

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

⑫

N° 81 04519

⑤④ Circuit-source de courant.

⑤① Classification internationale (Int. Cl. ³). H 03 F 3/00; G 05 F 1/56.

②② Date de dépôt..... 6 mars 1981.

③③ ③② ③① Priorité revendiquée : *Pays-Bas, 13 mars 1980, n° 80 01 492.*

④① Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 38 du 18-9-1981.

⑦① Déposant : N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, société anonyme de droit néerlandais,
résidant au Pays-Bas.

⑦② Invention de : Adrianus Sempel.

⑦③ Titulaire : *Idem* ⑦①

⑦④ Mandataire : Jean Chaffraix, société civile SPID,
209, rue de l'Université, 75007 Paris.

Circuit - source de courant.

L'invention concerne un circuit-source de courant qui, entre une première borne et une borne commune, comporte une première branche de courant dans laquelle se trouve au moins le trajet de courant principal d'un premier composant semiconducteur en série avec une première résistance, alors qu'entre d'une deuxième borne et ladite borne commune se trouve une deuxième branche de courant comportant au moins le trajet de courant principal d'un deuxième composant semiconducteur et un deuxième transistor, lesdits deux composants semiconducteurs constituant, en ce qui concerne leur commande, une combinaison parallèle.

Les circuits-sources de courant du genre spécifié ci-dessus sont connus comme miroirs de courant entre autres de la publication "Electronic Products Magazin", pages 43 à 45, parue le 21 Juin 1971, et utilisés souvent dans des circuits intégrés. Il existe de nombreuses variantes de miroirs de courants. Suivant une de celles-ci, le premier composant semiconducteur est par exemple une diode ou un transistor utilisé comme diode, tandis que de son côté, le deuxième composant semiconducteur est un transistor commandé par la tension existant entre les électrodes de la diode; une deuxième possibilité consiste en ce que les deux composants semiconducteurs sont des transistors à bases ou électrodes de commande interconnectées et commandées depuis la première borne, tandis que suivant une troisième possibilité le premier composant semiconducteur est un transistor alors que le deuxième composant semiconducteur est une diode ou un transistor utilisé comme diode et incorporé au trajet d'émetteur ou au trajet de source d'un troisième transistor dont la base ou l'électrode de commande est raccordée à la première borne. L'effet de miroir de courant repose dans ce cas sur le dimensionnement mutuel adéquat des deux composants semiconducteurs les deux résistances également respectant un tel dimensionnement. Souvent, ces résistances sont

utilisées pour accentuer la précision de fonctionnement du miroir de courant, avec, comme effet supplémentaire, la réduction du comportement au bruit du miroir de courant en question.

5 Avec une réaction positive entre la première borne et les électrodes de commande des deux transistors formant les première et deuxième jonctions semiconductrices, on obtient un miroir de courant tandis qu'en excitant les électrodes de commande par une tension constante ou
10 variable, on obtient une source de courant.

Surtout lors de l'emploi de transistors à effet de champ, le circuit-source de courant contribue souvent au bruit dans une mesure assez grande. Or, l'invention vise à procurer un circuit-source de courant appartenant
15 au type mentionné dans le préambule mais apportant une contribution de bruit moins grande.

A cet effet, le circuit-source de courant conforme à l'invention est remarquable en ce qu'il comporte un circuit de contre-réaction actif muni d'une entrée
20 différentielle branchée entre l'extrémité de première résistance située du côté opposé à la borne commune et l'extrémité de deuxième résistance située également dudit côté opposé à la borne commune, ainsi que d'une sortie qui dans le sens de contre-réaction est couplée à la branche
25 de courant de sortie de façon à contrecarrer une variation de la tension entre les extrémités de la deuxième résistance comparativement à la tension entre les extrémités de la première résistance.

L'invention repose sur l'idée que dans le cas
30 d'un miroir de courant, la première résistance est parcourue par un courant qui revient de l'extérieur du miroir de courant, il n'existe entre les extrémités de cette résistance que sa contribution propre au bruit de sorte que cette résistance est utilisable comme référence apportant
35 peu de bruit pour la deuxième branche de courant qui forme la branche de courant de sortie. En présence d'une contre-réaction optimale, le courant de sortie ne comporte alors

comme composants de bruit que la contribution de la première résistance, les contributions au bruit des deux composants semiconducteurs et de la première résistance étant éliminées. Un effet secondaire important est que
5 grâce à la mesure en question, l'impédance de sortie du miroir de courant est augmentée sans augmentation de l'impédance d'entrée, et que la précision de transmission est améliorée, et cela plus en particulier par la précision du rapport des valeurs ohmiques des deux résistances.

10 Dans le cas d'une source de courant, la mesure préconisée par l'invention signifie que les contributions au bruit dans les première et deuxième branches de courant sont en corrélation étroite, ce qui conduit à la réduction du niveau de bruit.

15 Un premier mode de réalisation d'un circuit-source de courant conforme à l'invention peut avoir la particularité que le circuit de contre-réaction actif comporte un amplificateur de transconductance pour convertir en courant la différence de tension entre les tensions
20 régnant sur les première et deuxième résistances, en présence d'une transconductance qui est pratiquement égale à l'inverse de la valeur ohmique de la deuxième résistance, et pour injecter dans la deuxième branche de courant le courant résultant de la conversion, la polarité
25 de ce courant injecté étant telle à donner lieu à ladite contre-réaction.

Un circuit-source de courant symétrique répondant au mode de réalisation spécifié ci-dessus peut avoir la particularité que le circuit de contre-réaction actif
30 comporte un amplificateur de transconductance pour convertir en courant la différence de tension entre les tensions sur les première et deuxième résistances, en présence d'une transconductance qui est pratiquement égale mais inférieure à l'inverse du double de la valeur ohmique de la deuxième
35 résistance, ledit amplificateur étant muni d'une sortie différentielle pour injecter d'une part dans la deuxième branche de courant, le courant résultant

de la conversion, et d'autre part dans la première branche de courant un courant qui est en opposition de phase avec le courant précité, ceci ayant lieu avec une polarité telle à donner lieu à ladite contre-réaction.

5 Pour un rapport de courant différent de un, ledit circuit-source de courant symétrique conforme à l'invention peut avoir la particularité qu'il est conçu pour faire circuler dans la deuxième branche de courant un courant dont l'intensité se rapporte à celle du cou-
10 rant dans la première branche de courant comme $n : 1$ du fait que la valeur ohmique de la première résistance est n fois plus élevée que la valeur ohmique de la deuxième résistance, ainsi que du fait que lesdits premier et
15 deuxième composants semiconducteurs sont dimensionnés en correspondance, l'amplificateur de transconductance étant conçu de façon que l'intensité du courant injecté dans la première branche de courant est égale à 1 fois l'intensité du courant injecté dans la deuxième branche de courant.

20 En ce qui concerne la commande de la première branche de courant et de la deuxième branche de courant du miroir de courant, le circuit-source de courant symétrique en question peut encore avoir la particularité que l'injection de courant a lieu sur les points de liaison
25 entre d'une part le premier composant semiconducteur et la première résistance et d'autre part le deuxième composant semiconducteur et la deuxième résistance.

30 Sans devoir utiliser des composants supplémentaires, il est possible de réaliser un circuit-source de courant particulièrement avantageux et conforme à l'invention dans lequel les premier et deuxième composants semi-
conducteurs sont des premier et deuxième transistors à effet de champ dont les électrodes de commande sont isolées et interconnectées, chacun de ces
35 transistors à effet de champ comportant un substrat semiconducteurs muni d'une borne et situé sous une électrode de commande isolée entre une borne de source et une borne d'électrode de commande, alors que par la commande sur l'électrode de commande, il se forme un canal semiconducteur, ce circuit-

source de courant qui est particulièrement avantageux est à cet effet remarquable que le circuit de contre-réaction actif est formé du fait que ladite borne de substrat du premier transistor à effet de champ est raccordée à la
5 source du deuxième transistor à effet de champ.

Ce circuit-source de courant particulier peut être réalisé de façon symétrique et est dans ce but remarquable en ce que la borne de substrat du deuxième transistor à effet de champ est raccordée à la source du premier
10 transistor à effet de champ.

La description suivante, en regard du dessin annexé, le tout donné à titre d'exemple, fera bien comprendre comment l'invention peut être réalisée.

La figure 1 illustre un premier mode de réalisation d'un miroir de courant conforme à l'invention.
15

La figure 2 illustre une version symétrique du miroir de courant selon la figure 1.

La figure 3 illustre un mode de réalisation de l'amplificateur de transconductance 3 utilisé dans le
20 circuit répondant à la figure 2.

La figure 4a illustre une réalisation préférentielle d'un miroir de courant conforme à l'invention.

La figure 4b est le schéma équivalent du circuit selon la figure 4a et sert à illustrer le fonctionnement
25 de ce circuit.

La figure 5 montre un circuit-source de courant conforme à l'invention utilisé comme circuit de charge symétrique d'un amplificateur de différence.

La figure 1 montre un premier exemple de réalisation d'un circuit-source de courant conforme à l'invention. Ce circuit comporte un premier transistor T_1 à canal de type de conduction \underline{n} , ainsi qu'un deuxième transistor T_2 à canal de type de conduction \underline{n} . A travers une boucle de réaction positive, dans ce cas une simple inter-
30 connexion, le drain du transistor T_1 est raccordé à l'électrode de commande du transistor T_1 ainsi qu'à une borne d'entrée 8 de ce circuit-source de courant. A travers une résistance

1, la source du transistor T_1 est raccordée à une borne commune 10. L'électrode de commande du transistor T_2 est raccordée à celle du transistor T_1 , le drain du transistor T_2 est raccordé à la borne de sortie 9 du circuit-
 5 source de courant tandis que la source du transistor T_2 est raccordée à la borne commune 10 à travers une résistance 2.

Dans la forme décrite ci-dessus, l'ensemble que forment les transistors T_1 , T_2 et les résistances 1,
 10 2 constitue une réalisation simple d'un miroir de courant. Cette réalisation permet de nombreuses variantes. Un courant I qui est fourni à la borne d'entrée 8 est "réfléchi" vers la borne de sortie 9 et apparaît sur celle-ci comme un courant I_1 ; le rapport entre l'intensité du courant I_1
 15 et celle du courant d'entrée I est constant et, est égal à un par exemple. Hormis par son propre bruit thermique, la résistance 1 ne contribue pas d'une autre façon au bruit total, étant donné qu'à ladite résistance 1 est imposé le courant de sortie I qui est défini à l'extérieur
 20 du circuit. Se comportant comme sources de bruit, outre le transistor T_1 à tension de bruit e_1 , le transistor T_2 à tension de bruit e_2 et la résistance 2 à tension de bruit e_3 . Dans le courant de sortie I_1 , ces tensions de bruit sans relation mutuelle donnent lieu à une composante
 25 de bruit ΔI qui est définie par lesdites tensions de bruit et par la valeur ohmique R de la résistance 2, l'expression suivante étant donc valable pour cette composante ΔI : $I_1 = I' + \Delta I$, avec $I' = nI$, à savoir le courant d'entrée réfléchi, alors que dans ladite expression, la
 30 composante ΔI comporte également une composante qui se produit dans le cas où le rapport entre les dimensions géométriques des transistors T_1 et T_2 diffère du rapport entre les valeurs ohmiques des résistances R_1 et R_2 .

Etant donné qu'aux extrémités de la résistance 1,
 35 il n'existe pas de tension de bruit si l'on excepte la tension de bruit provoquée par le bruit présent dans le courant d'entrée I et le bruit thermique propre de la

résistance 1, on peut, suivant l'idée qui est à la base de
 l'invention, utiliser ladite résistance 1 comme référence
 pour la compensation de bruit. A cet effet, la tension
 entre les extrémités de la résistance 2, tension qui com-
 5 porte la tension provoquée par la composante de bruit ΔI
 présente dans le courant de sortie I, est comparée à la
 tension entre les extrémités de la résistance 1. Dans
 l'exemple de réalisation suivant la figure 1, ceci a lieu
 à l'aide d'un amplificateur de transconductance 3. Celui-
 10 ci reçoit, en guise de tension différentielle d'entrée, la
 tension de bruit $-R \Delta I$ et fournit à la sortie 6 un cou-
 rant $I_2 = -GR \Delta I$, la référence G indiquant la transconduc-
 tance de l'amplificateur. Le courant I_0 qui est formé par
 le courant I_1 auquel est ajouté le courant de sortie I_2
 15 de l'amplificateur 3, répond donc à l'expression

$$I_0 = I_1 + I_2 = -GR \Delta I + I_1 + \Delta I.$$
 Le courant de sortie total I_0 est donc compensé à l'égard du bruit interne pour
 $GR = 1$ c'est-à-dire $G = \frac{1}{R}$, et dans le cas idéal, ledit
 courant de sortie I_0 ne comporte que le bruit thermique de
 20 la résistance 1 et le bruit présent dans le courant d'en-
 trée I. Dans cette forme, cette mesure est applicable
 quel que soit le rapport de miroir de courant $n = \frac{I_1}{I}$, puis-
 que dans la condition régissant la transconductance G,
 c'est uniquement la valeur ohmique R de la résistance 2
 25 qui joue un rôle.

Un effet secondaire mais non négligeable de
 l'emploi de la mesure préconisée par l'invention est que
 l'impédance de sortie du miroir de courant s'en trouve
 augmentée. En effet, une réaction que la tension sur la
 30 borne de connexion 9 exerce sur le courant I_1 est rétro-
 couplée à travers l'amplificateur 3. L'impédance d'entrée
 du miroir de courant n'est pas influencée par l'amplifica-
 teur.

Comme alternative, l'injection du courant I_2
 35 peut avoir lieu également sur la source du transistor T_2 .

Dans le circuit-source de courant selon la fi-
 gure 1, la compensation que préconise l'invention a lieu

dans la branche de courant de sortie mais est possible aussi de façon symétrique, ce qui est expliqué ci-après en référence à la figure 2.

La figure 2 montre un circuit-source de courant qui répond à la figure 1 et qui comporte des transistors T_1 et T_2 ainsi que les résistances 1 et 2. Le circuit-source de courant comporte également un amplificateur de transconductance 3 qui correspond à celui utilisé dans le circuit selon la figure 1, la sortie 6 toutefois étant raccordée à la source du transistor T_2 . L'amplificateur de transconductance 3 est muni également d'une sortie à laquelle apparaît un courant I_2 dont la polarité est opposée à celle du courant I_2 à la sortie 6, ladite sortie 7 étant raccordée à la source du transistor T_1 .

Lorsqu'un courant d'entrée I passe par le transistor T_1 et la résistance 1, ce courant est réfléchi vers le transistor T_2 et la résistance 2, et une composante de bruit ΔI est ajoutée audit courant. L'amplificateur 3 fournit à la résistance 1 encore un courant I_2 et à la résistance 2 un courant $-I_2$, de sorte que les tensions de différence d'entrée ΔV de l'amplificateur 3 respectent la relation : $\Delta V = R(I+I_2) - R(I-I_2 + \Delta I) = 2RI_2 - R \Delta I$, la référence R indiquant la valeur ohmique des résistances 1 et 2. Lorsque pour l'amplificateur 3 est valable l'expression $I_2 = G \Delta V$; ladite relation devient : $\Delta V = 2RG \Delta V - R \Delta I$ à partir de laquelle on trouve à l'égard de la composante de bruit ΔI que celle-ci est égale à zéro pour $G = \frac{1}{2R}$.

Egalement dans la réalisation répondant à la figure 2, le fait d'appliquer la mesure préconisée par l'invention a comme effet supplémentaire important que l'impédance de sortie du miroir de courant est augmentée. Un inconvénient toutefois est apporté par le couplage en croix des sources des transistors T_1 et T_2 à travers l'amplificateur 3, ce couplage conduisant à une situation instable (on a une configuration de bascule bistable), lorsque le coefficient d'amplification en boucle devient

- 9 -

supérieur à un. Toutefois, la transmission de signal I_0/I est conservée mais le bruit augmente, si dans la boucle formée par les transistors T_1 , T_2 et l'amplificateur 3, le coefficient d'amplification en boucle est supérieur à un. C'est pourquoi il n'est pas possible de respecter de façon optimale la condition $G = \frac{1}{2R}$. L'exigence devient : $G \leq \frac{1}{2R}$.

Comme alternative, l'injection des courants I_2 est possible également aux bornes d'entrée et de sortie 8 et 9.

Tout comme dans le circuit-source de courant selon la figure 1, on peut dans le cas du circuit-source de courant selon la figure 2, choisir un coefficient d'amplification ou d'atténuation $I_0 = nI$, avec $n \neq 1$. A cet effet, les valeurs ohmiques des résistances 1 et 2 doivent être dans le rapport $1 : \frac{1}{n}$, alors que les rapports $\frac{(W1)}{(L1)} - \frac{(W2)}{(L2)}$ entre les largeurs ($W1,2$) et les longueurs ($L1,2$) des transistors $T1$ et $T2$ se rapportent comme :

$$\frac{W1}{L1} : \frac{W2}{L2} = 1 : n.$$

En utilisant les expressions trouvées ci-

dessus, on peut trouver à l'égard de l'amplificateur 3 que la compensation survient pour $G = \frac{1}{2R}$ tout en tenant compte que l'intensité du courant apparaissant à la sortie 6 est n fois plus élevée et donc égale à nI_2 , avec $I_2 = G \Delta V$, à savoir le courant à la sortie 7 de l'amplificateur de transconductance 3.

La figure 3 montre un exemple de réalisation d'un amplificateur de transconductance 3. Celui-ci comporte un transistor T_3 à canal de type de conduction p et un transistor T_4 à canal de type de conduction p dont les sources sont raccordées à une source de courant de repos 13 portant un courant I_t . L'électrode de commande du transistor T_3 forme l'entrée 4 de l'amplificateur 3, et l'électrode de commande du transistor T_4 forme l'entrée 5 dudit amplificateur 3, tandis que le drain du transistor T_3 et

- 10 -

le drain du transistor T_4 forment les sorties 6 et 7 de l'amplificateur 3. Dans ce cas, la transconductance G de l'amplificateur 3 est égale à $G = \sqrt{2\beta I_0}$, avec $\frac{\beta}{2}$ indiquant la pente des transistors T_3 et T_4 , pente qui est proportionnelle aux rapports de la largeur sur la longueur $\frac{W}{L}$ de leurs canaux.

Dans le cas d'un coefficient d'amplification de miroir de courant égal à n comme dans l'exemple expliqué en référence à la figure 2, l'amplificateur 3 doit être réalisé de façon qu'à la sortie 6, l'intensité du courant soit égale à n fois l'intensité du courant à la sortie 7, ce qui est réalisable du fait de choisir le rapport largeur sur longueur $\frac{W_3}{L_3}$ du canal du transistor T_3 n fois plus grand que la rapport largeur sur longueur $\frac{W_4}{L_4}$ du canal du transistor T_4 , ce qui a comme résultat que les courants de repos passant par les transistors sont dans le rapport $n : 1$, de même que leurs pentes β , de sorte que les coefficients d'amplification vers les sorties 6 et 7 sont dans le rapport $n : 1$.

L'effet de la mesure conforme à l'invention n'est favorable que dans le cas où la contribution au bruit de l'amplificateur de transconductance 3 est de loin inférieure à celle du miroir de courant original sans la mise à profit de la mesure conforme à l'invention. Dans le cas de l'amplificateur de transconductance selon la figure 3, la contribution au bruit est minimalisée lorsque l'intensité du courant de repos I_t est choisie aussi petite que possible dans la pratique. Pour atteindre alors la transconductance désirée $G = \frac{1}{2R}$, les rapports $\frac{W}{L}$ sont choisis élevés en correspondance.

La figure 4a illustre une réalisation très attrayante d'une source de courant conforme à l'invention. Comme précédemment, ce miroir de courant est formé à l'aide des transistors T_1 et T_2 et des résistances 1 et 2. Toutefois les substrats de canal (en anglais : "back-gate") qui se trouvent de l'autre côté du canal et donc pas du

côté où se trouvent les électrodes de commande isolées et qui, en coopération avec le canal, la source et le drain forment un transistor à effet de champ à jonction, sont raccordés à travers des bornes 11, 12 et à la source de
5 l'autre transistor T_2 , T_1 . La figure 4b est le schéma équivalent de cette configuration, schéma dans lequel l'effet des substrats de canal commandés 11 et 12 est remplacé du fait de shunter les transistors T_1 et T_2 par un transistor à effet de champ à jonction à canal de type de conduction
10 n T_{11} et T_{12} . Ces transistors T_{11} , T_{12} peuvent alors être considérés comme l'amplificateur 3.

Un courant I passant par l'entrée 8 s'écoule entièrement à travers la résistance 1, de sorte que la tension entre les extrémités de cette résistance 1 est exempte
15 de bruit, exception faite du bruit présent dans le courant I . La commande effectuée sur les substrats de canal donne maintenant lieu à une commande telle du transistor T_2 que les variations de la tension entre les extrémités de la résistance 2 suivent plus fidèlement les variations de la
20 tension entre les extrémités de la résistance 1, cette dernière tension étant pauvre en bruit, de sorte qu'également dans ce cas est réalisée une réduction de bruit de même qu'une augmentation de l'impédance de sortie comparative-
25 ment à celle du miroir de courant auquel la mesure n'est ici par la complexité de l'ensemble que forment l'amplificateur 3 (les transistors T_{11} et T_{12}) et les transistors de miroir de courant T_1 et T_2 , et n'est donc pas donnée ici en
vue de ne pas compliquer les choses. On peut se rendre compte
30 que le fonctionnement a lieu comme suit. Une augmentation de l'intensité du courant passant de la résistance 2 conduit à une commande plus poussée du transistor T_{11} et, partant à une diminution de la tension de l'électrode de commande du transistor T_1 , et donc de l'électrode de commande du tran-
35 sistor T_2 , ce qui a comme conséquence qu'une telle augmentation d'intensité de courant est contrecarrée par la commande du transistor T_2 . Ce réglage est renforcé du fait que

l'électrode de commande du transistor T_{12} reçoit une tension constante à travers la résistance 1, et que la source dudit transistor T_{12} reçoit une tension accrue par l'accroissement initial de la tension entre les extrémités de la résistance 2, de sorte qu'également le passage de courant dans le transistor T_{12} diminue.

Du point de vue de suppression de bruit, le circuit selon la figure 4 pourrait fonctionner également lorsque l'électrode de commande du transistor T_{12} reçoit une tension constante. Cela toutefois dégrade l'effet du miroir de courant en cas d'une intensité variable du courant d'entrée. Ce qui par contre est bien possible est de raccorder les deux bornes de substrat à la source du transistor T_2 . Dans ce cas, la compensation est établie du fait qu'une variation de la tension entre les extrémités de la résistance 2 fait varier en phase la tension de l'électrode de substrat du transistor T_1 et ainsi fait varier en opposition de phase la tension de l'électrode de commande isolée du transistor T_1 et donc de l'électrode de commande isolée du transistor T_2 , ainsi une variation de la tension entre les extrémités de la résistance 2 est rétrocouplée comparativement à la tension entre les extrémités de la résistance 1. Il est possible également de raccorder les deux bornes de substrat à la source du transistor T_1 . Dans ce cas, par rapport à l'électrode de commande du transistor T_{12} , la source de ce transistor T_{12} est commandée par la variation de la tension entre les extrémités de la résistance 2 par rapport à la tension entre les extrémités de la résistance 1.

Egalement dans le cas du mode de réalisation répondant à la figure 4 et de la variante mentionnée à son sujet, il est possible de réaliser des facteurs de miroir de courant n qui diffèrent de un. Dans ce cas, l'adaptation de l'amplificateur 3, citée lors de la description des figures 2 et 3, a lieu automatiquement, puisqu'en présence d'une variation des dimensions de canal des transistors T_1 et T_2 , également les dimensions des transistors sont modifiées en correspondance.

En ce qui concerne les exemples de réalisation selon les figures 1 à 4, la mesure préconisée par l'invention est appliquée à un miroir de courant. A cette occasion, le bruit dans la branche de sortie est réduit du fait que la mesure préconisée par l'invention à comme conséquence que l'intensité du courant de sortie I_0 est égale ou proportionnelle dans une plus grande mesure que dans le cas où la mesure selon l'invention ne serait pas appliquée. Lorsqu'elle est appliquée à un circuit-source de courant à transistors parallèles T_1 et T_2 , on obtient une réactive positive entre le drain et la source du transistor T_1 et une tension de réglage appliquée à la connexion commune d'électrode de commande des transistors T_1 et T_2 ; Avec ladite mesure, on a comme résultat que les deux courants de sortie sur les noeuds 8, 9 sont égaux ou proportionnels dans une forte mesure. Quant à la contribution au bruit, une corrélation étroite existe entre les contributions au bruit des transistors T_1 et T_2 . Pour bon nombre d'applications, cela peut conduire à la réduction du niveau de bruit, par exemple lorsqu'un tel circuit-source de courant est utilisé comme circuit de charge symétrique d'un amplificateur de différence dont la figure 5 illustre un exemple. Cette figure 5 montre un amplificateur de différence à transistors T_5 et T_6 branchés en paire de différence, la ligne de source commune comportant une source de courant de repos fournissant un courant $2 I_0$. Les drains desdits transistors sont raccordés aux bornes de connexion 8, 9 d'un circuit selon la figure 4a. Ces transistors, du fait que la connexion commune d'électrode de commande des transistors T_1 et T_2 est raccordée à un point de tension de référence \mathcal{U}_{RI} , sont utilisés comme deux sources de courant couplés.

L'invention n'est nullement limitée aux exemples de réalisation dont il est question dans le présent exposé. Il est possible de réaliser plusieurs variantes, par exemple l'établissement de types de conduction opposés à ceux mentionnés dans cet exposé, l'emploi de structures de miroir de courant plus complètes et leur réalisation sous forme bipolaire.

REVENDEICATIONS :

1. Circuit-source de courant qui entre une première borne (8) et une borne commune (10) comporte une première branche de courant dans laquelle se trouve au moins le trajet de courant principal d'un premier composant semi-conducteur (T1) en série avec une première résistance (1) alors qu'entre d'une deuxième borne (9) et ladite borne commune (10) se trouve une deuxième branche de courant comportant au moins le trajet de courant principal d'un deuxième composant semiconducteur (T2) et une deuxième résistance (2) lesdits deux composants semiconducteurs constituant en ce qui concerne leur commande, une combinaison parallèle caractérisé en ce que ce circuit-source de courant comporte un circuit de contre-réaction actif (3) muni d'une entrée différentielle (4,5) branchée entre l'extrémité de première résistance (1) située du côté opposé à la borne commune (10) et l'extrémité de deuxième résistance (2) située également dudit côté opposé à la borne commune (10) ainsi que d'une sortie (6) qui dans le sens de contre-réaction est couplée, la branche de courant de sortie de façon à contrecarrer une variation de la tension entre les extrémités de la deuxième résistance (2) comparativement à la tension entre les extrémités de la première résistance (1).
2. Circuit-source de courant selon la revendication 1, caractérisé en ce que le circuit de contre réaction actif (3) comporte un amplificateur de transconductance (3) pour convertir en courant la différence de tension entre les tensions régnant sur les première (1) et deuxième résistances (2) en présence d'une transconductance qui est pratiquement égale à l'inverse de la valeur ohmique de la deuxième résistance, et pour injecter dans la deuxième branche de courant le courant résultant de la conversion, la polarité de ce courant injecté étant telle à donner lieu à ladite contre-réaction.
3. Circuit-cource de courant selon la revendication 1, caractérisé en ce que le circuit de contre-réaction actif (3) comporte un amplificateur de transconductance (3)

pour convertir en courant la différence de tension entre les tensions sur les première (1) et deuxième résistances (2) en présence d'une transconductance qui est pratiquement égale mais inférieure à l'inverse du double de la valeur ohmique de la deuxième résistance (2) ledit amplificateur étant muni d'une sortie différentielle (6,7) pour injecter d'une part dans la deuxième branche de courant, le courant résultant de la conversion, et d'autre part dans la première branche de courant, un courant qui est en opposition de phase avec le courant précité, ceci ayant lieu avec une polarité telle à donner lieu à ladite contre-réaction.

4. Circuit-source de courant selon la revendication 3, caractérisé en ce que ce circuit est conçu pour faire circuler dans la deuxième branche de courant un courant dont l'intensité se rapporte à celle du courant dans la première branche de courant comme $n : 1$ du fait que la valeur ohmique de la première résistance (1) est n fois plus élevée que la valeur ohmique de la deuxième résistance (2), ainsi que du fait que lesdits premier (T1) et deuxième composants (T2) semiconducteurs sont dimensionnés en correspondance, l'amplificateur de transconductance (3) étant conçu de façon que l'intensité du courant injecté dans la première branche de courant est égale à $\frac{1}{n}$ fois l'intensité du courant injecté dans la deuxième branche de courant

5. Circuit-source de courant selon la revendication 3 ou 4 caractérisé en ce que l'injection de courant à lieu sur les points de liaison entre d'une part le premier composant semiconducteur (T1) et la première résistance (1) et d'autre part le deuxième composant semiconducteur (T2) et la deuxième résistance (2).

6. Circuit-source de courant selon la revendication 1 dans lequel les premier (T1) et deuxième (T2) composants semiconducteurs sont des premier et deuxième transistors à effet de champ dont les électrodes de commande sont isolées et interconnectées, chacun de ce transistors à effet de champ (T1,T2) comportant un substrat semiconducteur muni d'une borne (11,12) et situé sous une électrode de com-

mande isolée entre une borne de source et une borne d'électrode de commande, alors que par la commande sur l'électrode de commande, il se forme un canal semiconducteur caractérisé en ce que le circuit de contre-réaction actif (13) est formé du fait que ladite borne de substrat (11) du premier transistor (T1) à effet de champ est raccordée à la source du deuxième transistor (T2) à effet de champ.

7. Circuit-source de courant selon la revendication 6, caractérisé en ce que la borne de substrat (12) du deuxième transistor (T2) à effet de champ est raccordée à la source du premier transistor (T1) à effet de champ.

PL 1/2

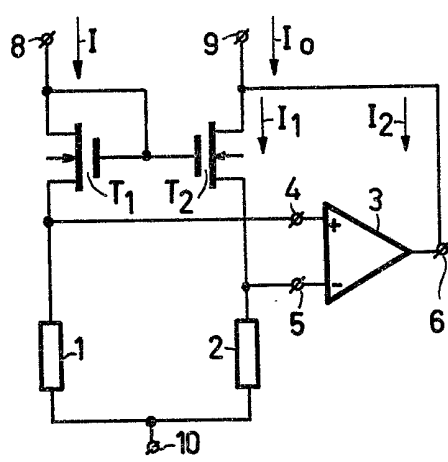


FIG. 1

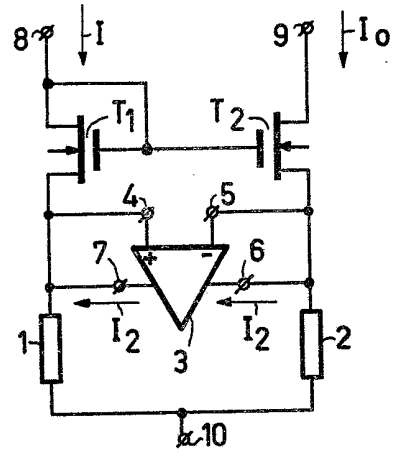


FIG. 2

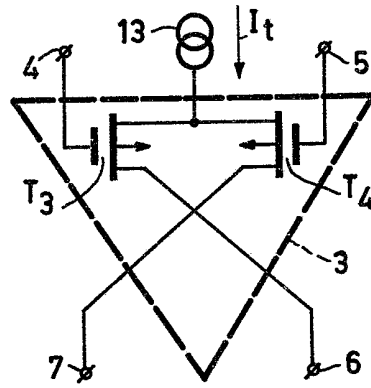


FIG. 3

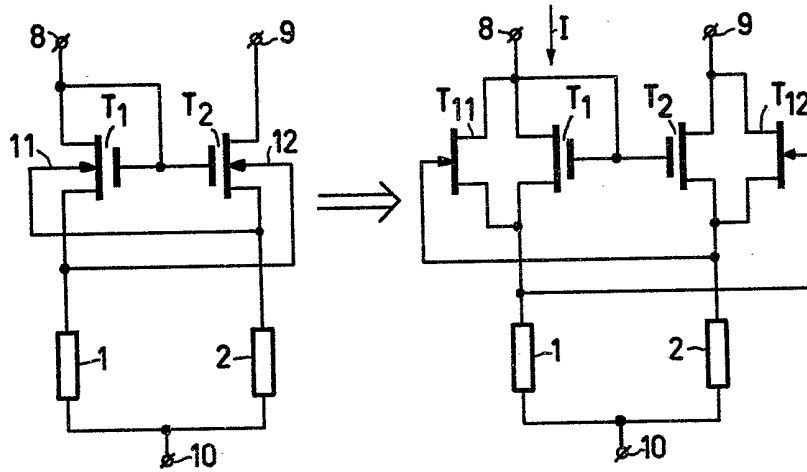


FIG. 4a

FIG. 4b

PL - 2/2

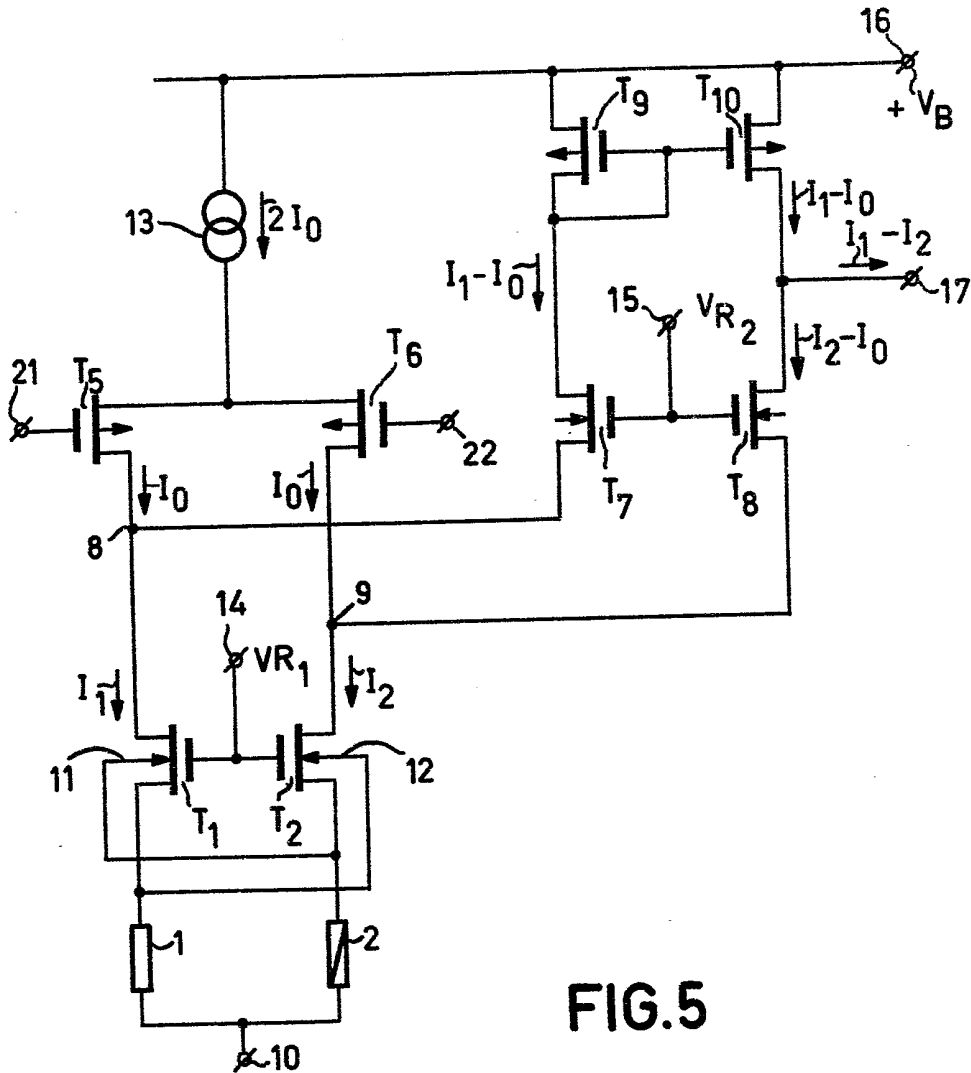


FIG.5