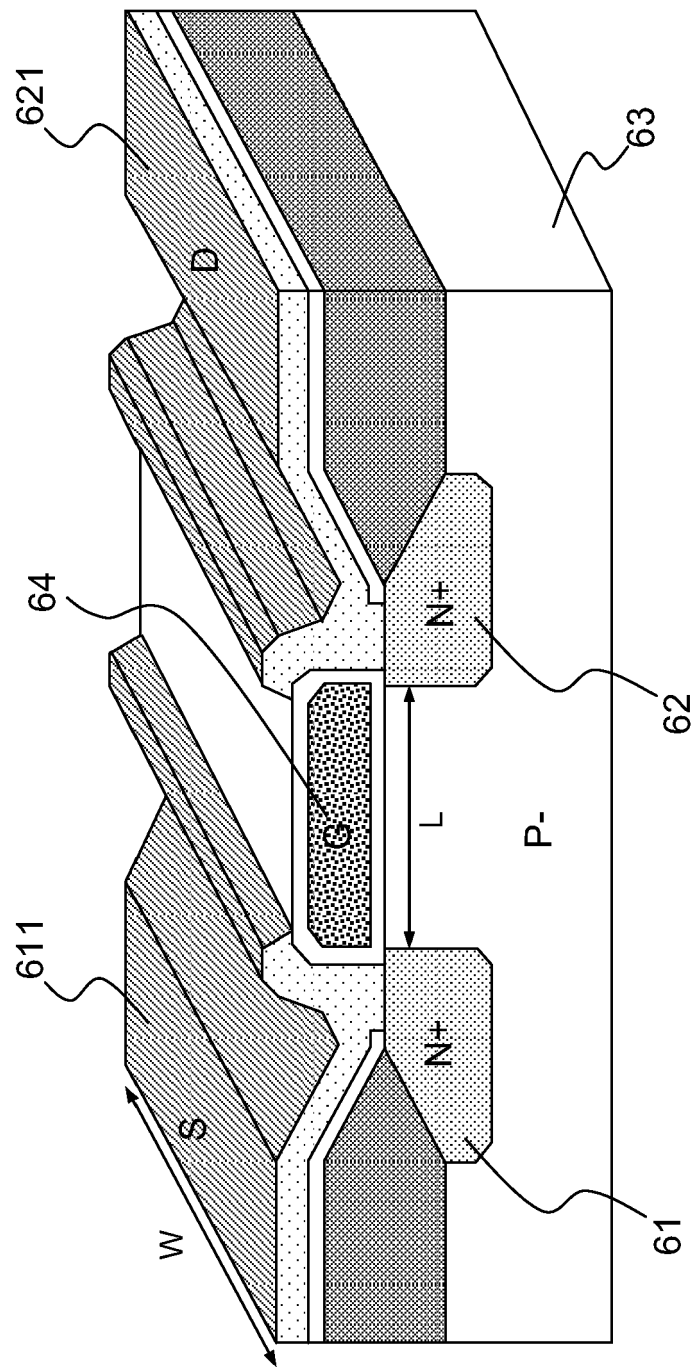


FIG.6

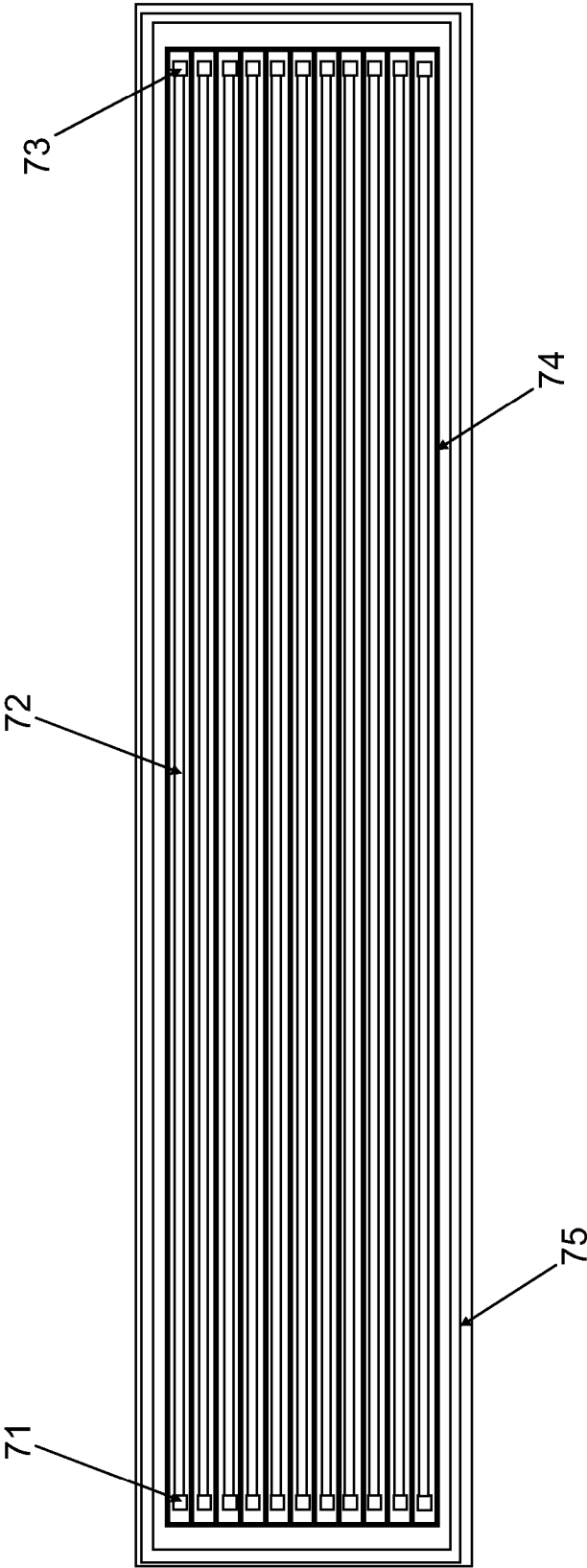
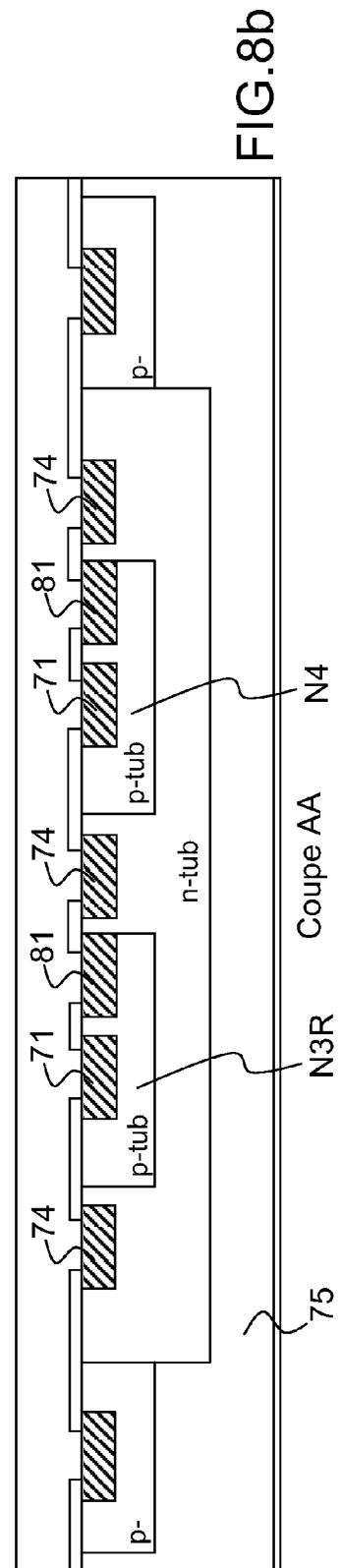
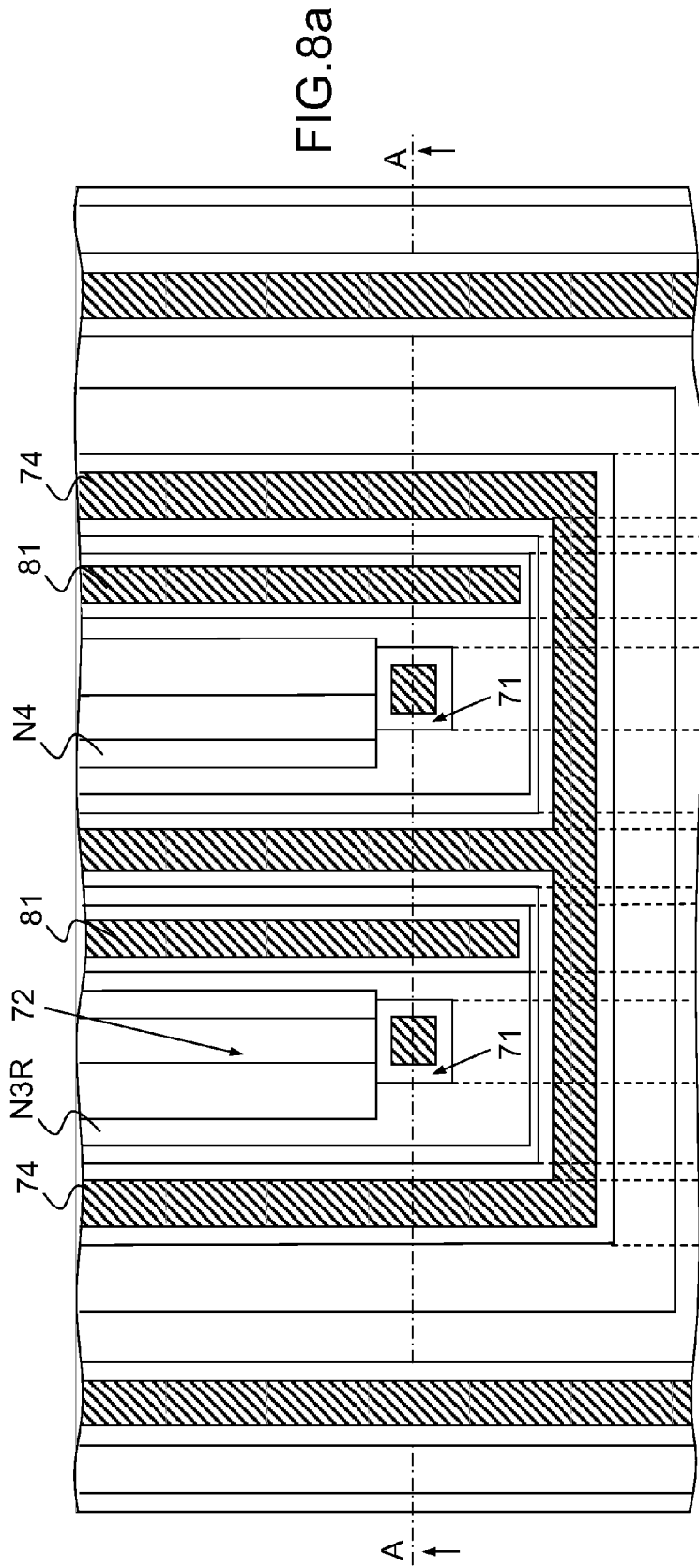


FIG.7



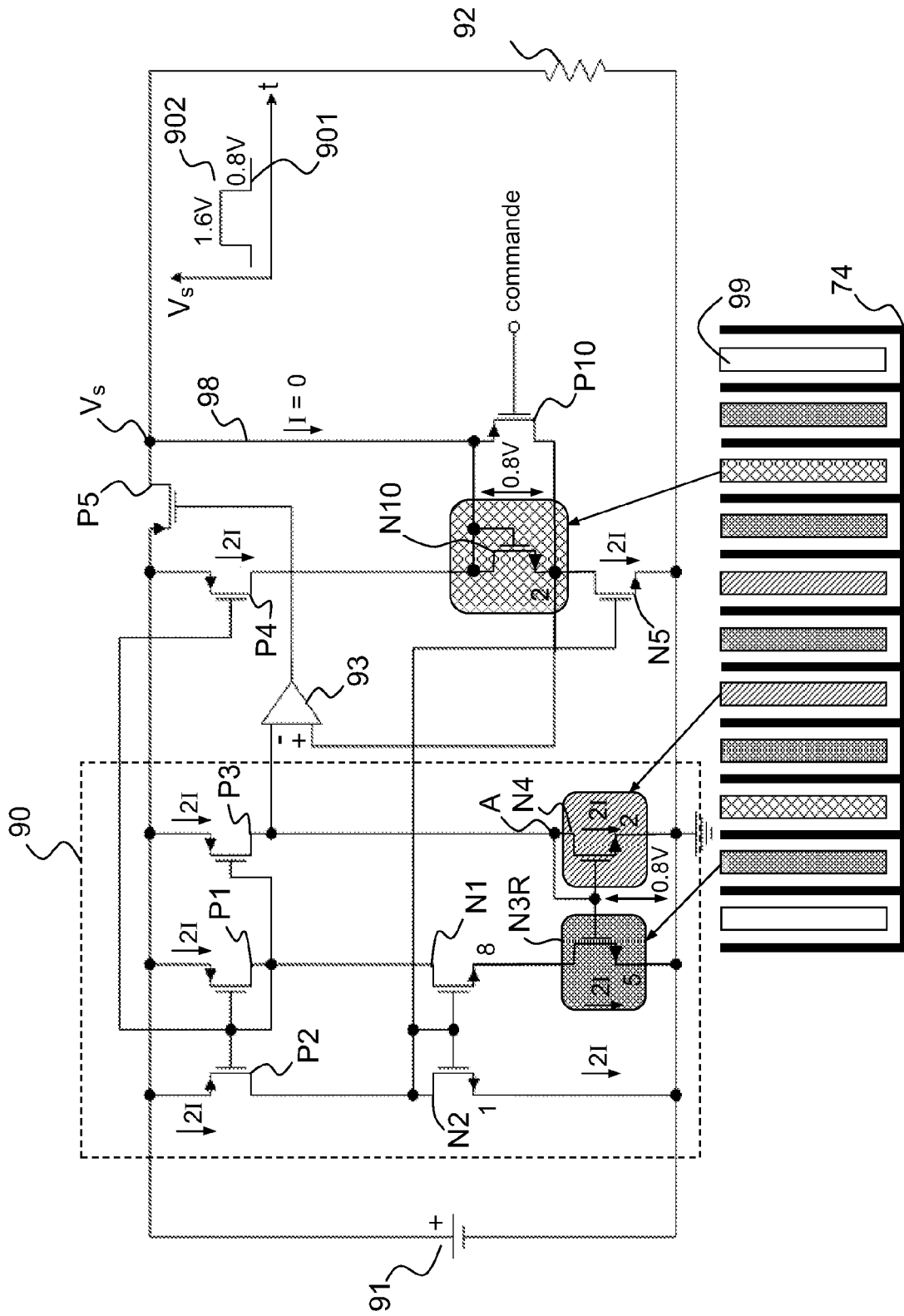


FIG. 9

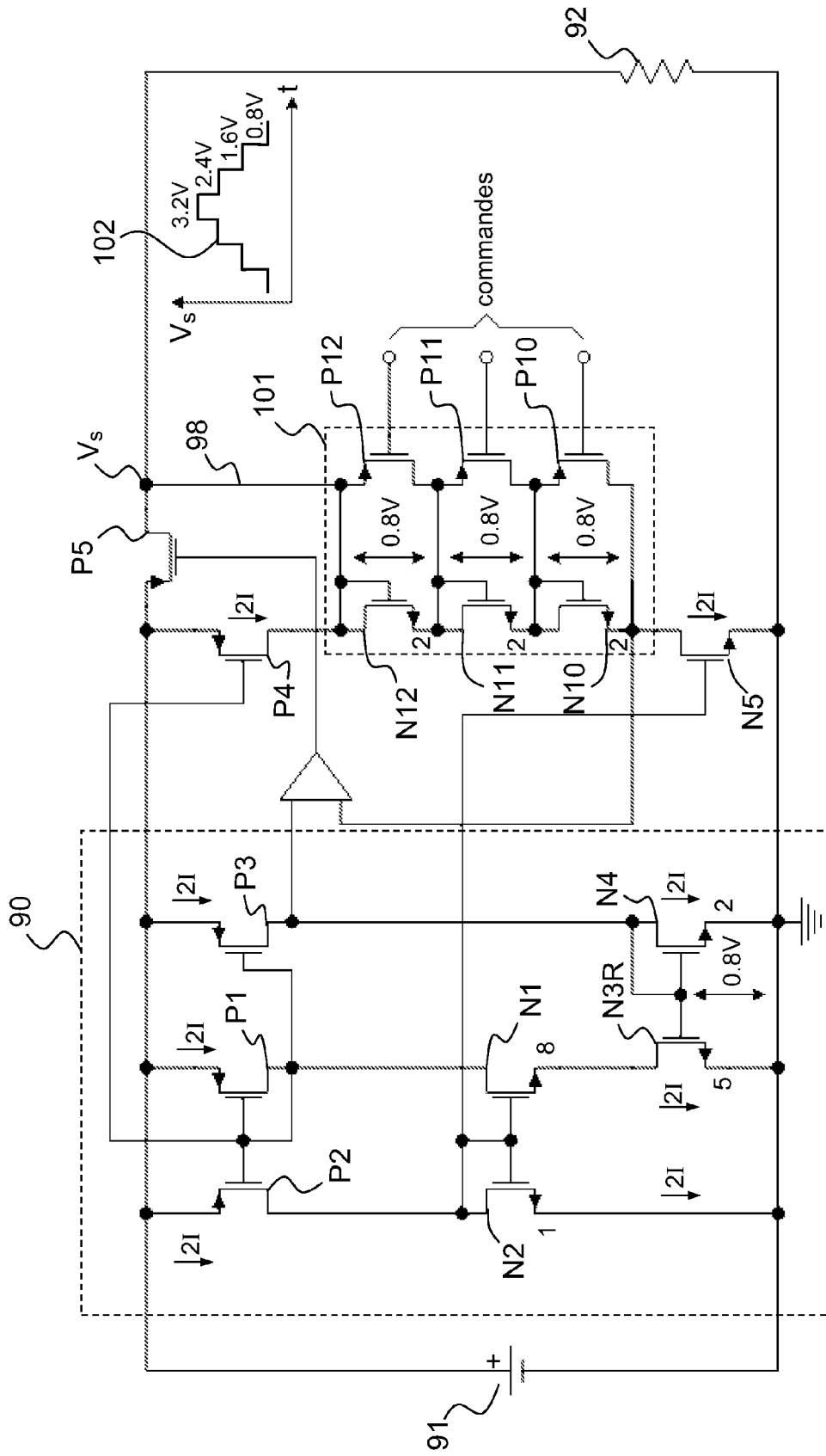


FIG.10

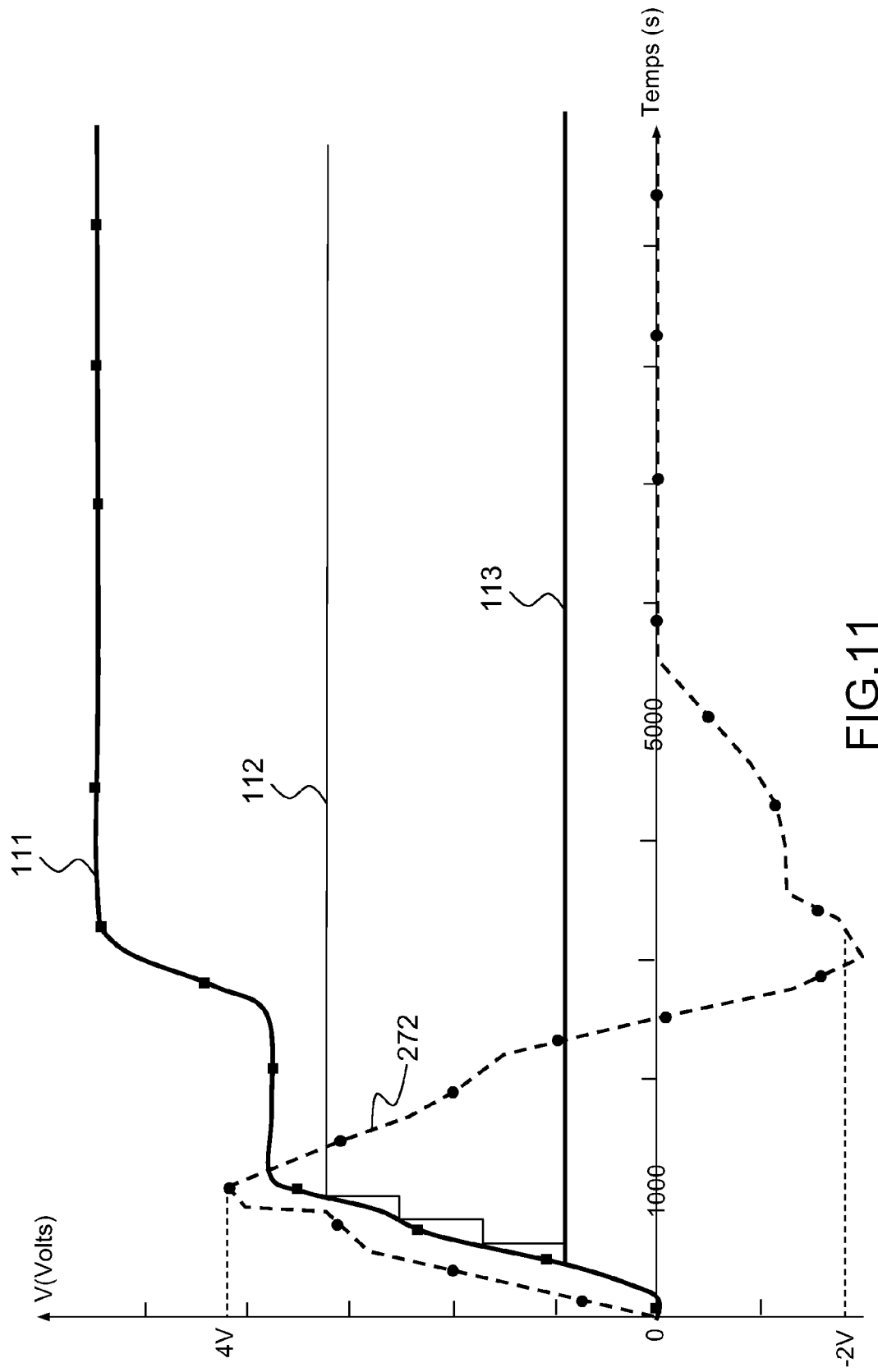


FIG. 11



RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande

EP 11 18 1507

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (IPC)
X	HENRI J OGUEY ET AL: "CMOS Current Reference Without Resistance", IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, USA, vol. 32, no. 7, 1 juillet 1997 (1997-07-01), XP011060518, ISSN: 0018-9200 * le document en entier *	1-4	INV. G05F1/575 G05F3/24
A	EP 2 172 828 A1 (UNIV HOKKAIDO NAT UNIV CORP [JP]) 7 avril 2010 (2010-04-07) * abrégé; figure 9 *	1-4	
A	MATSUDA T ET AL: "A TEMPERATURE AND SUPPLY VOLTAGE INDEPENDENT CMOS VOLTAGE REFERENCE CIRCUIT", IEICE TRANSACTIONS ON ELECTRONICS, INSTITUTE OF ELECTRONICS, TOKYO, JP, vol. E88-C, no. 5, 1 mai 2005 (2005-05-01), pages 1087-1093, XP001231183, ISSN: 0916-8524, DOI: DOI:10.1093/IETELE/E88-C.5.1087 * abrégé; figure 1 *	1-4	
A	JP 3 131916 A (SEIKO EPSON CORP) 5 juin 1991 (1991-06-05) * abrégé; figure 1 *	5,6	
A	US 5 783 934 A (TRAN HIEU VAN [US]) 21 juillet 1998 (1998-07-21) * abrégé; figure 2 *	5,6	
		-/--	
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche La Haye		Date d'achèvement de la recherche 20 février 2012	Examineur Arias Pérez, Jagoba
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	

1
EPO FORM 1503 03.82 (P04C02)



RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande

EP 11 18 1507

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (IPC)
A	L. VADASZ: "The use of MOS structure for the design of high value resistors in monolithic integrated circuits", IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, vol. 13, no. 5, 1 mai 1966 (1966-05-01), pages 459-465, XP55018278, ISSN: 0018-9383, DOI: 10.1109/T-ED.1966.15712 * page 460 - page 462 * -----	1-9	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (IPC)
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche		Date d'achèvement de la recherche	Examineur
La Haye		20 février 2012	Arias Pérez, Jagoba
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			

 1
EPO FORM 1503 03 02 (P04C02)

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

EP 11 18 1507

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.

20-02-2012

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 2172828 A1	07-04-2010	EP 2172828 A1	07-04-2010
		KR 20100047235 A	07-05-2010
		US 2010164461 A1	01-07-2010
		WO 2009014042 A1	29-01-2009
JP 3131916 A	05-06-1991	AUCUN	
US 5783934 A	21-07-1998	AUCUN	

EPO FORM P0460

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