RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication : **2 473 232**
(A n'utiliser que pour les commandes de reproduction).

A1

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

(21) **N° 80 27388**

(54) **Amplificateur de puissance efficace à tensions d'alimentation décalées.**

(51) Classification internationale (Int. Cl. ³). H 03 F 3/21.

(22) Date de dépôt ..... 17 décembre 1980.
(33) (32) (31) Priorité revendiquée : *EUA, 20 décembre 1979, n° 106,075.*

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande ..... B.O.P.I. — « Listes » n° 28 du 10-7-1981.

(71) Déposant : Société dite : TEKTRONIX, INC., résidant aux EUA.

(72) Invention de : Richard Allen Sunderland.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Jean Maisonnier, ingénieur-conseil,
28, rue Servient, 69003 Lyon.

L'invention a trait aux circuits amplificateurs de puissance, et plus particulièrement à un amplificateur linéaire qui permet de réduire au minimum les pertes de puissance dans ses dispositifs de sortie. Bien que conçue à l'origine pour rechercher la formule optimale de commande d'une charge inductive, à savoir une bobine de déviation inductive, la présente invention permet de réaliser un amplificateur opérationnel à puissance efficace qui convient pour commander des charges soit résistives, soit réactives.

Il est bien connu dans l'art que la source d'alimentation en courant d'un amplificateur qui commande directement une charge doit avoir une tension d'alimentation au moins légèrement supérieure à la tension maximale de sortie requise pour cette charge. La différence entre la tension d'alimentation et la tension momentanée de charge se mesure aux bornes des dispositifs de sortie de l'amplificateur. Attendu que le courant de charge circule également à travers les dispositifs de sortie, il existe une perte appréciable de puissance à travers ces dispositifs. Si, dans un premier cas, le courant d'alimentation est sensiblement égal au courant de charge, l'efficacité de l'amplificateur, pendant la commande d'une charge résistive, est fournie par la formule suivante:

$$\text{Efficacité} = \frac{\text{Puissance dépensée par la résistance de charge}}{\text{Puissance fournie par la source d'alimentation}} = \frac{V_{ch}}{V_{al}}$$

D'après la relation ci-dessus, il est clair que l'efficacité augmente à mesure que la charge, ou la sortie, se rapproche de la tension d'alimentation. Toutefois, dans la plupart des applications d'amplificateurs, la tension de charge varie et habituellement elle est inférieure au maximum. Par conséquent, l'efficacité subit également cet inconvénient dans la plupart des cas. La technique classique d'utilisation d'un amplificateur de la classe A, excité par une tension d'alimentation suffisamment élevée pour pouvoir accepter la plus haute tension à laquelle on peut s'attendre, prouve l'exactitude de cette caractéristique.

Il a été reconnu dans l'art antérieur que, pour qu'un amplificateur puisse commander efficacement une charge aussi bien aux tensions élevées qu'aux tensions relativement basses, cet amplificateur doit être capable de fournir du courant de charge en provenance d'une source de tension relativement basse pour de faibles tensions de sortie, et en provenance d'une source de tension relativement élevée pour des tensions de sortie plus élevées. Cela réduit la chute de tension à travers les dispositifs

de sortie de l'amplificateur, et par conséquent améliore l'efficacité de celui-ci. Les solutions techniques proposées par l'art antérieur dans le domaine du fonctionnement avec des sources multiples d'alimentation comportent des circuits analogues à ceux représentés sur la Figure 1 du dessin annexé. Ces circuits utilisent des dispositifs à sorties multiples branchés de telle sorte que leurs entrées soient effectivement en parallèle, bien que le courant de charge les traverse en série. Par exemple, le courant de charge circule seulement à travers un dispositif de sortie à partir de la source d'énergie V_1 lorsque $V_{out} < V_1$, à travers deux dispositifs de sortie à partir de la source d'énergie V_2 lorsque $V_{out} > V_1$, et ainsi de suite. Lorsque ces circuits fonctionnent à partir d'une source de courant supérieure à la plus faible, la valeur du courant d'entrée de ces amplificateurs doit d'une manière caractéristique augmenter dans la proportion quantique nécessaire pour supporter la conduction d'un dispositif de sortie supplémentaire. Un accroissement quantique ultérieur doit se produire lorsqu'on opère à partir d'une troisième source d'alimentation dont la tension est supérieure à celle de la seconde source, et ainsi de suite. Chaque accroissement du courant d'entrée se traduit par de plus fortes demandes sur le circuit qui commande les dispositifs de sortie et peut déterminer une déformation du signal de sortie pendant le passage d'une source d'alimentation à une autre.

Pour obtenir un meilleur rendement de puissance, la présente invention fait fonctionner ses dispositifs de sortie, qui alimentent la charge, à partir de plusieurs alimentations qui fournissent des tensions différentes, de telle sorte que chaque dispositif de sortie soit constamment alimenté de façon à opérer à son débit maximal. En outre, la présente invention permet de diminuer la variation de son gain de courant selon celle parmi ses sources d'alimentation qui fournit le courant de charge, en comparaison des circuits de l'art antérieur.

La présente invention utilise plusieurs étages de sortie à charge d'émetteur effectivement parallèles, ayant chacun une tension d'alimentation différente, ainsi que des circuits de commande pour commuter le courant d'autorisation d'un étage à charge d'émetteur à un autre. Les circuits de commande donnent la certitude que c'est l'alimentation utilisable la plus basse qui fournit le courant de sortie.

Pour réduire au minimum la distorsion que pourrait déterminer la commutation d'un étage de sortie à un autre, la présente invention permet

de réaliser cette commutation sans à-coup en la répartissant sur une gamme acceptable de tensions de sortie. En passant par une gamme de transition, l'étage de sortie qui fournissait initialement la totalité du courant de charge diminue sa "part" de charge, et cela graduellement de 100% à zéro, à mesure que la part de tension maximale de l'étage de sortie suivant augmente, en passant de zéro à 100%.

Un étage classique de gain précède l'étage de sortie et présente une excursion de tension de commande qui est égale à celle de l'ensemble de l'amplificateur.

Par conséquent, l'un des buts de la présente invention consiste à prévoir un circuit amplificateur de puissance qui possède un degré élevé d'efficacité ou de rendement.

Un autre but de la présente invention consiste à prévoir un étage de sortie d'amplificateur dont le gain de courant présente le minimum de variation selon celle parmi ses alimentations de puissance qui fournit le courant de charge.

Par ailleurs, la présente invention a pour but de prévoir un étage de sortie d'amplificateur qui possède un gain très élevé de courant.

De plus, la présente invention a pour but de prévoir un amplificateur opérationnel de puissance, du type universel et à puissance efficace, qui possède une grande largeur de bande à puissance maximale et ne nécessite aucune compensation de fréquence pour obtenir un fonctionnement stable dans la plupart des applications pratiques.

Différents avantages et caractéristiques de la présente invention ressortiront plus clairement au cours de la description qui suit, faite avec référence au dessin annexé, sur lequel :

La FIGURE 1 est un schéma de circuit relatif à l'art antérieur;

La FIGURE 2 est un schéma de circuit de sortie d'amplificateur de base qui utilise la présente invention;

La FIGURE 3 est un diagramme relatif au courant d'entrée dans le circuit de la Figure 1;

La FIGURE 4 est un diagramme relatif au courant d'entrée dans le circuit de la Figure 2;

La FIGURE 5 montre une variante de réalisation de la présente invention;

La FIGURE 6 montre les circuits de commande que l'on peut utiliser pour remplacer le commutateur 25 des Figures 2 et 5;

La FIGURE 7 est un autre diagramme indiquant la tension obtenue en différents points du circuit de la Figure 6;

La FIGURE 8 est un schéma d'amplificateur push-pull utilisant la présente invention, et

La FIGURE 9 est un schéma complet d'amplificateur opérationnel utilisant la présente invention.

La présente invention utilise des dispositifs de sortie qui sont effectivement en parallèle et sélectivement autorisés, de manière que ce soit la source de puissance utilisable la plus basse qui fournisse le courant de charge. Cela a pour effet de réduire au minimum le gain de courant déterminé par un fonctionnement effectué à partir de plusieurs sources de courant d'alimentation. La Figure 2 montre un circuit de base conforme à la présente invention. Des transistors à charge d'émetteur 30 et 35 sont effectivement reliés en parallèle et leur sortie commune peut suivre l'entrée seulement lorsque la base de l'un d'eux reçoit du courant en provenance de la résistance 20.

Le signal d'entrée v_{in} est appliqué à la base du transistor 35 en passant par la diode 10 et à la base du transistor 30 en passant par la diode 15. Les bases de ces transistors 30 et 35 sont reliées de façon commutable à la source de courant d'alimentation V_ϕ, qui est une source de courant non reliée à la masse, en passant par ladite résistance 20. Le commutateur 25 fournira du courant d'alimentation seulement à la base du transistor 35 pour des tensions de sortie inférieures à celle de la source d'alimentation V_1 (dans une mesure fixe) et seulement à la base du transistor 30 pour des tensions de sortie supérieures. L'émetteur du transistor 30 est relié à l'émetteur du transistor 35. Cette jonction est reliée au côté négatif de la source d'alimentation V_ϕ ainsi qu'à une borne de la résistance de charge 40. Le collecteur du transistor 30 est relié au côté positif de la source d'alimentation V_2 tandis que le collecteur du transistor 35 est relié à travers une diode 45 au côté positif de la source d'alimentation V_1. La tension de sortie de la source d'alimentation V_2 est plus élevée que la tension de sortie de la source d'alimentation V_1. Les côtés négatifs de V_1 et V_2 et une borne de la résistance de charge 40 sont reliés à l'entrée afin de compléter le circuit.

Pour pouvoir mieux comprendre le fonctionnement du circuit de la Figure 2, on supposera que la tension d'entrée v_{in} est telle que le commutateur 25 fournit du courant à la base du transistor 35, comme indiqué

en i_1. Ce courant a pour effet d'augmenter la tension à la base du transistor 35 au-dessus de la valeur v_{in} dans une mesure égale à la chute de tension qui se produit aux bornes de la diode 10. La source de tension v_{in} doit être à même d'évacuer le courant qui circule à travers la diode 10. La tension à l'émetteur du transistor 35, c'est-à-dire v_{out}, sera inférieure à la tension obtenue à sa base, dans une mesure égale à sa tension (dans le sens conducteur) mesurée à la jonction base-émetteur de ce transistor. Ces deux décalages de tension s'annulent, de telle sorte que v_{out} est très proche d'égaler v_{in}. La tension de sortie suit v_{in} et le courant de charge, provenant de la source d'alimentation V_1, traverse la diode 45 aussi longtemps que i_1 est présent. Lorsque v_{out} est supérieur au seuil précité du commutateur 25, i_1 devient nul et i_2 circule vers la base du transistor 30. Dans ces conditions, la diode 15 et le transistor 30 se comportent d'une manière semblable à celle décrite pour la diode 10 et le transistor 35. La diode 45 prend une polarité inverse, de telle sorte que la tension du transistor 35 peut être élevée à une valeur supérieure à celle de la source d'alimentation V_1. Attendu que les courants i_1 et i_2 sont fournis par V_ϕ au lieu de V_1 ou V_2, ils sont indépendants de la tension de sortie V_{out}. Par conséquent, l'amplificateur peut accepter une tension de sortie de n'importe quelle source d'alimentation jusqu'à une chute par saturation au-dessous de cette tension d'alimentation. Pour obtenir une tension maximale de sortie, la résistance 20 et la tension de sortie de la source d'alimentation de puissance V_ϕ doivent être choisies de façon à fournir suffisamment de courant pour saturer le transistor 30.

On peut constater d'après la Figure 2 que seul le transistor 30 doit être mis en condition d'autorisation à fournir du courant de charge en provenance de la source V_2 et que seul le transistor 35 doit être mis en condition d'autorisation à fournir du courant de charge en provenance de la source d'alimentation V_1. Toutefois, dans le circuit selon l'art antérieur que montre la Figure 1 les deux transistors doivent recevoir du courant de base pour fournir du courant de charge en provenance de l'alimentation V_2, alors que seul le transistor 4 exige du courant de base pour fournir du courant de charge provenant de la source d'alimentation V_1.

L'on se réfèrera maintenant à la Figure 3 qui montre le courant d'entrée pour le circuit selon l'art antérieur que montre la Figure 1 en fonction de la tension de sortie dans une résistance, c'est-à-dire le courant de sortie.

La ligne 110 indique les conditions qui résultent lorsque β, ou le gain de courant, du transistor 2 est égal à la moitié de β du transistor 4; la ligne 120 montre les conditions qui résultent lorsque les deux β sont égaux, et enfin la ligne 130 montre les conditions qui résultent lorsque le β du transistor 2 est égal à deux fois le β du transistor 4. La Figure 4 montre en revanche les mêmes conditions mais dans le cas de la présente invention, où le transistor 30 correspond au transistor 2 et le transistor 35 au transistor 4. On peut constater que, dans le cas où les deux β sont égaux, il n'y a pas de discontinuité dans le courant d'entrée. A moins d'utiliser des composants adaptés les uns aux autres, les transistors auront des valeurs de β différentes et des discontinuités se produiront dans l'un et l'autre de ces circuits. Cependant, la discontinuité du circuit de la Figure 2 ne sera pas plus mauvaise, et elle sera normalement moins abrupte, que celle du circuit de l'art antérieur que montre la Figure 1, si l'on utilise le même type de transistors dans les deux cas.

Un second mode de réalisation de la présente invention est représenté sur la Figure 5. Les spécialistes dans l'art pourront constater que ce circuit a un gain de courant sensiblement supérieur à celui de la Figure 2. Du fait que le premier follower comprenant les transistors 215 et 220 et le second follower comprenant les transistors 205 et 210 sont branchés selon le système Darlington, dont la caractéristique est que le gain de courant dans ce système est égal au produit des gains de courant des transistors individuels, i_1 et i_2 peuvent être réduits considérablement. En outre, le transistor 200 contribue à réduire davantage le courant de sortie de l'amplificateur par un facteur égal à son gain de courant.

Un diagramme du courant d'entrée que l'on pourrait obtenir pour le mode de réalisation de la Figure 5 serait semblable à celui de la Figure 4, attendu que le fonctionnement fondamental des modes de réalisation des Figures 2 et 5 est le même.

Les sources d'alimentation $-V_\phi$ et V_ϕ sont des sources non-groupées qui se rapportent à la connexion de sortie. En raison de cette connexion, la tension base-collecteur du transistor 200 ne change que très modérément par rapport à la totalité de la gamme de changement. Ainsi, il faut très peu de courant de base du transistor 200 pour charger sa capacité collecteur-base (multipliée par l'effet Miller bien connu), ce qui a pour résultat de réduire au minimum la capacité relevée à l'entrée de l'amplificateur. Cette réduction de la capacité d'entrée augmente singulièrement

la vitesse et la fréquence de réponse de l'ensemble de l'amplificateur par rapport à celle d'un amplificateur identique à celui de la Figure 5, sauf que le collecteur du transistor 200 est relié à la masse au lieu d'être branché sur $-V_\phi$.

L'allure brusque des discontinuités que montre le diagramme de la Figure 4 peut être réduite en remplaçant le commutateur 25 d'autorisation du courant (Figures 2 et 5) par un circuit conçu pour répartir le courant d'autorisation entre i_1 et i_2 d'une façon directement proportionnelle à la tension de sortie sur une faible gamme de tensions. Un tel circuit est illustré dans l'amplificateur 250 de la Figure 6, et sera désigné ci-après par l'expression "circuit de commande". Les blocs désignés par les inscriptions : "1er Follower" et "2^{me} Follower" contiennent des éléments de circuit que l'on trouve, désignés par les mêmes références, dans les rectangles en traits interrompus de la Figure 5. Le signal d'entrée est introduit dans le circuit par la base du transistor NPN 200 qui agit en tant que tampon. L'émetteur de ce transistor 200 est relié à l'entrée du premier étage follower à la connexion A en passant par la diode 201 et à la partie correspondante du second follower à travers la diode 214. L'émetteur du transistor PNP 206, désigné par la connexion B de la Figure 6, est relié à la base du transistor 206 en passant par la résistance 217. La connexion B est reliée à la connexion A par l'intermédiaire d'une résistance 209 et d'une diode 207, et aussi à une source d'alimentation V_ϕ à travers une résistance 211. Le collecteur du transistor 206 est relié à l'entrée du second étage à charge d'émetteur. Le collecteur du transistor 206 est relié à l'entrée du second étage à charge d'émetteur. La base du transistor 206 est reliée au collecteur du transistor NPN 204 par une diode 214. La base de ce transistor 204 est reliée à la source d'alimentation V_1. Les collecteurs du premier follower émetteur sont reliés à la source d'alimentation V_1 à travers une diode 212.

Le circuit de commande représenté Figure 6 fonctionne de manière à commuter le courant d'autorisation d'un étage à charge d'émetteur au suivant, selon l'amplitude de la tension de sortie. Cette transition ou variation est répartie sur une gamme de tensions de sortie. Pendant que la tension de sortie passe par une gamme de variations, l'étage à charge d'émetteur qui supportait initialement la totalité du courant de charge réduit graduellement sa part de charge de 100% à zéro, pendant que la part de l'étage à charge d'émetteur suivant passe de zéro à 100%.

La Figure 7 montre le diagramme des tensions relevées aux points de connexion respectivement A et B du circuit de la Figure 6 en fonction de la tension d'entrée. Le fonctionnement du circuit de commande peut être mis en corrélation avec différentes gammes de tensions de sortie, désignées de 1 à 5 sur cette Figure 7. Une tension de sortie ayant la pente indiquée sur la Figure 7 détermine les conditions de circuit exposées ci-après à mesure que la tension parcourt ces gammes de tensions.

Gamme de tensions de sortie 1

Cette gamme comprend les tensions de sortie comprises entre zéro et la tension de sortie pour laquelle la tension mesurée à la connexion B est juste suffisante pour rendre la diode 213 conductrice. En pratique, cette tension est sensiblement égale à la tension de sortie V_1 de l'alimentation (à condition que le transistor 204 et la diode 213 soient tous deux soit au germanium, soit au silicium). Avant que la diode 213 soit rendue conductrice, la connexion B est davantage positive que la connexion de sortie, et cela d'une quantité fixe égale à la chute de tension produite aux bornes de la résistance 209, plus la chute de tension produite aux bornes de la diode 207, plus encore la somme des tensions de la jonction base-émetteur des transistors 215 et 220.

Par conséquent, les conditions suivantes existent dans cette gamme : $V_B = V_{out}$ + la tension fixe définie ci-dessus; la diode 213 est polarisée à l'envers; le transistor 206 est coupé; et le transistor 204 est saturé. Par conséquent, $i_2 = 0$, $i_1 > 0$ et seul le premier émetteur follower est mis en condition de fonctionner. Ainsi, le courant de charge ne provient que de la source d'alimentation V_1.

Gamme de tensions de sortie 2

L'étendue de cette gamme est égale à celle des tensions de la connexion base-émetteur du transistor 206.

Lorsque la diode 213 est excitée, le courant circule à travers la résistance 217 et affecte la tension à la connexion B. Attendu que le rôle de cette résistance 217 consiste à maintenir le transistor 206 hors-circuit pendant que la diode 213 l'est également, sa valeur de résistance peut être prévue à un niveau sensiblement plus élevé que celui de la résistance 211, de manière que l'effet produit sur la connexion B soit négligeable.

Dans cette gamme de tensions on observe les conditions suivantes: $V_B = V_{out}$ + la tension fixe décrite au sujet de la gamme 1; la diode 213

est sous tension; le transistor 204 est saturé, et la tension aux bornes de la résistance 217 s'est élevée pour passer de zéro à la tension de la connexion base-émetteur du transistor 206. Sur toute cette gamme le transistor 206 reste coupé, i_2 est à la valeur zéro, et seul le premier émetteur follower est autorisé à fonctionner. Ainsi, c'est toujours la source d'alimentation V_1 qui fournit la totalité du courant de charge.

Gamme de tensions de sortie 3

C'est dans cette gamme que la commutation se produit entre une source d'alimentation et l'autre. L'étendue de cette gamme est égale à environ la chute de tension sensiblement fixe qui se produit aux bornes de la résistance 209 dont il est fait état dans l'examem des deux gammes précédentes.

Dans cette gamme 3, on constate qu'il existe les conditions suivantes ; V_B est fixé, par l'état conducteur du transistor 206, à sensiblement une chute de diode au-dessus de la tension de sortie de la source d'alimentation V_1; le transistor 204 est saturé, et la tension aux bornes de la résistance 209 et par conséquent i_1 diminuent jusqu'à approcher sensiblement la valeur zéro à mesure qu'augmente la tension de sortie. A l'exception du courant fixe qui traverse la diode 213, le courant qui s'éloigne de la connexion B se répartit entre i_1 et i_2. Par conséquent, à mesure que la tension aux bornes de la résistance 209 décroît, i_1 diminue et i_2 augmente proportionnellement. Le premier émetteur follower est ainsi graduellement mis hors-circuit, pendant que le second émetteur follower est graduellement mis en circuit. L'alimentation en courant de charge est assurée par les deux sources en proportions variables.

Attendu que, dans cette gamme, la tension mesurée à la connexion B reste fixe, tandis que la tension de sortie augmente, la tension aux bornes de la résistance 211 et le courant (intensité) dans celle-ci augmentent également. Si la somme de $i_1 + i_2$ n'est pas constante, le courant d'émetteur du transistor 200 ne le sera pas non plus. Ainsi, les exigences d'entrée de l'étage de sortie de l'amplificateur varieront d'une gamme de tensions à l'autre. Pour contraindre la somme de $i_1 + i_2$ à rester constante, on peut choisir le courant d'émetteur du transistor 204 de façon qu'il soit égal à l'accroissement précité du courant dans la résistance 211. Aussi longtemps que la somme $i_1 + i_2$ est maintenue constante, des fluctuations dans le courant d'entrée seront dues à une inadaptation des gains de courant des transistors dans les premier et second étages

follower, et/ou à des variations dans le courant de charge.

Gamme de tensions de sortie 4

La limite supérieure de cette gamme se vérifie lorsque le transistor 206 devient saturé.

Les conditions ci-après se réalisent dans cette gamme : V_B est fixé au même niveau que dans la Gamme 3; la tension aux bornes de la résistance 227 (Figure 5) chute entre la tension base-émetteur du transistor 220 et une valeur proche de zéro; le transistor 204 est saturé; la diode 213 est conductrice, et le transistor 206 est actif. Le courant i_1 reste proche de zéro de telle sorte que seul le second émetteur follower est mis en circuit et la source d'alimentation V_2 fournit la totalité du courant de charge.

Gamme de tensions de sortie 5

Dans cette gamme, on constate les conditions suivantes : la diode 213 est conductrice; le transistor 204 est actif et le transistor 206 est saturé. Par conséquent, le second émetteur follower est toujours autorisé. La diode 212 permet au premier étage follower de fonctionner au-dessus de la tension de sortie de la source d'alimentation V_1. La source de tension V_2 fournit la totalité du courant de charge.

La Figure 8 est un schéma simplifié montrant un amplificateur push-pull suivant la présente invention. Ce mode de réalisation comprend deux circuits du genre représenté Figure 6, désignés respectivement en 250 et 250', l'un de ces circuits étant la réplique exacte du circuit de la Figure 6 tandis que l'autre est ce qu'on appelle un circuit complémentaire. Dans ce circuit complémentaire, les polarités de la diode et de l'alimentation en courant sont inversées et les transistors NPN et PNP sont intervertis.

La Figure 9 montre un mode de réalisation de la présente invention dans lequel l'amplificateur est élargi pour permettre son fonctionnement à partir de trois niveaux de tensions d'alimentation. En outre, un étage classique à conductance de transfert est incorporé pour réaliser un amplificateur opérationnel complet.

Dans tous les modes proposés de réalisation de la présente invention, les tensions de sortie des sources d'alimentation V_1, V_2, V_3, $-V_1$, $-V_2$ et $-V_3$ peuvent être choisies de façon à obtenir un rendement maximal de puissance pour des applications particulières ou spécifiques. Cela s'obtient par une étude précise des caractéristiques de la charge à commander et du caractère de la tension de sortie envisagée.

En bref, on a décrit un amplificateur qui réduit au minimum les pertes de puissance dans son circuit-tampon de sortie par l'usage de plusieurs étages de sortie qui fonctionnent à partir de sources distinctes d'alimentation opérant à des niveaux étagés ou décalés de tension. Les étages de sortie, qui possèdent des trajectoires parallèles de signaux, sont constitués par des circuits à charge d'émetteur à gain idéal, organisés de telle sorte que c'est toujours le follower relié à la source d'alimentation utilisable à la plus basse tension qui fournit le courant de charge. Ainsi, la différence entre la tension d'alimentation et la tension de sortie est réduite au minimum et l'on conserve ou épargne de l'énergie.

On peut souligner que la description qui précède n'a pas été encombrée par l'inclusion de quantités excessives de détails concernant des sujets tels que la polarisation et similaires, attendu que de tels renseignements sont bien connus des spécialistes dans l'art. Par conséquent, il apparaîtra clairement à ceux-ci que de nombreux changements et modifications pourront être apportés dans la mise en oeuvre pratique des différents modes de réalisation décrits ici, sans s'écarter pour autant des principes de base de l'invention.

REVENDICATIONS

1. Circuit amplificateur caractérisé en ce qu'il comprend :
   a) un étage d'entrée sensible à un signal différentiel d'entrée pour produire un courant proportionnel audit signal d'entrée;
   b) plusieurs sources d'alimentation qui peuvent fournir chacune une tension de niveau différent;
   c) plusieurs étages de sortie couplés audit étage d'entrée afin de fournir du courant de sortie à une charge, ces étages de sortie étant branchés en parallèle et reliés chacun et respectivement à une source distincte de tension parmi celles citées en b), et
   d) des moyens associés aux différents étages de sortie pour commuter le courant de sortie d'un étage de sortie à un autre en fonction de la relation momentanée qui existe entre ledit niveau de tension d'alimentation et une tension de sortie engendrée aux bornes de ladite charge.

2. L'amplificateur selon la Revendication 1, caractérisé en ce que les différents étages de sortie comprennent un circuit à charge d'émetteur à gain d'unité.

3. L'amplificateur selon la Revendication 2, caractérisé en ce que lesdits circuits à charge d'émetteur à gain d'unité comprennent des transistors disposés par paires et reliés selon le système Darlington.

4. Un circuit amplificateur caractérisé en ce qu'il comprend:
   a) un dispositif d'entrée sensible à un signal d'entrée différentiel de manière à engendrer un courant proportionnel à ce signal;
   b) des moyens pour fournir plusieurs niveaux de tension différents;
   c) plusieurs moyens de sortie reliés audit dispositif d'entrée pour fournir du courant de sortie à une charge, ces moyens de sortie étant branchés en parallèles et chacun d'eux est relié à l'un des moyens selon b) pour fournir des niveaux distincts de tension, et
   d) des moyens de commande accouplés auxdits moyens de sortie afin de commuter le courant de sortie d'un moyen

de sortie à un autre en fonction de la relation momentanée qui existe entre ledit niveau de tension d'alimentation et une tension de sortie produite aux bornes de ladite charge.

5. Amplificateur selon la Revendication 4, caractérisé en ce que lesdits moyens de sortie comprennent un circuit à charge d'émetteur et à gain d'unité.

6. Amplificateur selon la Revendication 5, caractérisé en ce que lesdits circuits à charge d'émetteur et à gain d'unité comprennent des transistors branchés par paires selon le système Darlington.

7. Un étage de sortie d'amplificateur, caractérisé en ce qu'il comprend :

a) plusieurs moyens d'alimentation pour fournir plusieurs niveaux différents de tension, et plusieurs moyens de sortie branchés de façon à recevoir un signal de sortie pour fournir une tension de sortie à une charge, ces moyens de sortie étant branchés en parallèle, chacun d'eux étant relié à un moyen d'alimentation distinct parmi ceux précités, et

b) des moyens de commande reliés aux moyens de sortie précités pour assurer la commutation dudit courant de sortie entre un des moyens de sortie et un autre moyen de sortie en fonction de la relation momentanée qui existe entre le niveau de tension d'alimentation et une tension de sortie produite aux bornes de ladite charge.

8. Amplificateur selon la Revendication 7, caractérisé en ce lesdits moyens de sortie comprennent chacun un circuit à charge d'émetteur et à gain d'unité.

9. Amplificateur selon la Revendication 8, caractérisé en ce que lesdits circuits à charge d'émetteur et à gain d'unité comprennent des transistors branchés par paires selon le système Darlington.

10. Circuit de sortie d'amplificateur, caractérisé en ce qu'il comprend :

a) plusieurs sources d'alimentation qui fournissent chacune un niveau différent de tension;

b) plusieurs étages de sortie reliés à un étage d'entrée

commun afin de fournir un courant de sortie à une charge, ces étages de sortie étant branchés en parallèle et reliés chacun à une source distincte parmi lesdites plusieurs sources d'alimentation, et

c) des moyens de commande reliés auxdits plusieurs étages de sortie, afin de commuter ledit courant de sortie d'un étage de sortie à un autre en fonction de la relation momentanée qui existe entre ledit niveau de tension d'alimentation et une tension de sortie produite aux bornes de ladite charge.

11. Amplificateur selon la Revendication 10, caractérisé en ce que lesdits plusieurs étages de sortie comprennent chacun un circuit à charge d'émetteur et à gain d'unité.

12. Amplificateur selon la Revendication 11, caractérisé en ce que lesdits circuits à charge d'émetteur et à gain d'unité comprennent des transistors branchés par paires selon le système Darlington.

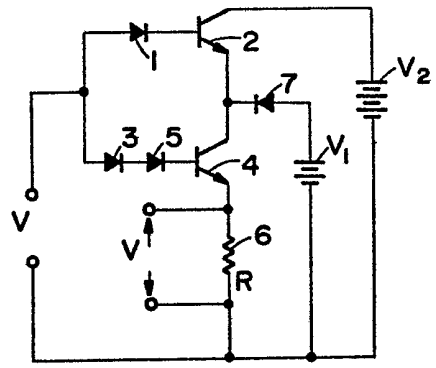


Fig. 1
(ART ANTERIEUR)

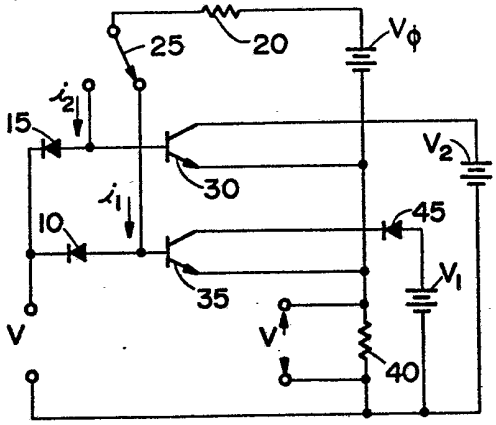


Fig 2

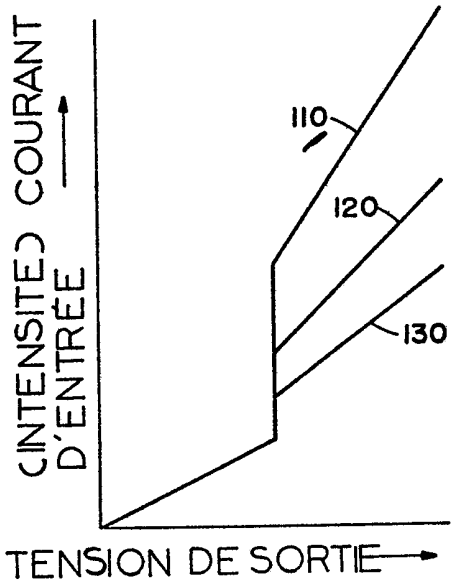


Fig. 3

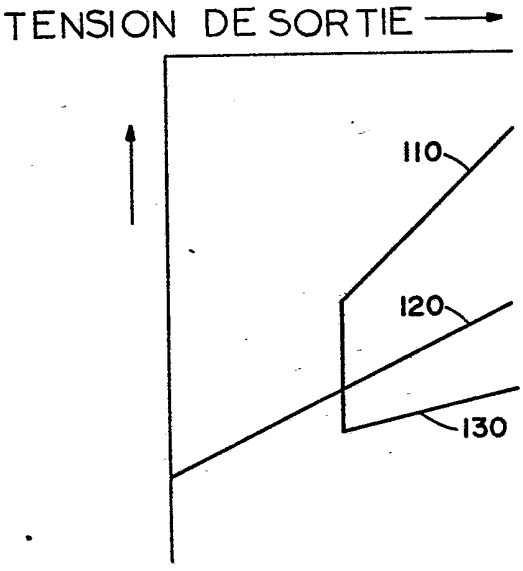


Fig 4

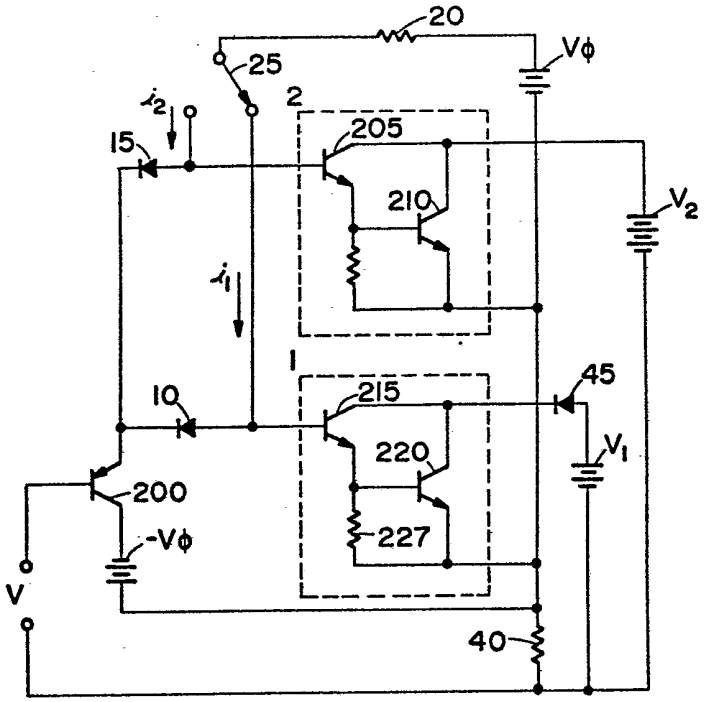

20
Vφ
25
2
i_2
205
15
210
V_2
i_1
1
45
10
215
220
V_1
200
227
-Vφ
V
40

Fig 5

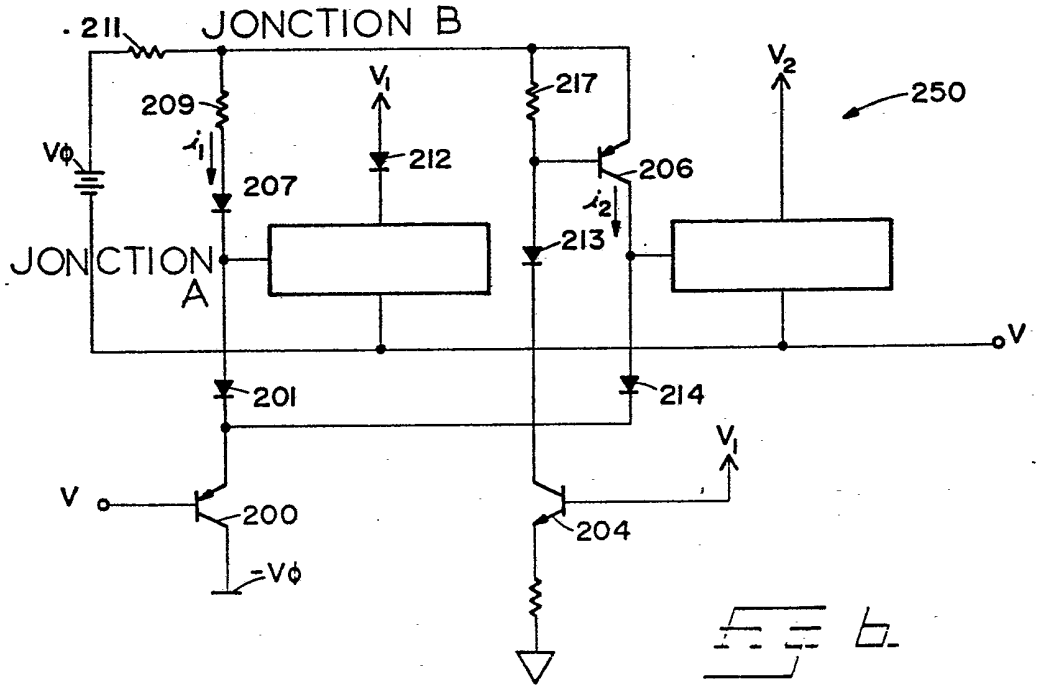

211
JONCTION B
209
V_1
217
V_2
250
Vφ
i_1
212
206
207
i_2
213
JONCTION A
V
201
214
V_1
V
200
204
-Vφ

Fig 6

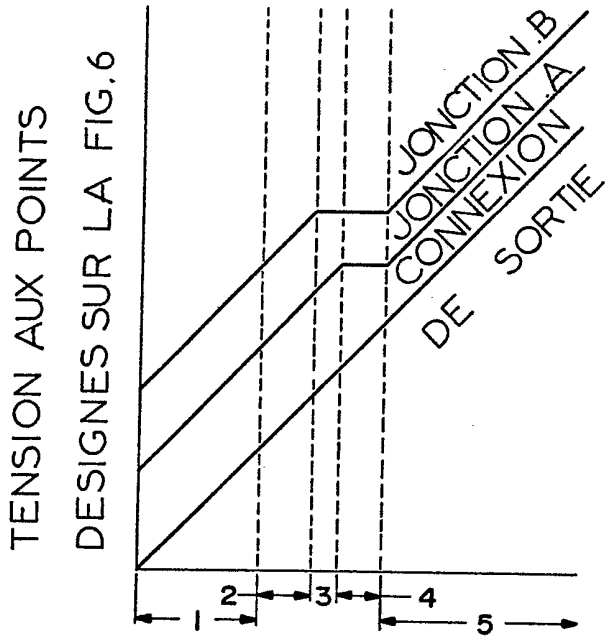

TENSION AUX POINTS
DESIGNES SUR LA FIG.6
JONCTION B
JONCTION A
CONNEXION
DE SORTIE
1
2
3
4
5
TENSION D'ENTRÉE A LA
BASE DU TRANSISTOR 200

Fig 7.

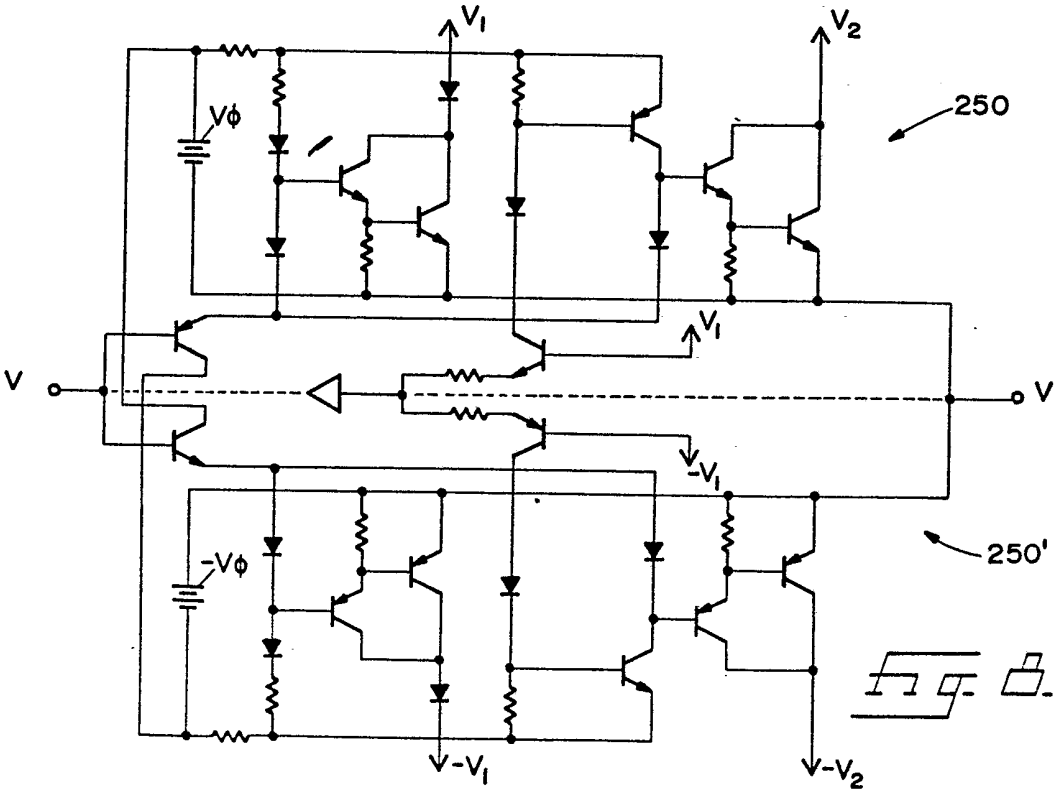

V1
V2
250
Vφ
V1
V
V
-V1
250'
-Vφ
V-V1
V-V2

Fig 8.

2473237

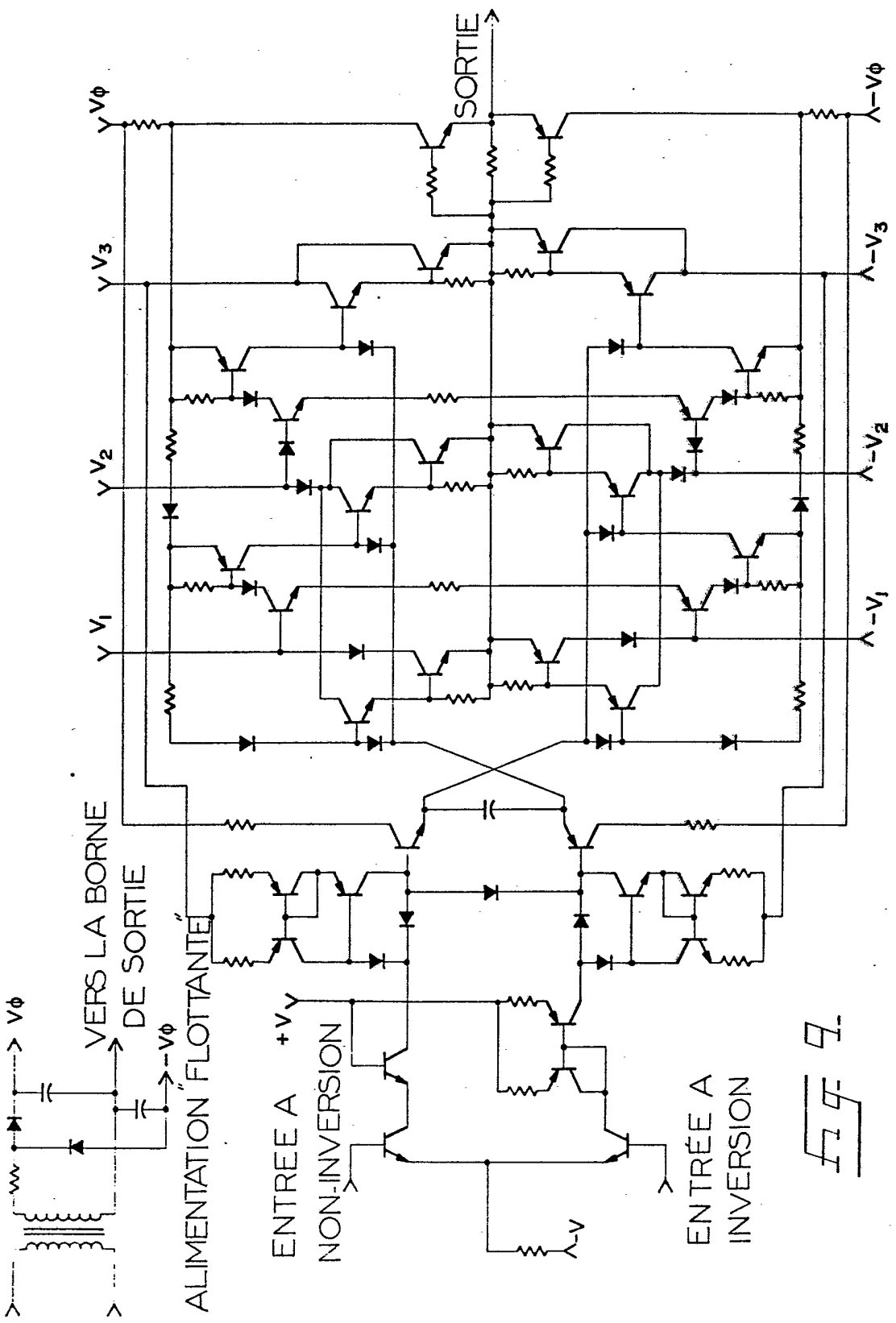


Fig 4