

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

11 N° de publication : **2 641 913**
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

21 N° d'enregistrement national : **89 14931**

51 Int Cl⁶ : H 03 F 3/45, 1/26.

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 14 novembre 1989.

30 Priorité : US, 17 janvier 1989, n° 298 116.

43 Date de la mise à disposition du public de la
demande : BOPI « Brevets » n° 29 du 20 juillet 1990.

60 Références à d'autres documents nationaux appa-
rentés :

71 Demandeur(s) : Société dite : BURR-BROWN CORPO-
RATION. — US.

72 Inventeur(s) : Timothy V. Kalthoff ; Rodney T. Burt ; Il
Robert Mark Stitt.

73 Titulaire(s) :

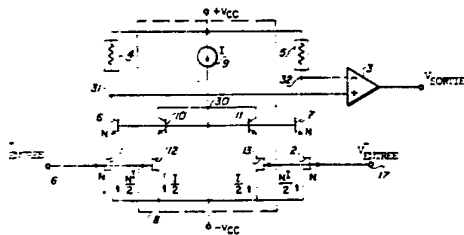
74 Mandataire(s) : Rinuy et Santarelli.

54 Amplificateur différentiel rapide et à faible bruit.

57 L'invention concerne les amplificateurs différentiels.

Un amplificateur différentiel comporte un étage d'entrée qui comprend une paire de transistors à effet de champ à jonction 1, 2 à charge de source, qui attaquent les émetteurs d'une paire de transistors d'entrée NPN 6, 7 dont les bases sont connectées ensemble et à un circuit de polarisation 9-13. Le collecteur de chaque transistor NPN 6, 7 est connecté à un dispositif de charge correspondant 4, 5 et à une entrée correspondante d'un étage amplificateur de sortie 3. Le circuit de polarisation comprend une source de courant 9 et une paire de transistors NPN connectés en diodes 10, 11 dont les émetteurs sont connectés aux sources d'une seconde paire de transistors à effet de champ à jonction 12, 13 ayant leurs grilles connectées aux bornes d'entrée.

Application aux amplificateurs opérationnels monolithiques.



FR 2 641 913 - A1

D

La présente invention concerne des amplificateurs monolithiques présentant la combinaison d'un faible bruit, d'un faible courant de polarisation d'entrée et d'une vitesse élevée.

5 Il existe un besoin portant sur des amplificateurs opérationnels monolithiques ayant des performances s'approchant de plus près d'un amplificateur opérationnel "idéal", ayant un faible bruit, un faible courant de polarisation d'entrée et une vitesse de fonctionnement élevée.

10 Des dispositifs à entrée sur transistors à effet de champ peuvent procurer le faible courant de polarisation nécessaire, mais des transistors à effet de champ fabriqués en utilisant des processus de fabrication de circuits intégrés monolithiques classiques ont une largeur de bande relative-

15 ment faible. En utilisant des topologies de circuit antérieures, il a été possible de construire des amplificateurs à entrée sur transistors à effet de champ ayant soit un faible bruit, soit une vitesse élevée, mais non la combinaison des deux. Lorsqu'on utilise un transistor à effet de

20 champ d'entrée dans un étage d'amplification, ce transistor peut fonctionner avec un faible bruit, mais sa vitesse de fonctionnement est fortement limitée. Lorsqu'on utilise un transistor à effet de champ d'entrée en suiveur de tension "devant" un étage d'amplification à transistor bipolaire,

25 il est capable de fonctionner à une vitesse plus élevée, mais il a également un bruit plus élevé. Le circuit de l'invention procure une combinaison des meilleures caractéristiques de faible bruit et de vitesse élevée des deux sortes antérieures d'amplificateurs à entrée sur transistors

30 à effet de champ.

La figure 1 montre un amplificateur de l'art antérieur courant, conçu pour minimiser le bruit et maximiser le rapport signal à bruit. Dans le circuit de la figure 1, le rapport géométrique largeur/longueur des transistors à

35 effet de champ à jonction d'entrée, 1 et 2, du type à canal

P, est élevé, soit de façon caractéristique environ 80. Le courant I qui est produit par la source de courant 20 est de façon caractéristique d'environ 400 microampères.

Comme il est connu de l'homme de l'art, la fait
 5 d'augmenter le paramètre Gm d'un transistor à effet de champ à jonction améliore les performances de bruit. Pour un processus de fabrication particulier et une longueur de canal particulière d'un transistor à effet de champ à jonction, il y a deux façons d'augmenter Gm. L'une consiste à
 10 augmenter la largeur de canal du transistor à effet de champ à jonction. L'autre consiste à augmenter le courant drain-source. Il est souvent difficile en pratique d'augmenter le courant drain-source pour augmenter Gm. La tension de bruit théorique qui est produite dans des transis-
 15 tors à effet de champ à jonction est proportionnelle à $1/\sqrt{G_m}$. On obtient donc un fonctionnement à faible bruit en donnant une valeur élevée à Gm. L'augmentation de Gm a également pour effet de réduire la contribution d'autres sources de bruit. Par exemple, si du bruit différentiel est
 20 présent sur les entrées de l'amplificateur opérationnel 3, le bruit produit une tension de bruit de signal entre les résistances 4 et 5, et fait donc circuler des courants de bruit de signal dans les transistors à effet de champ à jonction 1 et 2. Lorsque le paramètre Gm des transistors à
 25 effet de champ à jonction 1 et 2 augmente, le niveau de signal de bruit qui doit être compensé par ΔV_{ENTREE} diminue (ΔV_{ENTREE} est égale à $V_{ENTREE}^+ - V_{ENTREE}^-$). On peut donc réduire l'effet de telles sources de bruit en augmentant Gm.

30 La transconductance Gm élevée qu'on obtient par l'utilisation de grandes largeurs de canal de transistors à effet de champ à jonction conduit à de faibles niveaux de bruit, mais conduit également à une vitesse faible, du fait que les grandes largeurs de canal donnent des capacités
 35 grille-drain C_{GD} de valeur élevée, respectivement entre les

conducteurs d'entrée 16 et 17 et les conducteurs de drain 18 et 19. Du fait de la "multiplication de Miller", les capacités C_{GD} sont respectivement multipliées par les gains des deux "moitiés" de l'amplificateur différentiel.

5 Du fait de la capacité C_{GD} de valeur élevée du transistor à effet de champ à jonction à faible bruit, et de la multiplication de Miller de cette capacité C_{GD} , le circuit de la figure 1 ne convient pas pour l'utilisation dans des applications qui exigent une grande largeur de
10 bande. La capacité C_{GD} élevée introduit des déphasages qui nécessitent l'utilisation de condensateurs de compensation plus élevés, ce qui diminue à son tour la vitesse de variation de sortie.

La figure 2 montre un autre amplificateur opérationnel caractéristique de l'art antérieur qui est conçu
15 pour fonctionner à une vitesse élevée. Ce circuit est cependant caractérisé par un faible rapport signal à bruit. Dans le circuit de la figure 2, on évite l'effet de dégradation des performances de la capacité de réaction de
20 Miller C_{GD} de la figure 1, en utilisant des circuits à charge de source 1,22 et 2,23 au lieu des étages inverseurs 1,4 et 2,5 de la figure 1, du fait que les circuits à charge de source 1,22 et 2,23 attaquent une paire de transistors bipolaires PNP à couplage d'émetteurs, 6 et 7, avec de
25 très faibles capacités parasites base-collecteur. Le circuit de la figure 2 peut donc avoir une largeur de bande élevée et une stabilisation rapide, mais il est affecté d'un niveau de bruit élevé.

Le niveau de bruit élevé résulte du fait que le
30 bruit des résistances 6A et 7A et des transistors 6 et 7 est ajouté au bruit présent dans les transistors à effet de champ à jonction d'entrée 1 et 2. Ce bruit s'ajoute à des bruits qui sont présents dans le circuit de la figure 1. Le circuit de la figure 2 a également une dissipation de puissance plus élevée, à cause de l'utilisation de trois sour-
35

ces de courant 22, 23 et 24.

L'utilisation de résistances de contre-réaction d'émetteur 6A et 7A, en série avec les émetteurs des transistors 6 et 7, est nécessaire pour réduire le gain du circuit et la taille du condensateur de compensation nécessaire pour permettre le fonctionnement à vitesse élevée. De telles résistances de contre-réaction ajoutent un bruit thermique résistif au niveau de tension de bruit ramené aux entrées 16 et 17.

10 L'invention a donc pour but de procurer un amplificateur rapide et à faible bruit.

Un autre but de l'invention est de procurer un amplificateur opérationnel ou un circuit semblable qui évite l'introduction de diverses tensions de bruit dans le chemin de signal différentiel de cet amplificateur.

Un autre but de l'invention est de procurer une technique pour coupler une paire de transistors à effet de champ d'entrée d'un transistor différentiel, à une paire de transistors bipolaires connectés de façon différentielle, sans introduire de bruit dans le chemin de signal.

Brièvement, et conformément à un mode de réalisation, l'invention procure un circuit amplificateur qui permet d'obtenir à la fois un fonctionnement à vitesse élevée et un fonctionnement à faible bruit, dans lequel un circuit de polarisation évite d'appliquer des courants de bruit dans le chemin de signal différentiel. Un étage différentiel bipolaire à base commune reçoit des signaux provenant d'une paire de dispositifs d'entrée à transistors à effet de champ à jonction. L'étage bipolaire à base commune reçoit une tension de polarisation qui est produite par un circuit de polarisation. Le circuit de polarisation réagit à l'un au moins des signaux d'entrée qui sont appliqués aux bases des dispositifs d'entrée à transistor à effet de champ.

35 Dans le mode de réalisation qui est décrit, un

étage d'entrée d'amplificateur opérationnel comprend un premier transistor dont un collecteur est connecté à une première borne de sortie, et un second transistor dont la base est connectée à la base du premier transistor, et dont
5 le collecteur est connecté à une seconde borne de sortie. Des premier et second dispositifs de charge sont respectivement connectés aux collecteurs des premier et second transistors. Un circuit de polarisation applique une tension de polarisation commune aux bases des premier et se-
10 cond transistors. La source d'un premier transistor à effet de champ à jonction est connectée à l'émetteur du premier transistor, sa grille est connectée à une première borne d'entrée, et la source d'un second transistor à effet de champ à jonction est connectée à l'émetteur du second tran-
15 sistor, tandis que sa grille est connectée à une seconde borne d'entrée. Les drains des premier et second transistors à effet de champ à jonction fournissent du courant à un conducteur de tension d'alimentation négative. Le circuit de polarisation comprend une source de courant qui est
20 connectée entre une tension d'alimentation positive et les bases des premier et second transistors. Un premier transistor connecté en diode est connecté entre un conducteur qui connecte les bases des premier et second transistors, et la source d'un troisième transistor à effet de champ à jonction dont la grille est connectée à la première borne
25 d'entrée. Un second transistor connecté en diode est connecté entre le conducteur qui connecte les bases des premier et second transistors, et la source d'un quatrième transistor à effet de champ à jonction dont la grille est
30 connectée à la seconde borne d'entrée. Les drains des troisième et quatrième transistors à effet de champ à jonction sont connectés à un conducteur de tension d'alimentation négative. Le circuit procure une impédance d'entrée élevée, une grande largeur de bande et de faibles temps de stabili-
35 sation. On obtient ces avantages du fait que le circuit qui

est décrit permet de connecter directement les sources des premier et second transistors à effet de champ à jonction, aux émetteurs respectifs des premier et second transistors.

L'invention sera mieux comprise à la lecture de
5 la description qui va suivre de modes de réalisation, donnés à titre d'exemples non limitatifs. La suite de la description se réfère aux dessins annexés dans lesquels :

la figure 1 est un schéma de circuit d'un amplificateur de l'art antérieur qui permet un fonctionnement à
10 faible bruit, mais au prix d'un fonctionnement lent;

la figure 2 est un schéma d'un circuit de l'art antérieur qui permet un fonctionnement rapide, mais au prix de niveaux de bruit élevés dans le chemin de signal différentiel du circuit;

15 la figure 3 est un schéma d'un mode de réalisation simplifié de l'invention;

la figure 4 est un schéma d'un autre mode de réalisation de l'invention; et

la figure 5 est un schéma d'un autre mode de réalisation de l'invention.
20

Le circuit qui est représenté sur la figure 3 procure une amélioration par rapport aux topologies d'étage d'entrée d'amplificateur opérationnel envisagées précédemment. Les transistors d'entrée 1 et 2, qui sont des transistors à effet de champ à jonction, sont respectivement
25 traversés par les mêmes courants que les transistors qui constituent la paire différentielle bipolaire de transistors 6 et 7. Les transistors 6 et 7 sont connectés pour produire une amplification élevée. Les capacités collecteur-
30 base des transistors 6 et 7 sont très inférieures à ce que seraient les capacités grille-drain si on utilisait la paire différentielle de transistors à effet de champ à jonction de la figure 1. Du fait que l'amplification multiplie les effets de la capacité parasite grille-drain (comme sur
35 la figure 1) ou de la capacité base-collecteur (comme sur

la figure 3), la plus faible valeur de capacité base-collecteur conduit pour le circuit de la figure 3 à une largeur de bande très supérieure à celle du circuit de la figure 1. Les tensions de bruit qui sont produites dans les 5 transistors bipolaires 6 et 7 sont négligeables en comparaison avec les tensions de bruit qui sont produites par les transistors à effet de champ à jonction 1 et 2. Comme il ressortira de la description qui suit, les sources de bruit qui existent dans le circuit de polarisation qui fait 10 partie de la figure 3 sont par nature des sources de "mode commun", et elles n'ont donc aucun effet sur le signal différentiel.

On va maintenant décrire la structure de l'amplificateur de la figure 3. L'étage d'entrée de l'amplificateur 15 comprend des bornes d'entrée 16 et 17 auxquelles sont respectivement appliquées des tensions V_{ENTREE}^+ et V_{ENTREE}^- . L'étage d'entrée comprend également des noeuds de "sortie" respectifs, 31 et 32, qui sont respectivement connectés aux entrées non inverseuse et inverseuse d'un second étage amplificateur 3 dont la sortie fournit une tension de sortie 20 V_{SORTIE} .

L'étage d'entrée comprend une paire de dispositifs de charge 4 et 5, connectés entre la tension $+V_{CC}$, qui peut être de +15 volts, et les conducteurs respectifs 25 31 et 32. Les dispositifs de charge 4 et 5 peuvent être des résistances, comme représenté sur la figure 3, ou des transistors PNP en montage miroir de courant, comme il est représenté sur la figure 5. Une paire de transistors NPN 6 et 7, connectés de façon différentielle et en base commune, 30 ont leurs collecteurs connectés respectivement aux conducteurs 31 et 32. L'émetteur du transistor 6 est connecté à la source d'un transistor à effet de champ à jonction à canal P, 1, dont la grille est connectée au conducteur 16 et dont le drain est connecté à la tension $-V_{CC}$, qui peut être 35 de -15 volts. L'émetteur du transistor 7 est connecté à la

source du transistor à effet de champ à jonction à canal P, 2, dont la grille est connectée au conducteur 17 et dont le drain est connecté à $-V_{CC}$.

Un circuit de polarisation 8 applique une tension 5 de polarisation au conducteur 30, qui est connecté aux électrodes de base des transistors 6 et 7. Le circuit de polarisation 8 comprend une source de courant 9 qui est connectée entre $+V_{CC}$ et le conducteur 30, et qui produit un courant I . Le circuit de polarisation 8 comprend également 10 un transistor NPN connecté en diode, 10, dont l'émetteur est connecté à la source du transistor à effet de champ à jonction à canal P, 12, et dont la base et le collecteur sont connectés au conducteur 30. La grille du transistor à effet de champ à jonction 12 est connectée au conducteur 15 16, et son drain est connecté à $-V_{CC}$. L'émetteur du transistor NPN connecté en diode, 11, est connecté à la source du transistor à effet de champ à jonction à canal P, 13, et sa base et son collecteur sont connectés au conducteur 30. La grille du transistor à effet de champ à jonction 13 est 20 connectée au conducteur 17. Le drain du transistor à effet de champ à jonction 13 est connecté à $-V_{CC}$.

On fixe un rapport de N entre l'aire d'émetteur de chacun des transistors 6 et 7 et l'aire d'émetteur des transistors 10 et 11. Les transistors à effet de champ à 25 jonction 1 et 2 sont mutuellement appariés et ont des rapports largeur/longueur de grille N fois supérieurs à ceux des transistors à effet de champ à jonction 12 et 13. A titre d'exemple, les transistors bipolaires 10 et 11 peuvent être des dispositifs de taille minimale, et les transistors à effet de champ à jonction 12 et 13 peuvent avoir 30 un rapport largeur/longueur de canal d'environ 22. N peut avoir une valeur d'environ 8, ce qui conduit à un niveau de génération de bruit suffisamment faible pour être acceptable dans les transistors à effet de champ à jonction 1 et 35 2. Par conséquent, lorsque V_{ENTREE}^+ est égale à V_{ENTREE}^- , le

circuit de polarisation 8 divise en deux le courant de polarisation I , de façon que le courant $I/2$ circule dans les transistors 10 et 12 et le courant $I/2$ circule dans les transistors 11 et 13. Le circuit de polarisation 8 impose
5 alors la circulation d'un courant de repos de valeur $NI/2$ dans les transistors 1 et 6 et dans le dispositif de charge 4. La circulation d'un courant de repos de valeur $NI/2$ est également imposée dans les transistors 2 et 7 et dans le dispositif de charge 5.

10 Le niveau de bruit que produit le circuit de la figure 3 est faible et comparable à celui du circuit de la figure 1. Le circuit de polarisation 8 ne fait circuler aucun courant de bruit dans le chemin de signal différentiel qui s'étend des bornes d'entrée 16 et 17 jusqu'aux noeuds
15 31 et 32, en passant par les émetteurs des transistors 6 et 7. La tension de bruit dans les transistors 10, 11, 12 et 13 du circuit de polarisation et dans la source de courant 9 est de "mode commun" pour les deux bornes d'entrée 16 et 17, et elle n'a aucun effet différentiel. Comme il est con-
20 nu de l'homme de l'art, des transistors à effet de champ à jonction tels que les transistors 1 et 2 ont par nature un bruit beaucoup plus élevé que les transistors bipolaires 6 et 7. Du fait que le bruit des transistors à effet de champ à jonction 1 et 2 est très supérieur à celui des transis-
25 tors bipolaires 6 et 7, la sommation des composantes de bruit, en valeur efficace, est approximativement égale au bruit des transistors à effet de champ à jonction 1 et 2.

Les transistors à effet de champ à jonction à charge de source 1 et 2 attaquent les émetteurs des tran-
30 sistors respectifs 6 et 7, connectés en base commune. Les effets des paramètres G_m des transistors à effet de champ à jonction 1 et 2, sur le gain comme sur le bruit, sont prédominants par rapport aux effets des paramètres G_m des transistors bipolaires 6 et 7 sur le gain et sur le bruit,
35 du fait que le G_m des transistors à effet de champ à jonc-

tion 1 et 2 est par exemple d'environ 3,3 milliampères par volt, tandis que le Gm des transistors 6 et 7 est par exemple seulement d'environ 40 milliampères par volt. Les faibles capacités base-collecteur des transistors 6 et 7 sont loin de limiter la largeur de bande autant que les capacités grille-drain des transistors à effet de champ à jonction d'entrée du circuit de la figure 1. Le circuit de la figure 3 a donc une réponse en fréquence beaucoup plus élevée.

10 Les transistors d'entrée 1 et 2, qui sont des transistors à effet de champ à jonction, procurent l'impédance d'entrée élevée qui est nécessaire pour de nombreuses structures d'amplificateurs opérationnels. Le circuit rapide de la figure 2 exige l'utilisation de résistances de contre-réaction d'émetteur 6A et 7A qui ajoutent du bruit. 15 Le circuit de la figure 3 ne nécessite pas de telles résistances de contre-réaction d'émetteur, du fait que le Gm des transistors à effet de champ à jonction 1 et 2 est prédominant, ce qui permet d'utiliser un condensateur de compensation C_M de faible valeur pour obtenir une vitesse de variation de la tension de sortie acceptable pour un amplificateur opérationnel rapide. 20

On a trouvé que le circuit de la figure 3 avait une largeur de bande, une vitesse de variation de la tension de sortie et un temps de stabilisation approximativement égaux à ceux du circuit de la figure 2, et avait un bruit approximativement aussi faible que celui du circuit de la figure 1. Lorsqu'on utilise les tailles indiquées ci-dessus pour les transistors 6, 7, 10 et 11 et les transistors à effet de champ à jonction 1, 2, 12 et 13, le circuit de la figure 3 a un niveau de bruit à large bande qui est seulement d'environ $5 \text{ nV/Hz}^{\frac{1}{2}}$. Un condensateur de compensation de valeur relativement faible, par exemple de 20 pF, est nécessaire pour obtenir une largeur de bande d'environ 18 MHz pour le 35 circuit de la figure 3.

La figure 4 montre un autre mode de réalisation de l'invention, dans lequel le circuit de polarisation qui est connecté aux bases des transistors 6 et 7 est un circuit de source de tension commandé 50, qui est connecté entre les conducteurs 30 et $-V_{CC}$ ou un conducteur de masse (non représenté). La tension V_{ENTREE}^+ est appliquée à une entrée de la source de tension 50, et la tension V_{ENTREE}^- est appliquée à son autre entrée. La ligne en pointillés 50 indique qu'il est seulement essentiel que la source de tension 50 fonctionne sous la dépendance de l'une des tensions d'entrée V_{ENTREE}^+ et V_{ENTREE}^- . La tension qui est appliquée au conducteur 30 dépend de la tension de mode commun d'entrée. Si une seule tension d'entrée est appliquée à la source de tension 50, la tension sur le conducteur 30 dépend de cette tension d'entrée.

La figure 5 représente un amplificateur similaire à celui de la figure 3, avec un circuit de source de tension 60 qui comprend deux transistors NPN 60A et 60B dont les bases sont connectées ensemble. Le collecteur du transistor 60A est connecté à l'émetteur d'un transistor NPN 67, dont la base est connectée au conducteur de bases communes 30, et dont le collecteur est connecté à $+V_{CC}$. La base et le collecteur du transistor 60B sont connectés ensemble et à une borne d'une résistance 60C, dont l'autre borne est connectée au collecteur du transistor 60A. L'émetteur du transistor 60B est connecté par une résistance 60D au collecteur d'un transistor NPN 62 constituant une source de courant constant, et à l'émetteur du transistor 60A. Le collecteur du transistor 62 est connecté à la base du transistor PNP 61, dont l'émetteur est connecté aux drains des transistors à effet de champ à jonction 1, 12, 13 et 2. La base du transistor 62 est attaquée par une tension de polarisation V_{B4} . L'émetteur du transistor 62 est connecté par une résistance à $-V_{CC}$. Le collecteur du transistor 61 est connecté à $-V_{CC}$. Le circuit de source de tension 60 main-

tient les drains des transistors 1, 12, 13 et 2 à approximativement un volt au-dessous des tensions de source de ces transistors.

Sur la figure 5, la source de courant 9 comprend un circuit miroir de courant PNP, avec deux transistors PNP dont les bases respectives reçoivent des tensions de polarisation V_{B2} et V_{B3} appropriées. Les dispositifs de charge 4 et 5 sont réalisés à l'aide de circuits miroirs de courant PNP.

10 L'utilisation du circuit de source de tension 60 conduit à un meilleur rapport de réjection de mode commun, du fait que la tension source-drain des transistors à effet de champ à jonction 1 et 2 ne varie plus sous l'effet d'excursions de la tension de mode commun d'entrée. Par consé-
15 quent, des discordances entre les résistances de sortie de ces transistors n'ont pas d'effet appréciable. Les résistances de contre-réaction d'émetteur 6A et 7A peuvent être des résistances ajustables ayant une faible valeur, par exemple 10 ohms, pour permettre un réglage précis de la
20 tension de décalage, sans introduire un bruit appréciable dans le circuit, et les résistances 10A et 11A peuvent avoir des valeurs augmentées dans le rapport N par rapport aux valeurs des résistances 6A et 7A.

Il va de soi que de nombreuses modifications peuvent être apportées au dispositif et au procédé décrits et représentés, sans sortir du cadre de l'invention.
25

REVENDECATIONS

1. Amplificateur différentiel rapide et à faible bruit, caractérisé en ce qu'il comprend en combinaison :

(a) un premier transistor à effet de champ (1) ayant une grille connectée à une première borne d'entrée (16), une source et un drain connecté à un premier conducteur de tension d'alimentation ($-V_{CC}$), et un second transistor à effet de champ (2) ayant une grille connectée à une seconde borne d'entrée (17), une source et un drain connecté au premier conducteur de tension d'alimentation ($-V_{CC}$); (b) un premier transistor (6) ayant un émetteur connecté à la source du premier transistor à effet de champ (1), une base et un collecteur connecté à une première borne de sortie (31), et un second transistor (7) ayant un émetteur connecté à la source du second transistor à effet de champ (2), une base connectée à la base du premier transistor (6) et un collecteur connecté à une seconde borne de sortie (32); (c) un premier dispositif de charge (4) ayant une première borne connectée à un second conducteur de tension d'alimentation ($+V_{CC}$) et une seconde borne connectée au collecteur du premier transistor (6), et un second dispositif de charge (5) ayant une première borne connectée au second conducteur de tension d'alimentation ($+V_{CC}$) et une seconde borne connectée au collecteur du second transistor (7); et (d) un circuit de polarisation comprenant une source de courant (9), un troisième transistor (10) et un quatrième transistor (11) ayant chacun une base et un collecteur connectés aux bases des premier et second transistors (6, 7) et à la source de courant (9), un troisième transistor à effet de champ (12) ayant une source connectée à l'émetteur du troisième transistor (10), une grille connectée à la première borne d'entrée (16) et un drain connecté au premier conducteur de tension d'alimentation ($-V_{CC}$), et un quatrième transistor à effet de champ (13) ayant une source connectée à l'émetteur du quatrième transistor (11), une grille connectée

tée à la seconde borne d'entrée (17) et un drain connecté au premier conducteur de tension d'alimentation ($-V_{CC}$).

2. Amplificateur différentiel rapide et à faible bruit selon la revendication 1, caractérisé en ce que les 5 premier, second, troisième et quatrième transistors (6, 7, 10, 11) sont des transistors NPN, et les premier, second, troisième et quatrième transistors à effet de champ (1, 2, 12, 13) sont des transistors à canal P.

3. Amplificateur différentiel rapide et à faible 10 bruit selon la revendication 1, caractérisé en ce que les rapports entre la largeur de canal et la longueur de canal des premier et second transistors à effet de champ (1, 2) sont égaux et sont dans un certain rapport vis-à-vis des rapports entre la largeur de canal et la longueur de canal 15 des troisième et quatrième transistors à effet de champ (12, 13), et en ce que les aires d'émetteur des premier et second transistors (6, 7) sont égales et sont dans un certain rapport vis-à-vis de l'aire d'émetteur des troisième et quatrième transistors (10, 11).

20 4. Amplificateur différentiel rapide et à faible bruit selon la revendication 1, caractérisé en ce que le rapport entre la largeur de canal et la longueur de canal des premier et second transistors à effet de champ (1, 2) a une valeur telle que la tension de bruit qui est produite 25 dans les premier et second transistors à effet de champ (1, 2) soit inférieure à un niveau présélectionné.

5. Procédé pour réaliser une amplification rapide et à faible bruit d'un signal d'entrée différentiel, caractérisé par les opérations suivantes : (a) on applique une 30 première tension d'entrée (V_{ENTREE}^+) à une électrode de grille d'un premier transistor à effet de champ (1), et on applique une seconde tension d'entrée (V_{ENTREE}^-) à une électrode de grille d'un second transistor à effet de champ (2) et on applique également les première et seconde tensions 35 d'entrée à un circuit de polarisation (9-13); (b) on fait

circuler des premier et second courants dans le circuit de polarisation (9-13), sous l'effet de la tension d'entrée, les valeurs relatives des premier et second courants dépendant de la tension d'entrée, et on produit une tension de polarisation sous la dépendance des premier et second courants; et (c) on impose la circulation d'un troisième courant dans un premier transistor bipolaire (6) et un premier dispositif de charge (4), sous la dépendance de la première tension d'entrée (V_{ENTREE}^+) et de la tension de polarisation, et on impose la circulation d'un quatrième courant dans un second transistor bipolaire (7) et un second dispositif de charge (5), sous la dépendance de la seconde tension d'entrée (V_{ENTREE}^-) et de la tension de polarisation, pour produire ainsi une tension de sortie entre une borne (31) du premier dispositif de charge (4) et une borne (32) du second dispositif de charge (5).

6. Procédé selon la revendication 5, caractérisé en ce que le paramètre G_m des premier et second transistors à effet de champ (1, 2) est suffisamment élevé pour que la tension de bruit qui est produite dans les premier et second transistors à effet de champ (1, 2) soit inférieure à un niveau présélectionné.

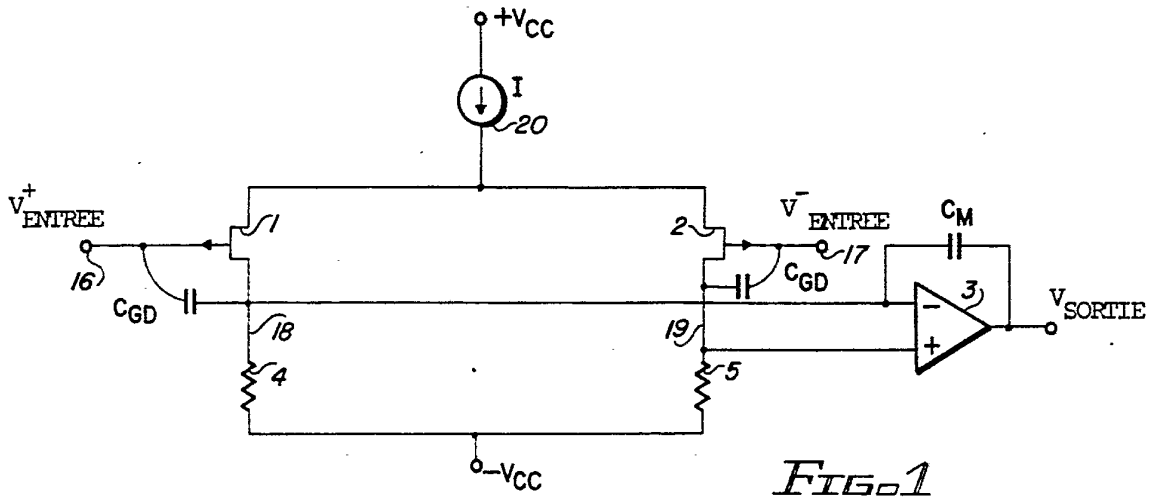


FIG. 1

(ART ANTERIEUR)

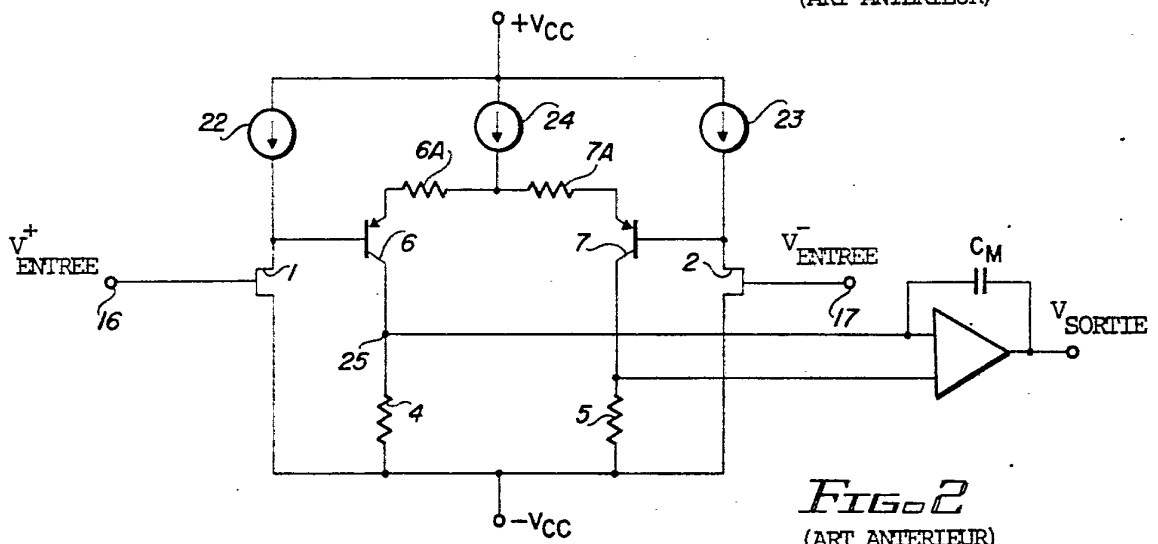


FIG. 2

(ART ANTERIEUR)

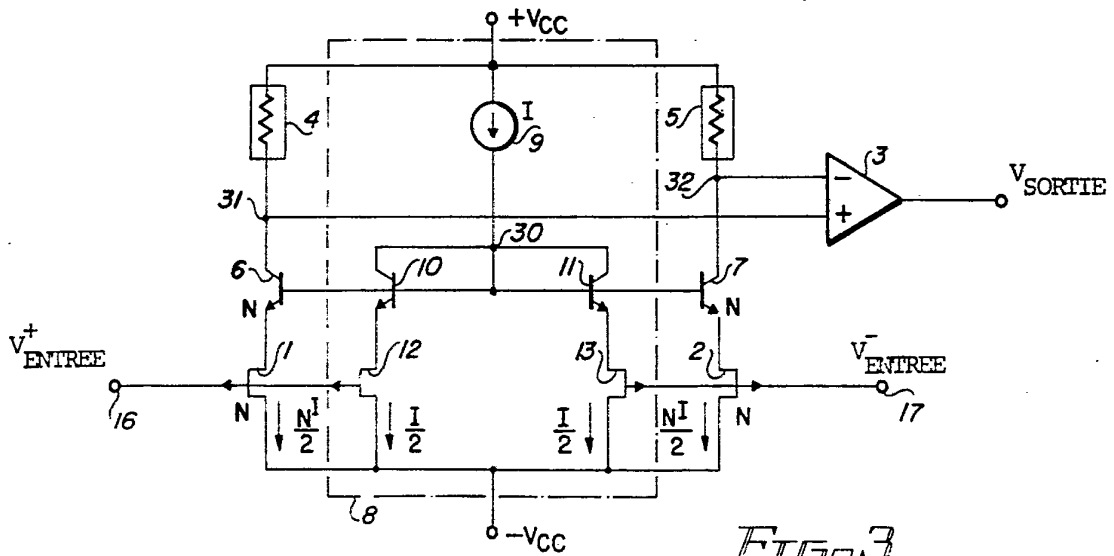


FIG. 3

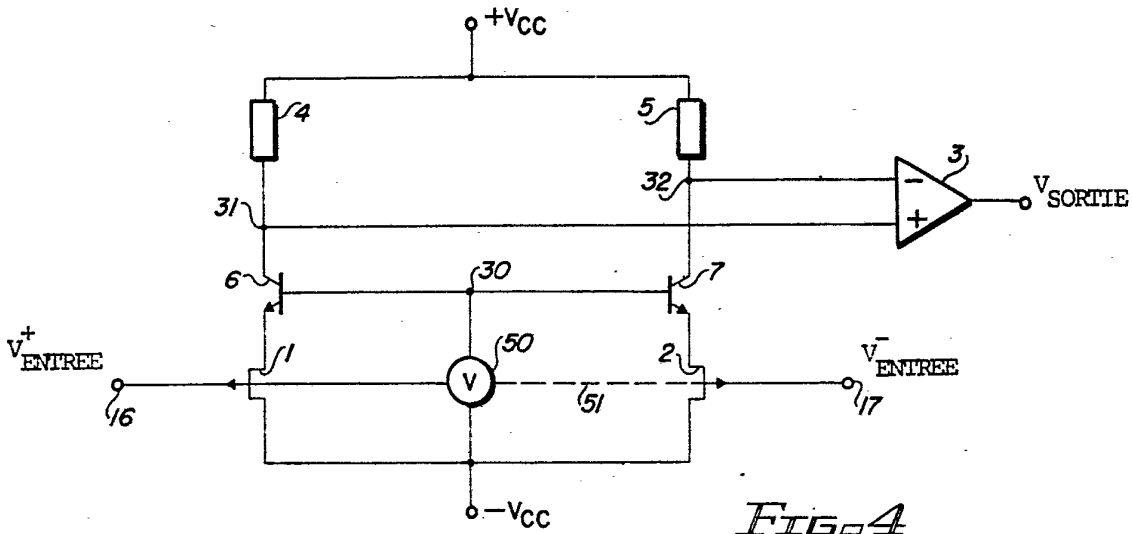


FIG. 4

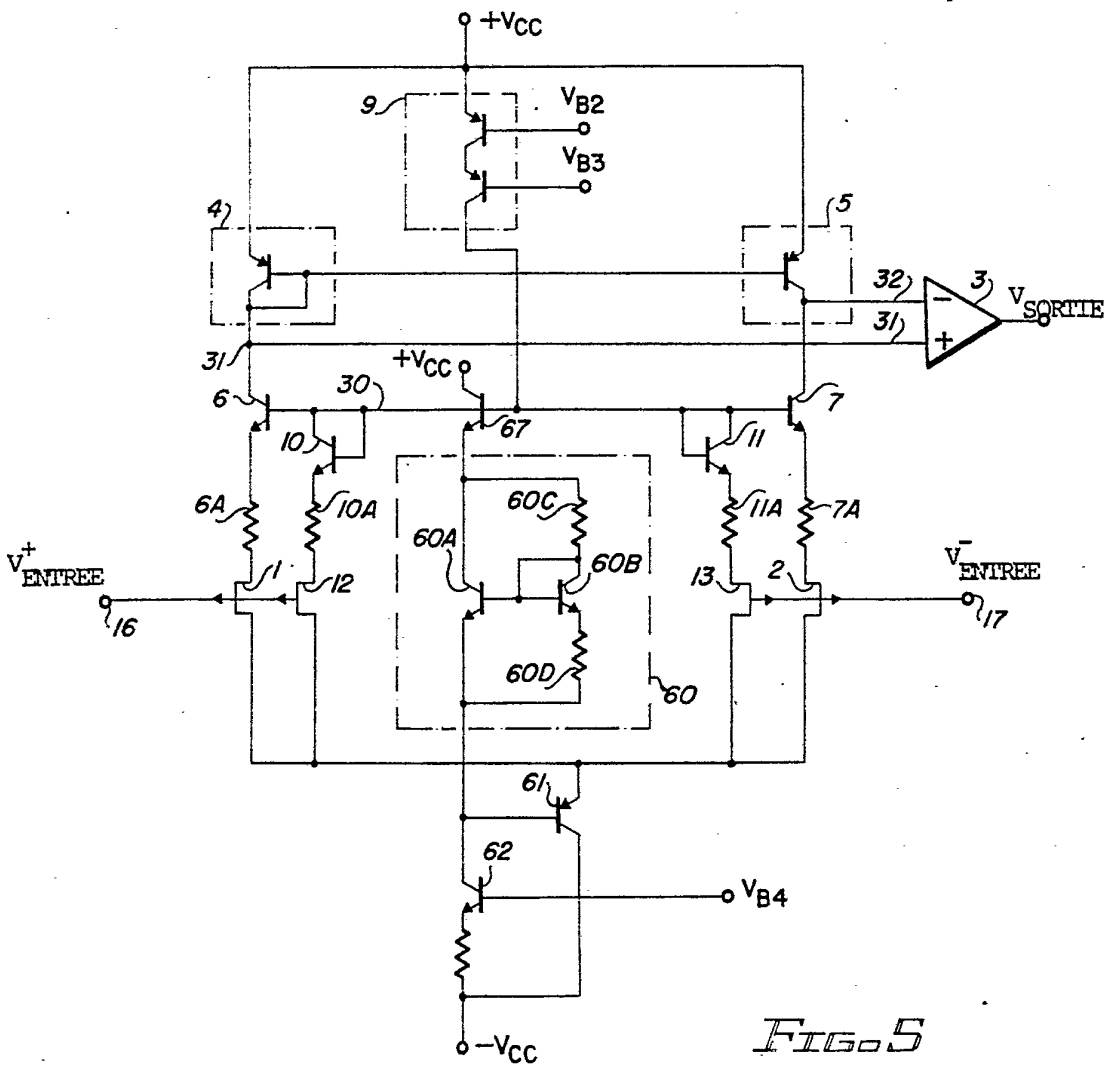


FIG. 5