

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 80 16821

(54)

Circuit d'amplification.

(51)

Classification internationale (Int. Cl.³). H 03 F 3/34.

(22)

Date de dépôt..... 30 juillet 1980.

(33)

(32)

(31)

Priorité revendiquée :

(41)

Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 5 du 5-2-1982.

(71)

Déposant : TELECOMMUNICATIONS RADIOELECTRIQUES ET TELEPHONIQUES TRT, société
anonyme, résidant en France.

(72)

Invention de : Gilbert Marie Marcel Ferrieu.

(73)

Titulaire : *Idem* (71)

(74)

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

CIRCUIT D'AMPLIFICATION.

L'invention concerne un circuit d'amplification muni d'un amplificateur ayant une sortie à basse impédance couplée à une impédance de charge.

Un amplificateur ayant une sortie à basse impédance peut être sous sa forme la plus simple un transistor monté suivant un montage appelé émetteur suiveur. Un transistor monté en émetteur suiveur reçoit entre sa base et la masse une tension d'entrée provenant par exemple d'un circuit à forte valeur ohmique et fournit une tension de sortie aux bornes d'une impédance de charge à faible valeur ohmique, connectée entre l'émetteur et la masse. La tension de sortie "suit" la tension d'entrée, à la chute de tension près dans la diode base-émetteur du transistor. Or le courant dans cette diode dépend de la tension d'entrée et de la résistance de charge et elle y produit une chute de tension qui n'est pas constante de sorte que la tension de sortie de ce circuit suiveur n'est pas une fonction rigoureusement linéaire de la tension d'entrée et dépend dans une certaine mesure de la résistance de charge. Cet inconvénient se retrouve dans des circuits suiveurs plus compliqués ou dans des circuits les utilisant, toutes les fois que dans ces circuits il se produit des chutes de tension variables dans des éléments non linéaires tels que des diodes ou des transistors.

La présente invention vise à fournir un circuit d'amplification n'ayant pas cet inconvénient et garantissant

une très bonne linéarité entre son signal d'entrée et son signal de sortie.

Conformément à l'invention, ce circuit d'amplification comporte un générateur de courant constant dont la
05 sortie est couplée à l'entrée dudit amplificateur et à une borne de sortie d'un circuit à fonction de miroir de courant ayant une deuxième borne couplée à ladite sortie basse impédance et une troisième borne couplée au circuit du signal à amplifier, le signal amplifié étant disponible à une sortie
10 dudit amplificateur.

Avec le circuit d'amplification de l'invention la différence entre la tension de sortie obtenue aux bornes de l'impédance de charge et la tension d'entrée est indépendante de cette tension d'entrée et de l'impédance de charge et
15 ne dépend que du courant fourni par le générateur de courant constant sur la borne de sortie du miroir de courant. Cette différence de tensions d'entrée et de sortie est pratiquement constante si le gain en courant de l'amplificateur à sortie basse impédance est élevé. Il est avantageux à cet égard
20 d'utiliser comme amplificateur deux transistors montés de façon connue pour former un transistor composite.

Afin de pouvoir faire circuler un courant bidirectionnel dans la résistance de charge, on peut utiliser dans le circuit d'amplification de l'invention un amplificateur de type push-pull ayant une sortie à basse impédance. Cet
25 amplificateur push-pull peut être avantageusement réalisé au moyen de deux transistors composites de types complémentaires.

On peut évidemment utiliser le circuit d'amplification de l'invention avec des tensions ou des courants comme
30 signaux d'entrée et de sortie. On obtient dans tous les cas une caractéristique entrée-sortie parfaitement linéaire.

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

35 La figure 1 montre un schéma du circuit d'amplification de l'invention utilisant un amplificateur unidirectionnel.

La figure 2 montre comment on peut appliquer à l'entrée du circuit de l'invention un signal constitué par un courant.

La figure 3 montre un mode de réalisation du
05 circuit d'amplification de l'invention muni d'un amplificateur push-pull.

La figure 4 montre un autre mode de réalisation du circuit de l'invention avec un amplificateur push-pull.

La figure 5 montre comment on peut connecter
10 l'entrée de l'amplificateur push-pull à la sortie du générateur de courant constant pour faire fonctionner l'amplificateur en classe AB.

La figure 6 montre un schéma permettant de réduire la différence des tensions d'entrée et de sortie du circuit de l'invention.
15

Le circuit d'amplification de l'invention dont le schéma est représenté sur la figure 1 comporte un amplificateur 1 formé par un transistor composite Q_1 qui est constitué par les deux transistors npn 2 et 3 montés ensemble selon
20 le montage connu de Darlington. Ce transistor composite dont la base est la base du transistor 2 et dont l'émetteur et le collecteur sont l'émetteur et le collecteur du transistor 3, a un gain en courant très élevé et sensiblement égal au produit des gains des transistors 2 et 3. L'émetteur du transistor 3 est relié via une borne 4 à une impédance de charge 5
25 de valeur ohmique R_L . L'autre borne de cette impédance 5 est connectée à la borne négative reliée à la masse, d'une source d'alimentation non représentée. Le collecteur du transistor 3 est relié à la borne positive de cette source d'alimentation
30 via une borne 6 et une impédance 7. La borne 4 constitue une sortie à basse impédance de l'amplificateur 1 et la borne 6 en constitue une sortie à haute impédance.

On peut utiliser ce transistor composite Q_1 dans un montage connu dit émetteur suiveur. Dans ce montage on applique une tension d'entrée à la borne d'entrée 8 de l'amplificateur 1 reliée à la base du transistor 2. Il n'est prélevé
35 sur la source de cette tension d'entrée qu'un courant prati-

quement négligeable. Le courant d'émetteur relativement élevé du transistor 3 circule à travers l'impédance de charge 5 et fait apparaître entre ses bornes une tension de sortie qui "suit" la tension d'entrée, à la chute de tension près entre
05 la borne 8 et la borne 4. Mais cette chute de tension due notamment à la circulation du courant d'émetteur dans la diode base-émetteur du transistor 3 est une fonction non linéaire de ce courant d'émetteur qui dépend de la tension d'entrée et de la résistance de charge 5. Il en résulte qu'un tel circuit
10 connu suiveur de tension n'établit pas une correspondance rigoureusement linéaire entre sa tension de sortie et sa tension d'entrée. On a le même inconvénient de non linéarité entre signaux de sortie et d'entrée, si l'on utilise, comme signal de sortie de ce circuit suiveur de tension, le courant
15 traversant la sortie 6 à haute impédance et qui est très proche du courant circulant dans l'impédance de charge 5.

Pour pallier cet inconvénient, on utilise selon l'invention, un générateur de courant constant 9 dont la sortie est connectée à la borne d'entrée 8 de l'amplificateur 1
20 et à la borne de sortie 10 du circuit miroir de courant 11. La deuxième borne 12 de ce miroir de courant, c'est-à-dire sa borne d'entrée, est connectée à la sortie à basse impédance 4 de l'amplificateur 1. Entre la troisième borne 13 du miroir de courant, c'est-à-dire sa borne somme, et la masse est connectée la source du signal à amplifier qui est constituée par
25 un générateur 14 de tension e en série avec une résistance 15 de valeur ohmique ρ . Dans l'exemple de réalisation représenté, le miroir de courant 11 comporte deux transistors npn 16 et 17. Le transistor 16 a son collecteur connecté à la borne de
30 sortie 10 et son émetteur connecté à la borne somme 13 du miroir de courant. Les bases des transistors 16 et 17 sont interconnectées et reliées au collecteur du transistor 17 et à la borne d'entrée 12 du miroir de courant. L'émetteur du transistor 17 est connecté à la borne somme 13 du miroir de
35 courant. Il est clair que le transistor 17 monté de cette manière fonctionne comme une diode, sa diode base émetteur. On sait qu'un circuit miroir de courant a la propriété qu'entre

les deux courants apparaissant sur ses bornes d'entrée 12 et de sortie 10 il y a un rapport constant. Ces deux courants s'écoulent vers la borne 13 sur laquelle apparaît la somme des deux courants sur la borne 10 et la borne 12. Dans l'exem-
 05 ple du miroir de courant représenté, et en supposant les deux transistors 16 et 17 intégrés sur le même corps semiconduc-
 teur, les rapports ne dépendent pratiquement que des surfaces émetteur-base des deux transistors. Si ces surfaces sont les
 10 mêmes, le rapport entre les courants sur la borne d'entrée 12 et la borne de sortie 10 est égal à 1. C'est dans ce cas que
 l'on se place généralement par la suite.

Le fonctionnement de l'ensemble du circuit de la figure 1, considéré d'abord comme un circuit suiveur de la tension e appliquée sur la borne 13 à travers la résistance
 15 15, est le suivant. On peut négliger le courant de base du transistor 2, puisque c'est le courant de base d'un transis-
 tor composite à gain très élevé. Le courant constant i_o four-
 ni par le générateur 9 est donc entièrement appliqué à la
 borne de sortie 10 du miroir de courant 11 et apparaît égale-
 20 ment sur la borne d'entrée 12 de ce miroir de courant. Sur la borne somme 13 apparaît le courant $2i_o$. La chute de tension
 v_o aux bornes de la diode base-émetteur du transistor 17 est rigoureusement constante puisqu'elle est due à la circulation
 du courant constant i_o dans cette diode. En appelant U la ten-
 25 sion aux bornes de la résistance de charge R_L , on peut écri-
 re :

$$U = e + (v_o + 2\rho i_o) \quad (1)$$

Cette formule montre que la tension de sortie U du circuit d'amplification de l'invention ne diffère de la
 30 tension d'entrée e que d'une tension $v_o + 2\rho i_o$ qui est rigou-
 reusement constante, puisque les termes v_o , i_o et ρ sont in-
 dépendants de la tension d'entrée e , de la résistance de
 charge R_L et du courant la traversant. Si cela est nécessaire,
 il est toujours possible d'annuler pratiquement cette diffé-
 35 rence de tension constante, en produisant par des moyens con-
 nus une tension de décalage quasiment égale et de sens opposé.

On décrira par la suite, à titre d'exemple, un circuit simple permettant d'annuler le terme v_o de la différence de tension.

La linéarité de la réponse du circuit d'amplification de l'invention est d'autant meilleure, que le courant du générateur 9 dérivé vers la borne de commande 8 de l'amplificateur 1 est plus faible. Pour cette raison il est avantageux que cet amplificateur soit constitué comme le montre la figure 1 par un transistor composite à gain très élevé. Le courant i_o du générateur de courant 9 peut alors être très faible (par exemple 50 μ A), vis à vis du courant traversant la résistance de charge 5 (par exemple 1 A).

Le miroir de courant 11 pourrait être réalisé suivant n'importe quel autre montage connu réalisant la même fonction, puisqu'entre deux bornes telles que 12 et 13 d'un miroir de courant recevant sur sa borne de sortie 10 un courant constant, il s'écoule forcément un courant constant qui détermine entre ces bornes 12 et 13 une chute de tension constante telle que v_o .

Enfin, le circuit d'amplification de l'invention peut être réalisé avec un miroir de courant 11 dont le rapport entre les courants sur les bornes 10 et 12 est différent de 1. En effet, pour n'importe quel rapport, il circule entre les bornes 12 et 13 un courant constant qui détermine une chute de tension constante.

On peut aussi utiliser comme signal de sortie du circuit d'amplification de l'invention, le courant traversant la borne de sortie 6 à haute impédance. Si l'on appelle J' ce courant et J le courant dans l'impédance de charge 5 de valeur R_L on a :

$$J' = J + i_o = \frac{e}{R_L} + (i_o + \frac{v_o + 2\rho i_o}{R_L}) \quad (2)$$

Cette formule montre que le courant de sortie J' "suit" le courant $\frac{e}{R_L}$ proportionnel à la tension d'entrée e , à un courant constant près, $(i_o + \frac{v_o + 2\rho i_o}{R_L})$; cette différence de courant constante $J' - \frac{e}{R_L}$, peut être annulée par un courant

constant de même intensité et de sens inverse, si cela est nécessaire.

On a considéré jusqu'à présent le circuit d'amplification de l'invention comme un circuit suiveur de tension à sortie en tension ou à sortie en courant. Mais le circuit de l'invention peut être
 05 utilisé pour réaliser d'autres fonctions ; par exemple, on peut lui appliquer un signal d'entrée constitué par un courant i , comme le montre la figure 2. On voit sur cette figure qu'entre la borne somme 13 du miroir de courant et la masse sont connectées deux résistances en série 16 et 17 de valeur ohmique $\rho-r$ et r . Le courant d'entrée i est appliqué à la
 10 borne commune entre ces deux résistances. Le reste du circuit d'amplification est identique à celui montré sur la figure 1. Il est facile de montrer que si l'on considère comme signal d'entrée le courant i , les formules (1) et (2) ci-dessus deviennent :

$$U = ri + (v_o + 2\rho i_o) \quad (3)$$

$$15 \quad J' = \frac{r}{R_L} i + (i_o + \frac{v_o + 2\rho i_o}{R_L}) \quad (4)$$

D'après ces deux formules, le circuit de l'invention peut fournir soit une tension U , soit un courant J' , répondant linéairement à un courant d'entrée i . En particulier, d'après la formule (4), si on annule par un montage extérieur le courant constant $i_o + \frac{v_o + 2\rho i_o}{R_L}$,
 20 le courant de sortie J' est proportionnel au courant d'entrée i , le rapport entre ces deux courants pouvant être aisément modifié en modifiant le rapport $\frac{r}{R_L}$, c'est-à-dire l'une des deux résistances r et R_L . On obtient alors l'équivalent d'un circuit miroir de courant ayant la propriété particulièrement intéressante d'avoir un rapport de courants réglable
 25 par la valeur d'une résistance.

Le circuit d'amplification montré à la figure 1 est muni d'un amplificateur 1 unidirectionnel qui permet de ne faire circuler dans la résistance de charge 5 qu'un courant J unidirectionnel, établissant sur la borne de sortie 4 une tension U positive. A cette tension de
 30 sortie U positive, correspond d'après la formule (1) une tension d'entrée e telle que $e > -(v_o + 2\rho i_o)$.

L'amplificateur 1 peut également être un amplificateur du type push-pull permettant de faire circuler dans la résistance de charge 5 un courant bidirectionnel et établissant sur la borne de sortie

4 une tension positive ou négative selon que la tension d'entrée est supérieure ou inférieure à $-(v_o + 2pi_o)$. La figure 3 montre à titre d'exemple comment peut être réalisé un circuit d'amplification bidirectionnel conforme à l'invention. Les éléments identiques à ceux de la figure 1 sont désignés par les mêmes références.

Sur la figure 3, l'amplificateur 1 comporte le transistor composite Q_1 déjà décrit et dont le collecteur est connecté directement à la borne d'alimentation positive. Il comporte en outre le transistor composite Q_2 formé par les deux transistors pnp 20 et 21 montés selon le montage de Darlington. La base du transistor 20 est reliée à la borne d'entrée 8 de l'amplificateur 1. L'émetteur du transistor 21 est relié à la borne de sortie 4 à basse impédance et son collecteur est relié à la borne négative d'une source d'alimentation non représentée, dont la borne positive est à la masse. En outre, entre la borne 4 et la borne d'entrée 12 du miroir de courant 11 est inséré un circuit 22 formé de trois diodes en série. Ce circuit 22 qui est traversé par le courant constant i_o apparaissant sur la borne 12 du miroir de courant, produit une chute de tension constante u_o . On expliquera plus loin l'utilité de ce circuit 22. On établit aisément la relation entre la tension d'entrée e et la tension de sortie U sur la borne 4, soit :

$$U = e + (u_o + v_o + 2pi_o) \quad (5)$$

Lorsque la tension d'entrée e est telle que $e > -(u_o + v_o + 2pi_o)$, le transistor Q_2 est bloqué, le transistor Q_1 fournit à travers la résistance de charge 5 un courant J^+ dans le sens indiqué par la flèche en trait continu et la tension de sortie U est positive. Lorsque $e < -(u_o + v_o + 2pi_o)$, le transistor Q_1 est bloqué, le transistor Q_2 fournit à travers la résistance 5 un courant J^- dans le sens indiqué par la flèche en trait pointillé et la tension de sortie U est négative. On peut noter que le circuit 22 procurant une chute de tension constante u_o n'est pas nécessaire lorsque c'est le transistor composite Q_1 qui est conducteur. Mais il est prévu pour assurer une polarisation correcte du transistor composite Q_2 , quand celui-ci est conducteur. En effet, dans ce cas, sur le trajet entre les bornes 4 et 13 via la borne 10 on trouve une tension résultant de la somme des tensions de diode base-émetteur des transistors 21 et 20 et de la tension collecteur-émetteur du transistor 16 ; le circuit 22 permet d'obtenir dans le trajet entre

les bornes 4 et 13 via la borne 12 une tension $v_o + u_o$ égale à la tension totale dans l'autre trajet. Finalement, avec le circuit d'amplification bidirectionnel de la figure 3, on obtient les mêmes propriétés que le circuit de la figure 1, avec une différence entre les tensions d'entrée et de sortie, augmentée de la tension constante u_o procurée par le circuit 22.

Le schéma de la figure 4 illustre un autre moyen d'assurer une polarisation correcte du transistor Q_2 lorsque celui-ci est conducteur, en évitant d'augmenter la différence entre les tensions d'entrée et de sortie du circuit d'amplification. Les éléments ayant la même fonction sur les figures 3 et 4 sont munis des mêmes références.

Sur la figure 4 le circuit 11 à fonction de miroir de courant est lui-même formé par deux miroirs de courant 30 et 31. Le miroir de courant 30 est formé par le transistor 32 et le transistor 33 monté en diode, ces deux transistors npn étant montés entre eux et avec les bornes 34, 35, 36, comme l'indique la figure. Sur la borne de sortie 34 reliée à la borne 10 apparaît le courant constant i_o fourni par le générateur 9. Sur la borne d'entrée 35 apparaît le courant i_o et sur la borne de somme 36 reliée à la masse apparaît le courant $2i_o$. Le miroir de courant 31 est formé par le transistor 37 et le transistor 38 monté en diode, ces deux transistors pnp étant montés entre eux et avec les bornes 39, 40 et 41 comme l'indique la figure. Sur la borne de sortie 39 reliée à la borne 35 du miroir de courant 30 apparaît le courant constant i_o . Sur la borne de sortie 40 apparaît le courant i_o . Cette borne 40 reliée à la borne 13 du circuit 11, est connectée au générateur 14 de la tension d'entrée e via la résistance 15 de valeur ohmique ρ . Enfin sur la borne somme 41 apparaît le courant $2i_o$. Cette borne 41 reliée à la borne 12 est connectée directement à la sortie basse impédance 4 de l'amplificateur 1.

Grâce au circuit 11 ainsi constitué et ainsi connecté, on évite que la tension supplémentaire nécessaire à la polarisation correcte du transistor composite Q_2 , ne soit insérée entre les bornes 12 et 4 et ne vienne augmenter la différence entre les tensions d'entrée et de sortie du circuit d'amplification. Lorsque le transistor Q_2 est conducteur on voit en effet que dans le trajet entre la borne 4 et la masse (borne 36) via la borne 10 on trouve une tension résultant de la somme des tensions de diode base-émetteur des transistors 20 et 21 et de la

tension collecteur émetteur du transistor 32, laquelle peut descendre à des valeurs aussi basses que 800 à 900 mV sans que le miroir de courant 30 ne cesse de fonctionner linéairement. Par contre, entre la borne 4 et la borne 13 servant de borne d'entrée du circuit d'amplification, on ne
 05 trouve que la chute de tension constante v_o procurée par la circulation du courant i_o dans la diode base-émetteur du transistor 38. Il est donc clair que la relation entre la tension de sortie U et la tension d'entrée e est donnée par la formule (1). La différence entre ces deux tensions a la valeur réduite $v_o + \rho i_o$.

10 Sur les schémas des figures 3 et 4 les deux transistors composites Q_1 et Q_2 de l'amplificateur 1 fonctionnent en classe B. Afin d'éviter des distorsions pour des signaux d'entrée e faibles, on peut aussi faire travailler ces deux transistors Q_1 et Q_2 en classe AB selon un montage connu, tel que celui représenté à la figure 5. Au lieu que
 15 les bases des transistors 2 (Q_1) et 20 (Q_2) soient connectées directement, elles sont connectées aux bornes d'une résistance 45 insérée entre le générateur 9 et la borne 10, et parcourue par le courant i_o . Aucun autre changement n'est à apporter au circuit d'amplification de l'invention. On pourrait utiliser aussi, au lieu d'une résistance 45, des diodes
 20 des connectées en série.

La figure 6 montre à titre d'exemple un moyen de supprimer le terme v_o dans la tension de différence entre les tensions d'entrée et de sortie du circuit d'amplification de l'invention. Ce moyen est appliqué au circuit d'amplification unidirectionnel de la figure 1. Les
 25 éléments des figures 1 et 6 ayant les mêmes fonctions sont munis des mêmes références. La différence avec le schéma de la figure 1 porte sur le moyen d'appliquer la tension d'entrée e au circuit d'amplification. Sur la figure 6, la borne 13 du circuit miroir de courant 11 est reliée d'une part à un générateur de courant 50 engendrant un courant $3i_o$ dans le sens
 30 indiqué et d'autre part à l'émetteur d'un transistor npn 51 dont le collecteur est relié à la borne positive de la source d'alimentation dont la borne négative est à la masse. La tension d'entrée e provenant du générateur 14 est appliquée à la base du transistor 51 via la résistance 15. Comme sur la borne 13 il apparaît toujours un courant $2i_o$, il est
 35 clair que sur l'émetteur du transistor 51 apparaît le courant constant i_o et qu'entre l'émetteur et la base de ce transistor apparaît la tension $-v_o$. Si l'on appelle i'_o le courant de base du transistor 51, on

voit facilement d'après la figure que l'on peut écrire :

$$U = e - \rho i'_0 + v_0 - v_0$$

soit
$$U = e - \rho i'_0$$

La différence entre les tensions d'entrée et de sortie se trouve donc
 05 réduite au terme $\rho i'_0$, qui peut être très faible puisque i'_0 est le courant de base d'un transistor dont le courant d'émetteur i_0 peut être faible.

Le moyen que l'on vient de décrire à la figure 6 pour un circuit d'amplification unidirectionnel peut être utilisé également pour
 10 un circuit d'amplification bidirectionnel en vue de réduire au terme $\rho i'_0$ la différence entre les tensions d'entrée et de sortie. Dans le cas du circuit d'amplification de la figure 4, il suffit de connecter sur la borne 13 du circuit 11, les mêmes éléments que sur la figure 6. Dans le cas du circuit d'amplification de la figure 3, on doit connecter sur la
 15 borne 13 tous les éléments de la figure 6, avec en plus, entre l'émetteur du transistor 51 et la borne 13, un circuit à diodes parcouru par le courant i_0 et produisant la même chute de tension u_0 que celle produite par le circuit 22.

REVENDEICATIONS :

1. Circuit d'amplification muni d'un amplificateur ayant une sortie à basse impédance couplée à une impédance de charge, caracté-
05 risé en ce qu'il comporte un générateur de courant constant dont la sor-
tie est couplée à l'entrée dudit amplificateur et à une borne de sortie
d'un circuit à fonction de miroir de courant ayant une deuxième borne
couplée à ladite sortie basse impédance et une troisième borne couplée
au circuit du signal à amplifier, le signal amplifié étant disponible à
une sortie dudit amplificateur.
- 10 2. Circuit d'amplification selon la revendication 1, carac-
térisé en ce que ladite deuxième borne est la borne d'entrée du circuit
à fonction de miroir de courant sur laquelle apparaît un courant propor-
tionnel au courant sur la borne de sortie et ladite troisième borne est
la borne somme du circuit à fonction de miroir de courant, sur laquelle
15 apparaît la somme des courants sur la borne d'entrée et sur la borne de
sortie.
3. Circuit d'amplification selon l'une des revendications 1
ou 2, caractérisé en ce que ledit amplificateur est constitué par un
transistor composite dont la base est connectée à la sortie dudit géné-
20 rateur de courant constant et dont l'émetteur constitue ladite sortie
basse impédance.
4. Circuit d'amplification selon la revendication 1 ou 2,
caractérisé en ce que ledit amplificateur est du type push-pull ayant
une sortie à basse impédance connectée à l'impédance de charge pour y
25 faire circuler un courant bidirectionnel.
5. Circuit d'amplification selon la revendication 4, carac-
térisé en ce que ledit amplificateur push-pull est constitué par deux
transistors composites de types complémentaires dont les bases sont con-
nectées entre la sortie du générateur de courant constant et la borne de
30 sortie du circuit à fonction de miroir de courant et dont les émetteurs
sont interconnectés et reliés à l'impédance de charge.
6. Circuit d'amplification selon l'une des revendications
4 ou 5, caractérisé en ce que la borne de sortie à basse impédance de
l'amplificateur est connectée à la deuxième borne du circuit à fonction
35 de miroir de courant par l'intermédiaire d'un circuit qui, traversé par
le courant constant apparaissant sur ladite deuxième borne, produit une
chute de tension déterminée.

7. Circuit d'amplification selon l'une des revendications 4 ou 5, caractérisé en ce que le circuit à fonction de miroir de courant est composé de deux miroirs de courant de types complémentaires, la borne d'entrée du premier miroir de courant étant reliée à la borne de sortie du deuxième miroir de courant, ledit circuit à fonction de miroir de courant ayant sa borne de sortie formée par la borne de sortie du premier miroir de courant, sa deuxième borne formée par la borne somme du deuxième miroir de courant et sa troisième borne formée par la borne d'entrée du deuxième miroir de courant.
- 10 8. Circuit d'amplification selon l'une des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que la troisième borne du circuit à fonction de miroir de courant est couplée à l'émetteur d'un transistor à la base duquel est connecté le circuit du signal à amplifier, ladite troisième borne étant connectée à la sortie d'un deuxième générateur de courant constant.
- 15 9. Circuit d'amplification selon la revendication 8, caractérisé en ce que, entre la troisième borne du circuit à fonction de miroir de courant et l'émetteur dudit transistor, est inséré un circuit produisant une chute de tension en réponse au courant le traversant.
- 20 10. Circuit d'amplification selon la revendication 8 ou 9, caractérisé en ce que le courant fourni par ledit deuxième générateur de courant constant est réglé de telle façon que la chute de tension entre la base dudit transistor et ladite troisième borne soit pratiquement égale à la chute de tension entre la sortie à basse impédance de l'amplificateur et ladite troisième borne.
- 25 11. Circuit d'amplification selon l'une des revendications 1 à 10, utilisant comme signal d'entrée une tension, caractérisé en ce que le signal de sortie est la tension aux bornes de l'impédance de charge ou le courant apparaissant sur une sortie à haute impédance de l'amplificateur.
- 30 12. Circuit d'amplification selon l'une des revendications 1 à 10, utilisant comme signal d'entrée un courant, caractérisé en ce que ledit courant d'entrée est appliqué sur la borne intermédiaire d'un circuit diviseur de tension qui est connecté à la troisième borne du circuit à fonction de miroir de courant, le signal de sortie étant la tension aux bornes de l'impédance de charge ou le courant apparaissant sur une sortie à haute impédance de l'amplificateur.

2/4

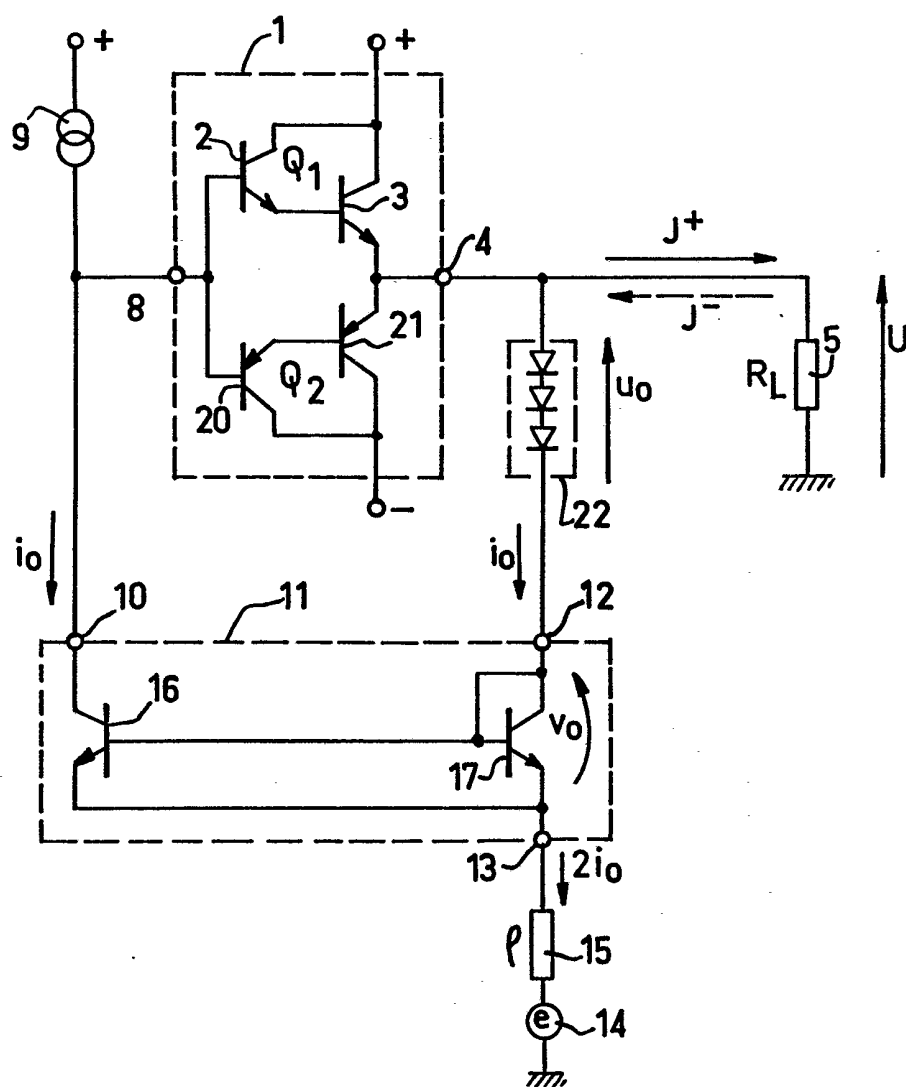


FIG.3

3/4

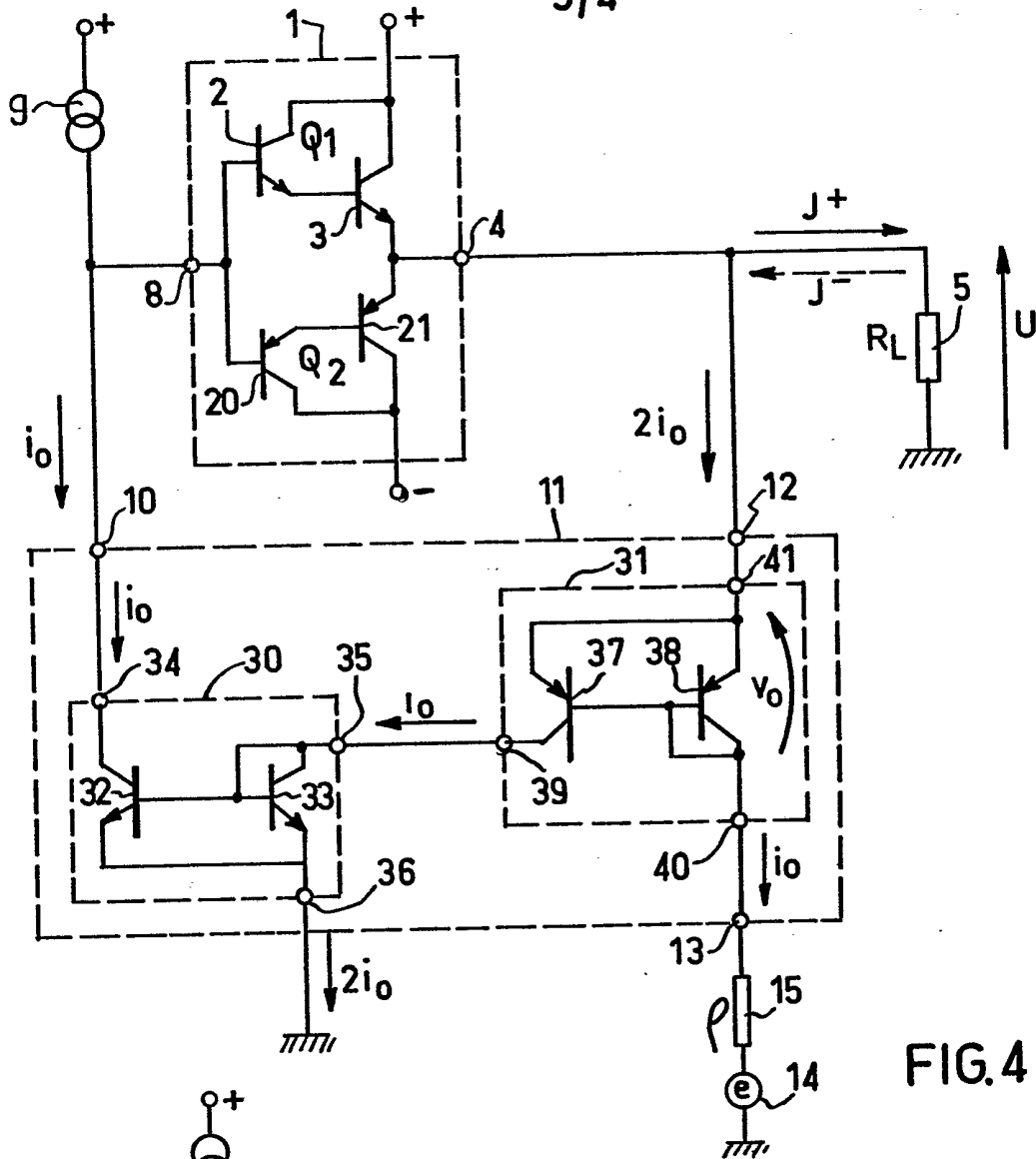


FIG. 4

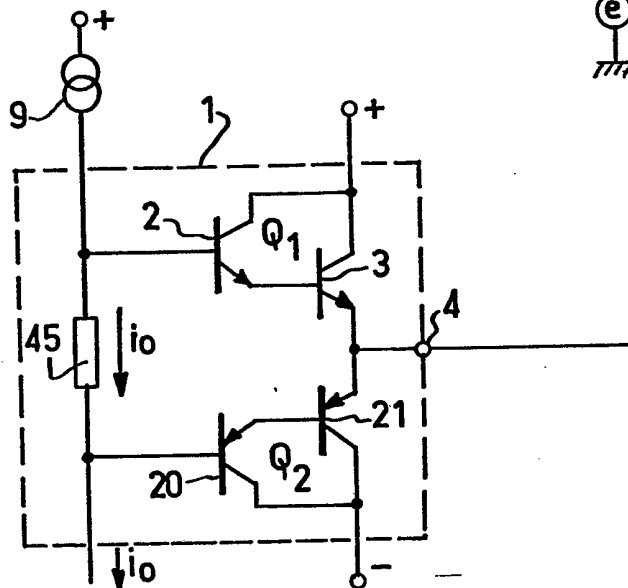


FIG. 5

4/4

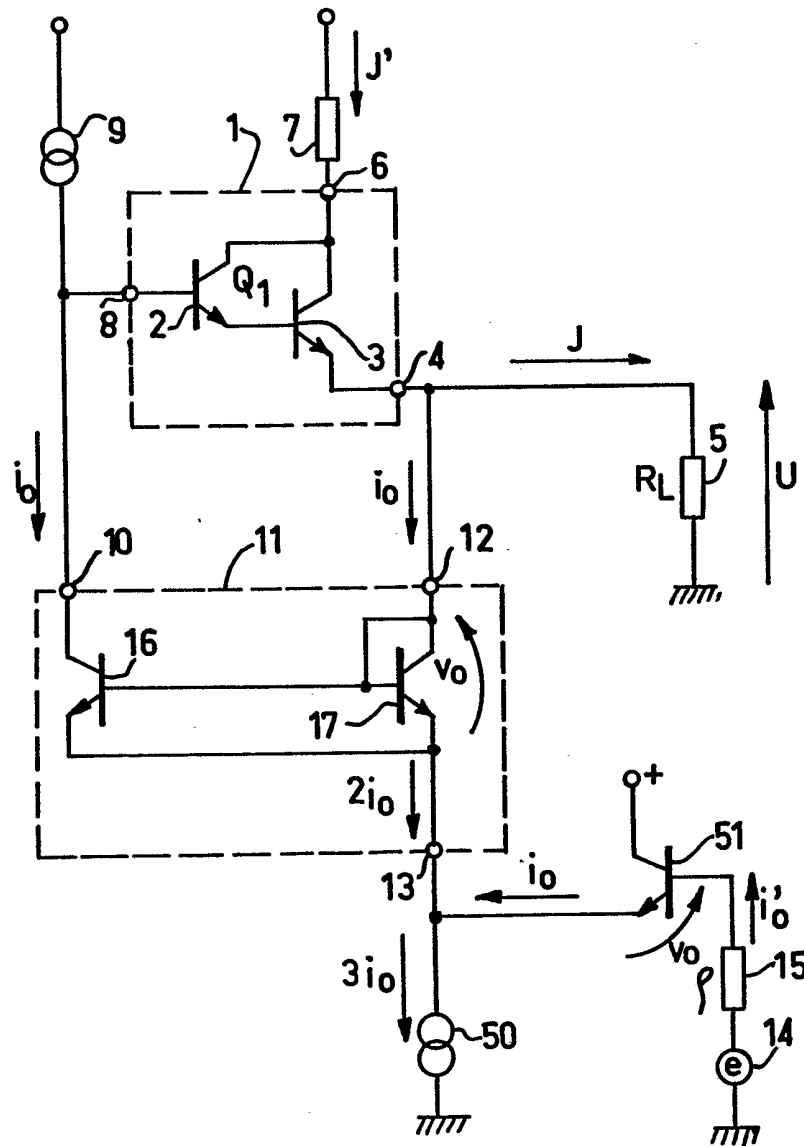


FIG.6