

A1

**DEMANDE  
DE BREVET D'INVENTION**

⑫

**N° 82 05916**

---

⑤④ Convertisseur numérique-analogique comprenant un circuit de référence de tension à boucle ouverte.

⑤① Classification internationale (Int. Cl. 3). H 03 K 13/02.

②② Date de dépôt..... 5 avril 1982.

③③ ③② ③① Priorité revendiquée : *EUA, 3 avril 1981, n° 06/250 858.*

④① Date de la mise à la disposition du  
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 40 du 8-10-1982.

---

⑦① Déposant : Société dite : BURR-BROWN RESEARCH CORPORATION, résidant aux EUA.

⑦② Invention de : Williams Joseph Lillis, Jimmy Ray Naylor, Anthony David Wang et Robert Lee White.

⑦③ Titulaire : *Idem* ⑦①

⑦④ Mandataire : Rinuy, Santarelli,  
14, av. de la Grande-Armée, 75017 Paris.

La présente invention concerne des circuits convertisseurs numériques-analogiques et en particulier des circuits de référence utilisés pour effectuer la régulation de courants de commutation de bits qui sont commandés par l'entrée numérique pour produire la sortie analogique.

La technique concernée connaît très bien les circuits convertisseurs monolithiques numériques-analogiques qui comprennent de façon typique plusieurs commutateurs de bits dont chacun réagit à la présence d'un bit particulier à l'intérieur du mot numérique d'entrée de façon à guider sélectivement un courant associé de commutation de bits vers un noeud de sommation où est produit un courant de sortie analogique. Le courant que fournit pour sa part chacun des commutateurs de bits au courant de sortie analogique est démultiplié, avec pondération binaire, en accord avec la pondération binaire du bit particulier auquel réagit chaque commutateur de bit.

Lorsqu'on met en oeuvre un tel circuit monolithique convertisseur numérique-analogique, on cherche à réguler les courants de commutation de bit de façon à les maintenir constants malgré les variations de température ou de tension d'alimentation. Un tel procédé de régulation utilisé de façon habituelle dans ces techniques consiste à former un circuit de régulation en boucle fermée ou d'asservissement utilisant une contre-réaction de sorte qu'un amplificateur est fourni dans le circuit intégré pour produire la tension de polarisation utilisée pour polariser les sources de courant de commutation de bit. Une source de courant de référence semblable aux sources de courant utilisées pour fournir les courants de commutation de bits est également polarisée par la sortie de l'amplificateur, et le courant s'écoulant par la source de courant de référence est renvoyé à une entrée d'inversion de l'amplificateur. L'entrée de non-inversion de l'amplificateur est couplée à une tension fixe telle que le potentiel de masse. Une résistance est couplée entre l'entrée d'inversion de l'amplificateur et une tension de référence

connue, de telle sorte que le courant passant par la source de courant de référence produit une chute de tension aux bornes de la résistance. L'amplificateur règle la tension de polarisation pour maintenir celle-ci à l'entrée d'inversion de l'amplificateur égale à la tension fixe à l'entrée de non-inversion de celui-ci. De cette façon, toutes variations dans la tension de polarisation ou dans les caractéristiques des transistors de source de courant qui provoquent un changement dans les courants de commutation de bits provoquent de façon semblable un changement dans le courant de la source de courant de référence qui, à son tour, fait en sorte que l'amplificateur réajuste la tension de polarisation jusqu'à ce que le courant de la source de courant de référence retourne à sa valeur d'origine.

Bien que de tels circuits de régulation en boucle fermée fournissent une compensation excellente des erreurs qui autrement seraient provoquées par des changements de température ou de tension d'alimentation, la bande passante de l'amplificateur en boucle fermée n'est typiquement qu'égale à 1 MHz ou moins. Si une fréquence élevée (c'est-à-dire plus élevée que la bande passante de l'amplificateur en boucle fermée) est superposée à la tension de polarisation, l'amplificateur en boucle fermée ne peut pas immédiatement y répondre. Ainsi, la tension de polarisation devient quelque peu instable et provoque l'apparition de transitoires similaires dans tous les courants de commutation de bits qu'elle polarise. De même, des circuits monolithiques convertisseurs numériques-analogiques qui utilisent des circuits de régulation en boucle fermée sont de façon typique restreints à des temps d'établissement relativement lents de la sortie analogique (c'est-à-dire de l'ordre de 100 à 300 nanosecondes). Pour empêcher que les transitoires ne pénètrent sur le conducteur de tension de polarisation, les réseaux d'entrée utilisés pour servir de circuits intermédiaires au signal d'entrée numérique sont prévus volontairement pour ralentir les impulsions d'entrée reçues de façon

à pouvoir empêcher la pénétration des transitoires haute fréquence vers le conducteur de tension de polarisation. De telles techniques ont réussi à empêcher l'instabilité de la tension de polarisation mais seulement en augmentant  
5 le temps d'établissement de la sortie analogique.

On connaît également des circuits convertisseurs numériques-analogiques de la technique antérieure d'après lesquels un circuit de référence en boucle ouverte est utilisé pour produire une tension servant à polariser les  
10 sources de courant de commutation de bits. Normalement, de tels circuits de tension de référence à boucle ouverte utilisent une diode de type Zener parmi leurs composants. Cependant, ces circuits n'ont pas pu permettre d'obtenir la régulation obtenue par les circuits de référence en  
15 boucle fermée mentionnés ci-dessus. Il est connu aussi de par l'art antérieur de former une tension de référence compensée en température par l'intermédiaire d'une diode du type Zener couplée en série avec un multiplicateur de tension à jonction base-émetteur, en fournissant la tension  
20 résultante compensée en température à une entrée d'un amplificateur différentiel dont la sortie est utilisée pour réguler le courant s'écoulant à travers la diode du type Zener. Un tel circuit est employé dans la partie convertisseur numérique-analogique d'un circuit convertis-  
25 seur analogique-numérique disponible dans le commerce et fabriqué par Analog Devices, Inc. de Norwood, Massachusetts, Etats-Unis d'Amérique, sous la désignation AD 571 et décrit par Brokaw, "A Monolithic 10-Bit A/D Using  $I^2L$  and LWT Thin-Film Resistors", IEEE Journal  
30 of Solid State Circuits, Decembre 1978, vol. SC-13, n° 6, pages 736-745. Cependant, l'amplificateur différentiel utilisé dans un tel circuit de référence n'est pas isolé des transitoires qui peuvent s'imposer au conducteur de tension de polarisation et est relativement sensible  
35 à de tels transitoires ; il en résulte que le temps d'établissement des circuits convertisseurs numériques-analogiques s'en trouve nécessairement augmenté.

Dans des circuits de référence en boucle réellement ouverte utilisés dans les convertisseurs de l'art antérieur numériques-analogiques, la régulation optimale de la tension de référence développée par un tel circuit n'est réalisée que lorsque la tension de référence a une valeur particulière. Si l'on désire faire varier l'ampleur de la tension de référence pour ajuster les valeurs des courants de commutation de bits, la compensation en température n'est plus alors optimale. Cependant, il est souvent recherché d'ajuster les valeurs des courants de commutation de bits pour pouvoir ajuster le courant de sortie analogique en grandeur normale fourni par le circuit convertisseur numérique-analogique.

Le but de la présente invention est donc de produire un circuit de référence en boucle ouverte capable de réguler les courants de commutation de bit dans un circuit convertisseur numérique-analogique dans lequel le circuit de référence en boucle ouverte est relativement insensible à des transitoires haute fréquence, ce qui permet au circuit convertisseur numérique-analogique de se fixer rapidement.

Un autre but de la présente invention est de fournir un circuit de référence en boucle ouverte du type décrit ci-dessus où le degré de régulation des courants de commutation de bit peut se comparer à celui d'un circuit de référence en boucle fermée.

Un autre but de la présente invention est de fournir un circuit de référence en boucle ouverte qui peut absorber les transitoires appliqués au conducteur de tension de polarisation de la source de courant pour ainsi éliminer la nécessité de ralentir volontairement la réponse du circuit intermédiaire d'entrée numérique.

Un autre but encore de la présente invention est de fournir un circuit de référence de tension en boucle ouverte où la tension de polarisation peut être modifiée de façon appropriée pour pouvoir ajuster les valeurs des courants de commutation de bits sans influencer de façon négative la compensation en température de tels

courants.

Selon une de ses formes de réalisation, la présente invention concerne un circuit de référence de tension en boucle ouverte approprié pour réguler les courants de commutation de bits dans un convertisseur numérique-analogique, ledit circuit de référence de tension en boucle ouverte comprenant une branche de référence à diode Zener, une branche asservie, un dispositif miroir ou circuit symétrique de courant, et une branche de commande d'un émetteur asservi. La branche de référence à diode Zener conduit un premier courant et développe une tension de référence en réponse. La tension de référence à son tour polarise dans la branche asservie un courant qui est sensiblement constant malgré les variations en température et en tension d'alimentation. Le circuit miroir pour le courant est couplé à la branche asservie et réagit au courant conduit dans celle-ci de façon à fournir le premier courant à la branche de référence à diode Zener et à maintenir ce premier courant sensiblement indépendant des variations en température et en tension d'alimentation. La branche de référence à diode Zener comprend un multiplieur de tension à jonction base-émetteur pour produire une tension de compensation ayant un coefficient de compensation de la température qui est égal et opposé à celui de la tension de jonction à diode Zener. Il en résulte que la tension de référence développée par la branche de référence à diode Zener comporte en tant que composante une tension compensée en température. La tension de référence comprend également en tant que composante additionnelle une ou plusieurs tensions de jonction base-émetteur. La branche asservie comporte un nombre égal de tensions de jonction base-émetteur couplées en série avec une résistance de telle sorte que la tension résultante aux bornes de la résistance à l'intérieur de la branche asservie soit égale à la composante de tension compensée en température de la tension de référence ; le courant dans la branche asservie est donc sensiblement constant malgré les changements de température.

Le circuit de référence de tension en boucle ouverte comprend également des circuits pour recevoir la tension de référence engendrée par la branche de référence à diode Zener et pour en dériver une tension de polarisation utilisée pour polariser l'ensemble des sources de courant de commutation de bits. Dans la forme préférée de réalisation de la présente invention, une branche diviseuse et une branche de commande du circuit à émetteur asservi sont interposées entre la tension de référence et la tension de polarisation pour réduire l'amplitude de la tension de référence et pour fournir une source à faible impédance de tension de polarisation, respectivement. Les tensions de jonction base-émetteur associées à un transistor suiveur de la branche diviseuse et à un transistor à émetteur asservi à l'intérieur de la branche d'excitation de circuit à émetteur asservi sont équilibrées par des tensions de jonction base-émetteur se trouvant à la fois dans la branche de référence à diode Zener et dans la branche asservie. Chaque courant de commutation de bits comporte un transistor de source de courant et une résistance se trouvant dans l'émetteur de celui-ci, et la tension de jonction base-émetteur de chaque transistor de source de courant est de même équilibrée par une tension de jonction base-émetteur à la fois dans la branche de référence à diode Zener et dans la branche asservie. Par conséquent, la tension résultant aux bornes de chaque résistance d'émetteur dans chaque source de courant de commutation de bit est proportionnelle à la composante de tension compensée en température de la tension de référence.

Les variations de la tension d'alimentation modifient les tensions de jonction base-collecteur des transistors dans la branche asservie et dans le circuit miroir pour le courant, ce qui provoque des variations dans leurs caractéristiques de gain de courant. De telles variations de tension d'alimentation influent également sur les caractéristiques de gain en courant du premier transistor de partage de courant de façon à

maintenir relativement constant le courant fourni par le circuit miroir pour le courant à la branche de référence à diode Zener.

Pour effectuer le réglage des valeurs des courants de commutation de bits sans influencer nuisiblement la compensation en température de ceux-ci, une résistance est connectée en série avec la borne de base du transistor à émetteur asservi se trouvant dans la branche d'excitation du circuit à émetteur asservi, et un courant réglé, réglable en amplitude, est appliqué à la borne de base du transistor à émetteur asservi pour faire varier de façon réglable la tension de polarisation fournie au niveau de l'émetteur de celui-ci. Dans une forme de réalisation préférée de la présente invention, un courant sensiblement constant est dérivé du courant de la branche asservie, et une borne de réglage du gain est fournie pour permettre à un courant produit extérieurement d'être soit ajouté soit soustrait par rapport au courant constant. Celui-ci, augmenté du courant produit extérieurement, est conduit vers la borne de base du transistor à émetteur asservi pour régler la tension sur celui-ci et ainsi faire varier les amplitudes des courants de commutation de bit.

La présente invention va maintenant être décrite en référence à des formes de réalisation préférées à titre purement illustratif et de façon non limitative, à l'aide des dessins annexés, dans lesquels :

- les figures 1A, 1B et 1C sont des vues schématiques du circuit d'un convertisseur numérique-analogique à douze bits permettant de mettre en oeuvre la présente invention ;

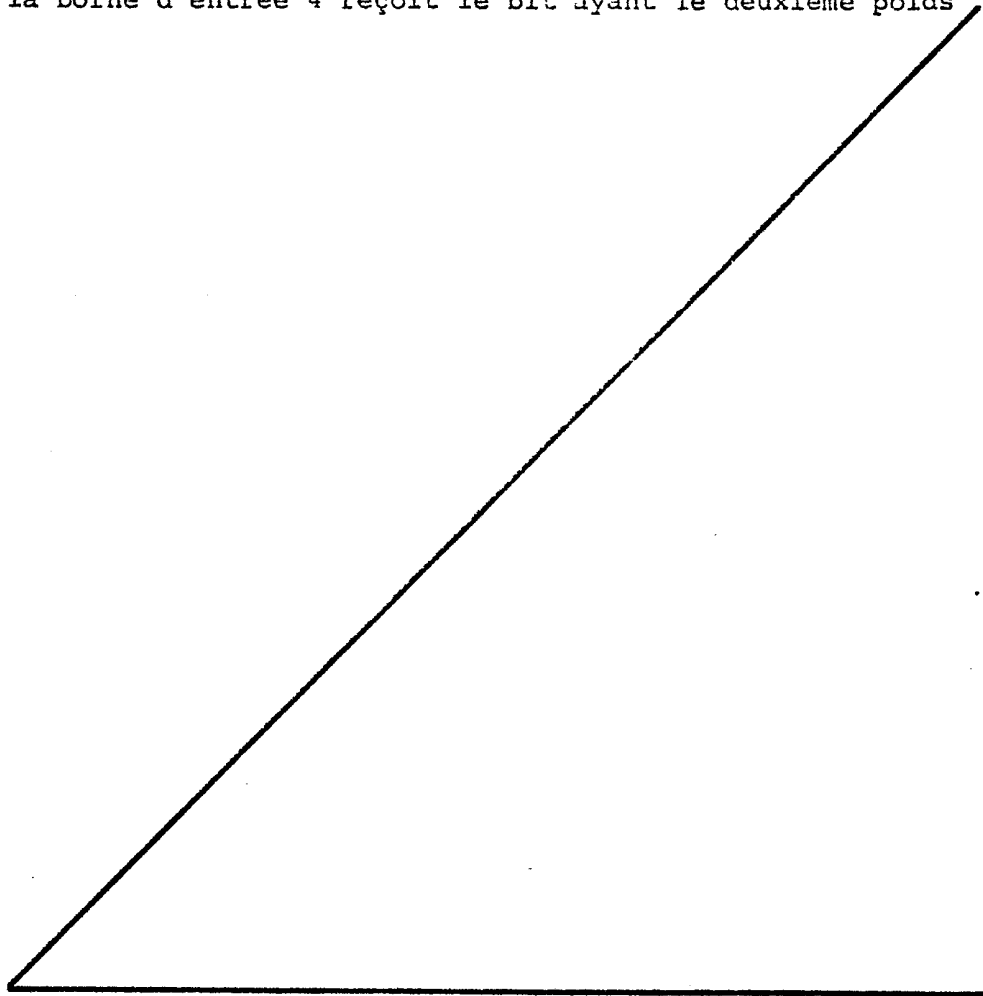
- la figure 2 est un circuit schématique simplifié montrant un réseau de référence de tension en boucle ouverte pour réguler le courant dans un commutateur de bits et dans une branche de sortie de référence ;

- la figure 3 est une vue schématique d'une partie des circuits illustrés à la figure 1A et utilisés pour produire un signal de sortie de référence de tension et des circuits de décalage bipolaires additionnels pour

convertir le courant de sortie analogique en une tension analogique bipolaire ; et

- la figure 4 est une vue schématique montrant en variante un circuit de référence de tension en boucle ouverte.

Les figures 1A, 1B et 1C représentent un circuit convertisseur numérique-analogique à 12 bits constituant une forme de réalisation de l'invention. Le convertisseur numérique-analogique comprend 12 bornes d'entrée numérique, y compris les bornes portant les références 2,4,6,8,10,12 et 14, destinées à recevoir un signal d'entrée à pondération binaire à 12 bits. La borne d'entrée 2 correspond au bit de poids fort du signal d'entrée numérique à 12 bits; la borne d'entrée 4 reçoit le bit ayant le deuxième poids



fort; et ainsi de suite, tandis que la borne d'entrée 14 reçoit le bit de poids faible du signal numérique d'entrée.

Chacune des douze bornes d'entrée (2-14) est associée à un réseau d'entrée à une seule borne destiné à réaliser une interface avec le signal d'entrée reçu et à porter ce signal reçu à un niveau de tension compatible avec un dispositif destiné à diriger le courant de commutation de bit associé. En général, le signal d'entrée reçu est d'une tension non négative, tandis que les commutateurs de bit sont alimentés sous une tension négative.

Le réseau d'entrée à une seule extrémité ou borne associé à la borne d'entrée 2, comprend un transistor PNP 16 monté en diode, dont la base et le collecteur sont reliés en commun à la borne d'entrée 2 et dont l'émetteur est relié à un noeud 18. Le transistor 16 est de préférence réalisé sous la forme d'un transistor PNP latéral par diffusion appropriée de deux zones de diffusion de base de type P dans une zone épitaxiale de type N, légèrement dopée. Lorsque le transistor 16 est réalisé de cette manière, une capacité parasite 20, relativement grande, représentée en traits pointillés sur la figure 1A, est associée à sa jonction émetteur-base. L'importance de cette capacité parasite sera expliquée plus en détail ci-après.

La résistance 22 est montée entre le noeud 18 et une barre 24 d'alimentation en tension sous-régulée ayant une tension d'environ +2,5 volts. La façon dont la tension appliquée à la barre 24 d'alimentation est réglée sera décrite plus en détail ci-après. Le noeud 18 est également relié à la base d'un transistor 26 monté en charge d'émetteur. Le collecteur du transistor 26 est relié à la barre 24 d'alimentation et son émetteur est relié à un émetteur 28 d'un transistor 30 à deux émetteurs. Le transistor 30 comporte un émetteur supplémentaire 32 monté dans un dispositif décrit ci-dessous, destiné à diriger le courant de commutation de bit. La base du transistor 30 est reliée par un conducteur 34 au collecteur

d'un transistor 36. La base du transistor 36 est reliée à un conducteur 38 de polarisation sous-régulée, maintenu nominalement à une tension supérieure d'environ 1 volt à la tension négative d'alimentation. L'émetteur du transistor 36 est relié par une résistance 40 à un conducteur d'alimentation 42 à tension négative qui, lui-même, est relié à une borne 43 d'alimentation à tension négative ( $-V_{CC}$ ) ayant une amplitude nominale de -15 volts.

En ce qui concerne le transistor 30, la jonction entre l'émetteur 28 et la base de ce transistor 30 est commandée en polarisation inverse, établissant une tension de rupture de Zener d'environ 6,8 volts à travers cette jonction. Par conséquent, la tension appliquée à la base du transistor 30 est inférieure d'environ 6,8 volts à la tension appliquée à l'émetteur du transistor 26. La tension appliquée au conducteur 38 de polarisation et la valeur de la résistance 40 sont choisies de façon à maintenir la circulation d'un courant d'environ 0,25 milliampère dans le transistor 26 et à travers la jonction de Zener du transistor 30. Par conséquent, le transistor 26 monté en charge d'émetteur et la jonction de Zener du transistor 30 ont pour fonction de décaler le niveau de la tension au noeud 18 vers une valeur plus négative appliquée à la base du transistor 30.

Le réseau d'entrée décrit ci-dessus est compatible avec des signaux logiques générés par un circuit logique du type TTL dans lequel une tension inférieure à environ +1,4 volt correspond à un état logique "0" et une tension supérieure à environ +1,4 volt correspond à un état logique "1". Si l'on suppose que la tension appliquée à la borne d'entrée 2 est notablement inférieure à +1,4 volt, le transistor 16 est conducteur et le noeud 18 présente une tension plus positive d'une valeur correspondant approximativement à une tension base-émetteur, que la tension appliquée à la borne d'entrée 2. Cependant, si la tension appliquée à la borne d'entrée 2 est notablement supérieure à +1,4 volt, le transistor 16 ne conduit pas

et la tension appliquée au noeud 18 s'élève jusqu'à la valeur de la barre 24 d'alimentation, diminuée d'une tension généralement négligeable, développée aux bornes de la résistance 22 sous l'effet du courant de base du transistor 26 monté en charge d'émetteur.

Une transition négative du signal appliqué à la borne d'entrée 2 provoque une polarisation dans le sens direct du transistor 16, de sorte que la transition négative est rapidement appliquée au noeud 18. Un courant suffisant est maintenu dans le transistor 26 monté en charge d'émetteur pour maintenir ce transistor 26 à l'état conducteur au cours de l'application de ces transitions négatives au noeud 18. Par ailleurs, l'application de transitions positives du signal d'entrée à la borne d'entrée rend le transistor 16 non conducteur. Les capacités parasites associées au noeud 18, à l'émetteur du transistor 26, à la base du transistor 30 et au noeud commun des émetteurs des transistors 30 et 44, ces capacités s'étendant jusqu'à la masse de courant alternatif, tendent à retarder la montée de la tension au noeud 18 et la commutation finale du courant de commutation de bit du transistor 44 vers le transistor 30. En l'absence de la capacité 20 montée entre la borne d'entrée 2 et le noeud 18, toutes les capacités parasites mentionnées ci-dessus se chargeraient relativement lentement sous l'effet de la résistance élévatrice 22, et la vitesse de commutation du commutateur de bit serait donc faible, de façon correspondante. Cependant, la capacité 20 est d'une grandeur lui permettant d'emmagasiner une charge plus que suffisante pour produire des actions de chargement et de pompage sur chacune des capacités parasites mentionnées précédemment sous l'effet des variations de tension apparaissant à la borne d'entrée 2 lorsque le signal numérique d'entrée reçu par cette borne passe par une transition positive. Par conséquent, le noeud 18, l'émetteur du transistor 26, la base du transistor 30 et le noeud commun des émetteurs des transistors 30 et 44 suivent rapidement la transition

positive appliquée à la borne d'entrée 2 sous l'action de chargement et de pompage de la capacité 20. Dans la forme préférée de réalisation, le transistor 16 est un transistor PNP latéral et la capacité parasite de sa jonction émetteur-base est assez grande pour produire une telle action de pompage et de charge. Il est également possible d'utiliser un transistor de type NPN comme transistor 16, auquel cas l'émetteur et la base du transistor NPN sont connectés respectivement à la borne d'entrée 2 et au noeud 18. Cependant, étant donné que la capacité parasite émetteur-base d'un transistor NPN est généralement relativement faible, un condensateur séparé 20 doit de préférence être monté entre la borne d'entrée 2 et le noeud 18, ce condensateur devant avoir une capacité suffisante pour emmagasiner une charge assez grande pour assurer le pompage et la charge des capacités parasites avec la masse d'un courant alternatif associée au noeud 18, à l'émetteur du transistor 26, à la base du transistor 30 et au noeud commun des émetteurs des transistors 30 et 44, sous l'effet du changement positif de tension apparaissant à la borne d'entrée 2.

Par conséquent, le réseau d'entrée formé par les transistors 16 et 26, la jonction de Zener du transistor 30, le transistor 36 et la résistance 40 fonctionnent de manière à transmettre rapidement les transitions positives et négatives du signal logique d'entrée, appliquées à la borne d'entrée 2, à la base du transistor 30. De plus, étant donné que le transistor 16 se présente sous la forme d'un transistor PNP latéral, la tension inverse de rupture de sa jonction émetteur-base est relativement élevée, ce qui permet au signal d'entrée d'avoir une tension positive relativement grande sans nuire au réseau d'entrée.

En ce qui concerne le transistor 30, son émetteur 32 est relié à l'émetteur du transistor 44 pour former un commutateur de bit ou élément de direction de courant à couplage d'émetteur. L'émetteur 32 du transistor 30 et l'émetteur du transistor 44 sont reliés chacun au collecteur d'un transistor 46 formant une source de courant. La base du transistor 46 est connectée à un conducteur 48

qui transmet une tension de référence soigneusement réglée, générée par un circuit de référence à boucle ouverte décrit plus en détail ci-après. Deux résistances 50 et 52, ajustables par laser, montées en parallèle l'une avec l'autre, 5 sont disposées entre l'émetteur du transistor 46 et le conducteur 42 d'alimentation à tension négative. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, les résistances 50 et 52 sont réalisées par dépôt d'une couche mince d'alliage "Nichrome" sur la surface supérieure du circuit 10 intégré monolithique pour faciliter l'ajustage par laser et maintenir un coefficient de température relativement bas pour les valeurs de ces résistances. Comme décrit ci-après, la tension du conducteur 48 est réglée de façon à maintenir un courant sensiblement constant aux collecteurs des 15 transistors 30 et 44. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, le courant passant dans le commutateur de bit de poids fort est d'environ 1 milliampère.

La base du transistor 44 est connectée à un conducteur 54 de tension de seuil ayant une tension qui 20 correspond à peu près à celle apparaissant à la base du transistor 30 lorsque la tension à la borne d'entrée 2 est de +1,4 volt. Par conséquent, lorsque la tension appliquée à la borne d'entrée 2 est sensiblement inférieure à +1,4 volt, la tension appliquée à la base du 25 transistor 30 est de la même manière sensiblement inférieure à la tension de base du transistor 44 et la totalité du courant de commutation de bit produit par le transistor 46 de source de courant est conduite par le transistor 44. Par ailleurs, si la tension appliquée à la borne 30 d'entrée 2 est sensiblement supérieure à +1,4 volt, la tension à la base du transistor 30 est sensiblement plus positive que la tension à la base du transistor 44, et l'émetteur 32 du transistor 30 conduit la totalité du courant de commutation de bit produit par le transistor 35 46 de source de courant. La façon dont la tension appliquée au conducteur 54 de tension de seuil est produite sera décrite plus en détail ci-après.

Le collecteur du transistor 30 est connecté à un conducteur 56 de courant résiduel qui, lui-même, est connecté à un plot commun 58. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, le plot commun 58 est interconnecté par une liaison par fil à une broche de boîtier de circuit intégré reliée au potentiel de masse. Par ailleurs, le collecteur du transistor 44 est relié au conducteur 60 de sortie qui est connecté à la fois à un plot 62  $I_{OUT}$  et à un plot 64 de détection. Dans la forme préférée de réalisation, le plot 62  $I_{OUT}$  est relié par fil à la broche de boîtier de circuit intégré qui produit le courant de sortie analogique déterminé par le mot numérique d'entrée à 12 bits. Le plot 64 de détection est utilisé pendant la fabrication du circuit intégré monolithique pour détecter la tension présente sur le conducteur 60 pendant l'ajustage au laser des résistances.

Le réseau d'entrée associé au second bit de poids fort du convertisseur numérique-analogique est essentiellement identique à celui utilisé pour le premier bit de poids fort et il comprend un transistor PNP 66 monté en diode, une résistance 68, un transistor 70 monté en charge d'émetteur, un émetteur 72 à montage Zener, un transistor 74 formant source de courant et une résistance 76. La borne d'entrée 4 et son réseau d'entrée associé commandent le commutateur de bit de deuxième poids fort formé par des transistors 78 et 80 connectés par leurs émetteurs. Un transistor 82 formant une source de courant est relié par son collecteur aux émetteurs des transistors 78 et 80, par sa base au conducteur 48 de tension de référence et par son émetteur à un conducteur 42 d'alimentation à tension négative, par l'intermédiaire d'une résistance 84 ajustable par laser. La base du transistor 30 de commutation de bit est reliée au conducteur 54 de seuil de tension. Le collecteur du transistor 78 est connecté au conducteur 56 de courant résiduel, et le collecteur du transistor 80 est connecté au conducteur 60 de sortie.

Le courant qui passe dans le commutateur de bit

de deuxième poids fort est de 0,5 milliampère, ou égal à la moitié du courant passant dans le commutateur du bit de poids fort. Par conséquent, la surface d'émetteur du transistor 82 formant source de courant est dimensionnée de manière à être égale à la moitié de celle du transistor 46 formant source de courant. De plus, la résistance 84 est réalisée de façon à être identique aux résistances 50 et 52. De cette manière, la densité de courant du transistor formant source de courant, associé au commutateur du bit de deuxième poids fort, est essentiellement la même que la densité de courant du transistor formant source de courant correspondant et associé au commutateur de bit de poids fort, ce qui a pour résultat des caractéristiques identiques dans les deux cas.

Si l'on considère à présent le bit de troisième poids fort, le signal d'entrée appliqué à la borne d'entrée 6 commande un commutateur de bit similaire, formé par l'émetteur 86 d'un transistor 88 et un transistor 90. Le réseau d'entrée monté entre la borne d'entrée 6 et la base du transistor 88 est identique à celui utilisé pour le bit de poids fort et le bit de deuxième poids fort, décrits précédemment. La base du transistor 90 est reliée au conducteur 54 de tension de seuil. Un transistor 92 formant source de courant est relié par son collecteur aux émetteurs communs des transistors 88 et 90, par sa base au conducteur 48 de tension de référence et par son émetteur au conducteur 42 d'alimentation à tension négative, par l'intermédiaire de deux résistances 94 et 96 montées en série et ajustables par laser. Les résistances 94 et 96 sont identiques, chacune, aux résistances 50, 52 et 84. Par conséquent, le courant circulant dans le commutateur du bit de troisième poids fort, formé par les transistors 88 et 90, est de 0,25 milliampère, ou égal à la moitié du courant circulant dans le commutateur du bit de deuxième poids fort et au quart du courant circulant dans le commutateur du bit de poids fort. De plus, la surface d'émetteur du transistor 92 formant source de courant est

dimensionnée de façon à être égale à la moitié de celle du transistor 82. Le collecteur du transistor 88 est connecté au conducteur 56 de courant résiduel, tandis que le collecteur du transistor 90 est relié au conducteur 60 de sortie.

Chacun des trois commutateurs de bit de poids fort a pour fonction de diriger le courant de commutateur du bit associé soit vers le conducteur 60 de sortie, soit vers le conducteur 56 de courant résiduel, selon ce qui est déterminé par l'état des trois bits de poids fort du signal d'entrée numérique à 12 bits. Chacun des courants dirigés par les trois commutateurs de bit de poids fort vers le plot 62  $I_{OUT}$  est déterminé par les courants proportionnels circulant dans les transistors 46, 82 et 92 formant source de courant.

Si l'on se réfère à présent au bit de quatrième poids fort, la borne d'entrée 8 est reliée par un réseau d'entrée, identique aux réseaux d'entrée décrits précédemment, à un commutateur de bit formé par des transistors 98 et 100. Les émetteurs communs des transistors 98 et 100 sont reliés au collecteur d'un transistor 102 formant une source de courant. La base du transistor 102 est reliée au conducteur 48 de tension de référence, et son émetteur est relié au conducteur 42 d'alimentation à tension négative par l'intermédiaire d'une résistance 104 ajustable par laser.

Le courant circulant dans le commutateur de bit de quatrième poids fort, formé par les transistors 98 et 100, est de 0,5 milliampère. Par conséquent, la surface d'émetteur, qui dimensionne le transistor 102 de source de courant, est identique à celle du transistor 32. De même, la résistance 104 est identique à la résistance 84 du commutateur de bit de second poids fort. La base du transistor 100 est reliée au conducteur 54 de tension de seuil. Le collecteur du transistor 98 est relié à un premier conducteur commun 106 d'échelle (ou de courant résiduel) plutôt qu'au conducteur 56 de courant résiduel

utilisé avec les trois premiers bits de poids fort. Le collecteur du transistor 100 est relié à un noeud 108 d'un réseau en échelle R-2R utilisé pour proportionner, avec pondération binaire, la répartition des courants provenant des commutateurs de bits commandés par les neuf bits de poids faible du mot numérique d'entrée à 12 bits.

Le réseau en échelle utilisé pour déterminer les proportions du courant total provenant des neuf commutateurs de bits de poids faible comprend six résistances 109, 110, 111, 112, 113 et 114 montées en séries entre, respectivement, le noeud 108 et le conducteur 116, lequel conducteur est connecté au plot 62  $I_{OUT}$ . Il convient de noter que le conducteur 116 forme, dans le circuit intégré, une trace métallique qui est séparée et distincte de la trace métallique représentée par le conducteur 60. Chacune des traces métalliques représentées par les conducteurs 60 et 116 présente une résistance propre de faible valeur. En connectant les résistances 109-114 du réseau en échelle au plot 62  $I_{OUT}$  par l'intermédiaire d'un conducteur (116) séparé et distinct du conducteur 60, on évite l'apparition de chutes non constantes de tension dans le conducteur 116, ces chutes pouvant résulter autrement de la commutation des courants des trois commutateurs de bits de poids fort, conduits par ce conducteur.

En ce qui concerne le réseau en échelle, les résistances 109 à 114 ont toutes la même valeur qui, dans la forme préférée de réalisation de l'invention, est de 900 ohms. Si la valeur de 900 ohms est considérée comme une unité R, une résistance de 6R est intercalée entre le plot 62  $I_{OUT}$  et le noeud 108. Ce dernier est connecté à un noeud 120 par une résistance 118. Le noeud 120 est relié à un second conducteur commun 126 d'échelle par deux résistances de dérivation 122 et 124 montées en série. La résistance 118 présente une valeur d'une unité R, soit 900 ohms. De même, les résistances 122 et 124 ont chacune une valeur d'une unité R ou 900 ohms. Le réseau en échelle se poursuit vers la droite (comme montré sur la figure 1C) où le noeud

120 est relié à des noeuds identiques successifs par des résistances d'une unité R, montées en série, chacun de ces noeuds étant relié à un conducteur 126 commun d'échelle par des branches de dérivation comprenant deux résistances montées en série, ayant chacune une valeur d'une unité R. Le dernier noeud du réseau en échelle est représenté en 133 et il sera décrit plus en détail ci-après.

Si l'on se réfère de nouveau au commutateur du bit de quatrième poids fort, formé par les transistors 98 et 100, le courant circulant dans ce commutateur est réglé à 0,5 milliampère, valeur égale à celle du courant circulant dans le commutateur du bit de deuxième poids fort. Cependant, pour maintenir la pondération binaire appropriée, le courant de sortie apporté par le commutateur du bit de quatrième poids fort doit être seulement égal au quart du courant apporté par le commutateur du bit de deuxième poids fort. Vu depuis le noeud 108, le circuit équivalent du réseau en échelle comprend une résistance 6R aboutissant au plot 62  $I_{OUT}$  et une résistance 2R aboutissant au conducteur commun 126 d'échelle. Si l'on suppose que le plot 62  $I_{OUT}$  et le commutateur commun 126 d'échelle sont chacun sensiblement à la tension de masse, un quart du courant conduit par le transistor 100 du commutateur de bit de quatrième poids fort provient du plot 62  $I_{OUT}$  et les trois-quarts restants du courant proviennent du conducteur commun 126 d'échelle. Par conséquent, le commutateur du bit de quatrième poids fort ne fournit qu'un courant de 0,125 milliampère au plot 62  $I_{OUT}$ .

Le commutateur du bit de cinquième poids fort comprend des transistors 128 et 130 connectés par leurs émetteurs. Le courant circulant dans le commutateur du bit de cinquième poids fort est le même que celui circulant dans le commutateur du bit de quatrième poids fort, soit 0,5 milliampère. Le collecteur du transistor 130 est relié au noeud 120. Vue depuis le noeud 120, une résistance 7R s'étend entre ce dernier et le plot 62  $I_{OUT}$ . La partie restante du réseau en échelle présente une résistance

équivalente  $1R$  entre le noeud 120 et le conducteur commun 126 d'échelle. Par conséquent, un huitième du courant conduit par le transistor 130 provient du plot 62  $I_{OUT}$ , tandis que les sept-huitièmes restants de ce courant proviennent du conducteur commun 126 d'échelle. Le transistor 130 ne fournit donc qu'un courant de 62,5 microampères au plot 62  $I_{OUT}$ , soit la moitié du courant fourni par le commutateur du bit de quatrième poids fort.

Comme décrit précédemment, les courants circulant dans les commutateurs des bits de quatrième et cinquième poids forts ont chacun une valeur de 0,5 milliampère. De même, les courants des commutateurs restants de bits de poids plus faible, à l'exception des commutateurs des deux bits de poids le plus faible, sont égaux à 0,5 milliampère. Etant donné que chaque commutateur de bit conduit un courant du même ordre de grandeur que les autres commutateurs de bits, tous les commutateurs ont des vitesses de commutation sensiblement égales; ce résultat ne serait pas obtenu si les proportions de courants fournis par les commutateurs de bits étaient effectuées par échelonnement des courants de commutation de bits (par exemple par l'utilisation d'un réseau d'échelle pour échelonner les courants conduits par les transistors formant source de courant dans chacun des commutateurs de bits).

Les lignes pointillées partant vers la droite du commutateur de bit de cinquième poids fort sur la figure 1C désignent les cinq commutateurs de bits suivants et leurs connexions  $R-2R$  avec le réseau en échelle. Le dernier étage du réseau en échelle comprend une résistance 129 connectée en série au noeud 133 et une résistance 131 de dérivation entre le noeud 133 et le conducteur commun 126 d'échelle. Les résistances 129 et 131 ont chacune une valeur d'une unité  $R$  ou 900 ohms. Un conducteur 135 relie le noeud 133 à un transistor de commutation de bit faisant partie du commutateur de bit de troisième poids faible (non représenté). Chacun de ces cinq commutateurs suivants de bits est identique au commutateur de bit de cinquième poids fort. Pour chacun des commutateurs de bits successifs,

le réseau en échelle se prolonge par division par deux du courant fourni par chaque commutateur de bit au plot 62 I<sub>OUT</sub> par rapport au courant fourni par le commutateur de bit qui précède immédiatement.

5 Si l'on se réfère encore à la figure 1C, on voit que le commutateur du bit de deuxième poids faible comprend des transistors 132 et 134 connectés par leurs émetteurs. Les émetteurs communs des transistors 132 et 134 sont  
10 reliés au collecteur d'un transistor 136 formant source de courant. La borne d'entrée 12 est connectée à la base du transistor 132 par un réseau d'entrée identique à celui décrit précédemment. La base du transistor 134 est reliée au conducteur 54 de tension de seuil. Le courant circulant  
15 dans le commutateur du bit de deuxième poids faible est maintenu à 0,25 milliampère, soit la moitié du courant maintenu dans les sept commutateurs de bits précédents, d'une manière décrite ci-après.

Le commutateur de bit de poids faible comprend des transistors 138 et 140 connectés par leurs émetteurs.  
20 La borne d'entrée 14 est reliée à la base du transistor 138 par un réseau d'entrée identique à celui décrit précédemment. La base du transistor 140 est reliée au conducteur 54 de tension de seuil. Les émetteurs communs des transistors 138 et 140 sont reliés au collecteur du transistor 142 formant source de courant. Le courant est maintenu  
25 dans le commutateur de bit de poids faible à 0,125 milliampère, soit la moitié du courant maintenu dans le commutateur de bit de second poids faible.

Les transistors 136 et 142 formant des sources  
30 de courants sont connectés par leurs bases au conducteur 48 de référence de tension et par leurs émetteurs, en commun, à une extrémité d'une résistance 144 dont l'autre extrémité est reliée au conducteur 42 d'alimentation à tension négative. De plus, la base et l'émetteur du transistor 146 sont reliés en commun à la base et à l'émetteur,  
35 respectivement, des transistors 136 et 142. La surface d'émetteur du transistor 136 est égale à la moitié

de celle du transistor 102 formant source de courant, tandis que les surfaces d'émetteur des transistors 142 et 146 sont égales chacune à un quart de celle du transistor 102. Par conséquent, la somme des surfaces des émetteurs des transistors 136, 142 et 146 est égale à la surface d'émetteur du transistor 102 de source de courant. La résistance 144 présente une valeur égale à celle de la résistance 104 connectée à l'émetteur du transistor 102. En conséquence, le courant passant dans la résistance 144 est de 0,5 milliampère, c'est-à-dire une valeur égale à celle du courant passant par le commutateur de bit de quatrième poids fort. Cependant, les transistors 136, 142 et 146 répartissent le courant conduit par la résistance 144 de manière que le transistor 136 conduise un courant de 0,25 milliampère et que les transistors 142 et 146 conduisent chacun un courant de 0,125 milliampère. Le collecteur du transistor 146 est connecté au conducteur 148 qui, lui-même, est connecté au plot commun 58.

Etant donné que l'échelonnement des parts de courant provenant du commutateur du bit de deuxième poids faible et du commutateur du bit de poids faible est réalisé par des transistors 136 et 142 constituant des sources de courant, le réseau en échelle décrit ci-dessus ne doit pas être prolongé au-delà du commutateur du bit de troisième poids faible. Par conséquent, les collecteurs des transistors 134 et 140 sont connectés directement au noeud 133 du réseau en échelle, sans résistance intermédiaire en série ou en dérivation.

Il convient de noter que le premier conducteur commun 106 en échelle (qui conduit les courants "résiduels" qui ne sont pas dirigés vers le réseau en échelle) et le second conducteur commun 126 d'échelle sont séparés chacun du conducteur 56 de courant résiduel et ils sont finalement reliés au plot commun 150 d'échelle formé dans le circuit intégré. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, un second plot 152 de liaison par fil (AMP + IN) est formé à une certaine distance du plot commun 150 d'échelle

auquel il est relié. Le plot 152 facilite la connexion d'une liaison par fil entre le circuit intégré du convertisseur numérique-analogique et un circuit intégré additionnel (tel qu'un amplificateur opérationnel) pour y  
5 appliquer le potentiel de masse.

Le plot commun 150 d'échelle et le plot commun 58 sont câblés par fil séparément sur une broche de boîtier unique couplée au potentiel de masse. Comme décrit ci-dessus, le plot commun 58 est connecté au conducteur  
10 56 qui, lui-même, est relié aux commutateurs des trois bits de poids les plus forts afin d'en écouler les courants résiduels. Par ailleurs, le plot commun 150 d'échelle est connecté aux commutateurs de neuf bits ayant les poids les plus faibles. Comme mentionné précédemment, les traces  
15 métalliques réalisées à l'intérieur d'un circuit intégré présentent, de par leur nature, une petite résistance. Le fait que le plot commun 58 et le plot commun d'échelle 150 soient séparés est avantageux, car la commutation de courant dans les trois commutateurs de bits de poids fort  
20 n'affecte pas les tensions qui apparaissent en divers points de la longueur du conducteur commun 126 d'échelle. Par conséquent, l'aptitude du réseau en échelle à proportionner de façon précise et linéairement les parts de courant des neuf commutateurs de bits de poids faible est  
25 notablement accrue. Etant donné qu'une broche de boîtier présente elle-même une résistance extrêmement faible, une très faible erreur de linéarité résulte de la liaison par fil entre le plot commun 58 et le plot commun 150 d'échelle avec la même broche de boîtier.

30 Comme représenté sur la figure 1C, le conducteur 106 est connecté au conducteur 126 à un noeud 127. Dans certains cas, le noeud 127 peut être éloigné physiquement du plot commun 150 d'échelle, auquel cas il peut exister une résistance notable due à la trace métallique.  
35 Cette résistance de trace métallique est représentée schématiquement par le cadre pointillé 129 sur la figure 1C, et le conducteur 126' représente le tronçon du conducteur

126 situé principalement entre le plot commun 150 d'échelle et le cadre pointillé 137. Pour améliorer la linéarité du réseau en échelle, il est essentiel que les courants résiduels conduits par le conducteur 106 soient dirigés vers le conducteur 126 sur le côté du cadre pointillé 137 opposé à celui du plot commun 150 d'échelle. Si le noeud 127 était situé sur le conducteur 126' plutôt que sur le conducteur 126, des variations de tension entre les extrémités de la résistance due à la trace métallique, représentée par le cadre pointillé 137, feraient apparaître des erreurs notables dans les courants proportionnés par le réseau en échelle.

Le circuit de référence de tension à boucle ouverte, utilisé pour réguler le courant dans chacun des commutateurs de bits du convertisseur numérique-analogique, sera à présent décrit en regard des figures 1A et 1B. Le circuit de référence de tension comprend une branche de référence à diode de Zener indiquée globalement par la référence numérique 154 et destinée à conduire un premier courant et à générer, en réponse à ce courant, une composante de tension compensée en température. En particulier, la branche 154 de référence comprend un transistor 156 monté en diode dont l'émetteur est connecté au conducteur 42 d'alimentation à tension négative et dont la base et le collecteur sont reliés à un noeud 158. Une diode 162 de Zener est montée entre le noeud 158 et un noeud 160. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, la diode 162 de Zener est réalisée sous la forme d'une jonction de Zener enfouie afin que ses caractéristiques restent plus stables avec le temps. Cette jonction de Zener enfouie peut être formée par diffusion initiale d'une zone d'isolation de type P fortement dopée, en un point situé à l'intérieur du circuit intégré monolithique, puis par diffusion d'une zone d'émetteur de type N, fortement dopée, sur le dessus de la zone de type P diffusée précédemment, ce qui crée une jonction brusque P-N au-dessous de la surface du circuit monolithique. Pour établir un contact avec le côté

de type P de la jonction de Zener, une région de base de type P est diffusée avant la diffusion de l'émetteur. La région de base de type P recouvre la région d'isolation et s'étend latéralement au-delà de la diffusion d'émetteur sur des premier et second côtés opposés de celle-ci, pour permettre la réalisation de premier et second contacts, respectivement, avec le côté de type P de la jonction de Zener. La région ou zone d'émetteur N+ est interconnectée au noeud 160, et les premier et second contacts avec la région de base de type P sont interconnectés au noeud 158.

La branche de référence 154 comprend en outre un multiplicateur de la tension de la jonction base-émetteur ( $V_{BE}$ ) formé par un transistor 164 et des résistances 166 et 168 ajustables par laser. L'émetteur du transistor 164 est relié au noeud 160, et sa base et son collecteur sont reliés à des noeuds 170 et 172, respectivement. La résistance 166 est montée entre le noeud 160 et le noeud 170 et la résistance 168 est montée entre le noeud 170, et le noeud 172. Un plot 174 de détection d'ajustage est connecté au noeud 172 pour permettre à la tension présente à ce noeud 172 d'être captée à la sonde et détectée pendant les opérations d'ajustage au laser. Le noeud 172 est également relié à l'émetteur d'un transistor 176 dont le collecteur est relié à une barre 178 de référence de tension et dont la base est reliée par une résistance 180 à la barre 178 de référence de tension.

Le courant conduit par la branche 154 de référence provoque une polarisation de la barre 178 de référence de tension sous une tension prédéterminée, supérieure à celle du conducteur 42 d'alimentation à tension négative. En réponse à la tension de polarisation appliquée à la barre 178 de référence de tension, un courant est engendré dans une branche adjacente asservie, désignée globalement par la référence numérique 182. La branche asservie 182 comprend un transistor 184 dont la base est reliée à la barre 178 de référence de tension et dont l'émetteur est relié à un noeud 186. Ce dernier est relié à la base et au collecteur

d'un transistor 188 monté en diode dont l'émetteur est connecté à un noeud 190. La base et l'émetteur d'un transistor 192 sont connectés en commun à la base et à l'émetteur, respectivement, du transistor 188. Cependant, la source d'émetteur du transistor 192 est dimensionnée de façon à être égale à trois fois celle du transistor 188. Par conséquent, le transistor 192 conduit trois fois plus de courant que le transistor 188. Le collecteur du transistor 192 est relié par un conducteur 148 au plot commun 58. Le noeud 190 est relié par une résistance 194 à un noeud 196. Le collecteur d'un transistor 198 est relié directement au noeud 196 et sa base est reliée par une résistance 200 au noeud 196. L'émetteur du transistor 198 est relié par une résistance 202 au conducteur 42 à tension d'alimentation négative. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, les valeurs des résistances 194, 200 et 202 sont toutes égales et ont à peu près 3,3 Kohms.

Une partie (un quart) du courant généré dans la branche asservie 182, en réponse à la tension de polarisation établie par la branche 154 de référence, est conduite par un circuit symétrique de courant PNP qui comprend des transistors 204 et 210-213. En divisant par 4 le courant passant dans la branche asservie avant de le conduire dans le circuit symétrique ou circuit miroir PNP, on réduit les densités de courant passant dans les transistors PNP. Les transistors PNP réalisés dans des circuits intégrés monolithiques ne travaillent généralement pas à des densités de courant plus élevées. En outre, le facteur  $\beta$  (facteur d'amplification de courant) de ces transistors est notablement plus élevé pour des densités de courant plus basses. L'accroissement du facteur  $\beta$  a pour résultat de plus faibles courants nominaux de base dans les transistors PNP; par conséquent, les erreurs dues à des variations de ces courants de base (par exemple par suite de variations de température ou de la tension d'alimentation) ont, de façon correspondante, des amplitudes plus faibles.

Le collecteur du transistor 184 est relié au

collecteur du transistor PNP 204 ainsi qu'à la base du transistor PNP 206. L'émetteur du transistor 204 est relié par une résistance 208 au conducteur commun 148. La base du transistor 204 réalise une connexion commune avec les bases des transistors PNP 210, 211, 212 et 213. La base du transistor 204 est également reliée par une résistance 214 à l'émetteur du transistor 206. Le collecteur de ce transistor 206 est connecté au conducteur 42 à tension d'alimentation négative. Bien que la base et le collecteur du transistor 204 puissent réaliser une connexion commune, l'addition du transistor 206 dévie les courants de base des transistors 204 et 210-213 vers la masse et empêche également la saturation du transistor 204 à des températures plus élevées. Une résistance 214 est montée en série avec l'émetteur du transistor 206 pour éviter les oscillations.

Les émetteurs des transistors 210 et 211 sont reliés en commun à une extrémité d'une résistance 216 dont l'autre extrémité est reliée au conducteur commun 148. De même, les émetteurs du transistor 212 et 213 sont reliés en commun à une extrémité d'une résistance 218 dont l'autre extrémité est reliée au conducteur commun 148. Les surfaces des émetteurs des transistors 204, 210, 211, 212 et 213 sont toutes égales entre elles et la valeur de chacune des résistances 216 et 218 est égale à la moitié de celle de la résistance 208. Par conséquent, le courant global conduit par les transistors 210 et 211 est égal au double de celui conduit par le transistor 204. De façon similaire, le courant global conduit par les transistors 212 et 213 est égal au double de celui conduit par le transistor 204. Les collecteurs des transistors 210, 211, 212 et 213 sont connectés en commun à la barre 178 de référence de tension afin d'appliquer à cette dernière un courant symétrique. Le courant symétrique produit par les transistors 210-213 est sensiblement égal à quatre fois le courant conduit par le transistor 184, ou à peu près égal au courant conduit par la branche asservie 182. A peu près la totalité du courant symétrique appliqué par les transistors 210-213

à la barre 178 de référence de tension est conduite par la  
branche 154 de référence pour établir la tension de réfé-  
rence sur la barre 178 de référence (tous les autres cou-  
rants provenant de la barre 178 de référence de tension  
5 étant des courants de base relativement faibles).

Pour assurer la circulation initiale d'un cer-  
tain courant dans la branche 154 de référence, un disposi-  
tif 220, connu sous le nom de "epi-FET", est monté entre  
le conducteur commun 148 et la barre 178 de référence de  
10 tension. Ainsi qu'il est bien connu de l'homme de l'art,  
un tel dispositif à transistor à effet de champ peut être  
fabriqué par isolation d'une région épitaxiale allongée de  
type N, puis diffusion d'une région de base de type P qui  
s'étend latéralement en travers de la partie centrale de  
15 la région épitaxiale allongée. Une extrémité de la région  
épitaxiale allongée est reliée au conducteur commun 148  
et l'extrémité opposée est reliée à la barre 178 de réfé-  
rence de tension. La région de base de type P pénètre  
dans l'isolation de type P et elle est donc polarisée à  
20 travers le substrat à la tension d'alimentation négative.

Si on suppose qu'aucun courant ne circule initialement  
dans la branche 154 de référence, la tension présente sur  
la barre 178 de référence est sensiblement égale à la ten-  
sion négative d'alimentation. Dans ce cas, le dispositif  
25 220 "epi-FET" est polarisé de manière à conduire le courant  
vers la barre 178 de référence de tension, lequel courant  
est initialement conduit par la base du transistor 184.  
Le courant de collecteur qui en résulte dans le transistor  
184 est réfléchi par le circuit miroir PNP de courant et  
30 le courant ainsi réfléchi est injecté dans la barre 178  
de référence de tension. Le courant supplémentaire fourni  
par le circuit symétrique PNP de courant est conduit par  
la base du transistor 184 afin d'accroître davantage le  
courant de collecteur de ce dernier. Cette opération de  
35 régénération se poursuit jusqu'à ce que la tension présente  
sur la barre 178 de référence de tension soit suffisam-  
ment grande pour provoquer la mise en avalanche de la diode

162 de Zener et rendre fonctionnelle la branche 154 de référence, à la suite de quoi la barre 178 de référence de tension se stabilise à son état d'équilibre. Lorsque la tension de la barre 178 de référence s'élève, le transistor à effet de champ 220 se trouve isolé et est pratiquement non conducteur au moment où la barre 178 de référence de tension parvient à son état d'équilibre.

L'amplitude de la tension entre la barre 178 de référence de tension et le conducteur 42 d'alimentation à tension négative est relativement grande, car cette tension comprend la chute de tension aux bornes de la diode 162 de Zener ainsi que plusieurs tensions de jonction base-émetteur polarisées dans le sens direct. Une branche de division, indiquée globalement par la référence numérique 222, est incorporée dans le circuit de référence de tension à boucle ouverte afin de dériver une tension de référence secondaire ayant une amplitude (telle que mesurée à partir du conducteur 42 d'alimentation à tension négative) égale à environ la moitié de celle de la tension présente sur la barre 178 de référence. Le courant circulant dans la branche 222 de division dépend principalement d'un transistor 224 et d'une résistance 226. La base du transistor 224 est reliée au noeud 196 de la branche asservie 182. L'émetteur du transistor 224 est relié par la résistance 226 au conducteur 42 à tension négative d'alimentation. Les surfaces des émetteurs des transistors 224 et 198 sont égales entre elles, et les valeurs des résistances 226 et 202 sont égales entre elles aussi. Par conséquent, le courant conduit par le transistor 224 est symétrique du courant conduit par la branche asservie 182.

Le collecteur du transistor 224 est relié par un noeud 228 à une extrémité d'une résistance 230 et à une extrémité d'une résistance 232. L'extrémité opposée de la résistance 230 est reliée à l'émetteur d'un transistor 234 dont la base est reliée à la barre 178 de référence de tension. Le collecteur du transistor 234 est relié au conducteur commun 148. Par conséquent, la tension du noeud

228 est dérivée de la tension apparaissant sur la barre 178 de référence de tension, mais elle est diminuée de la tension de la jonction base-émetteur du transistor 234 et de la chute de tension se produisant dans la résistance 230. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, chacune des résistances 226 et 230 présente une valeur de 3,3 Kohms.

La tension développée au noeud 228 par la branche 222 de division est sensiblement réduite par rapport à la tension de référence développée sur la barre 178 de référence. Néanmoins, une impédance relativement élevée est associée au noeud 228. Ainsi qu'il est connu de l'homme de l'art, il est souhaitable de commander les transistors formant sources de courants (46,82,92,102, etc.) des commutateurs de bits à l'aide d'un noeud d'impédance relativement basse, afin de fournir à ces transistors un courant de commande suffisant et afin de les rendre insensibles aux transitoires apparaissant sur le conducteur 48 de tension de référence par suite des commutations rapides d'un ou plusieurs commutateurs de bits. Par conséquent, une branche de commande montée en charge d'émetteur, indiquée globalement par la référence numérique 238, est incorporée dans le circuit de référence à boucle ouverte pour établir un point de commande à basse impédance, connecté au conducteur 48 de référence de tension.

La résistance 232 est montée entre les noeuds 228 et 236 afin de connecter la branche 238 de commande à charge d'émetteur à la branche 222 de division. L'insertion de la résistance 232 entre les noeuds 228 et 236 augmente l'impédance entre la barre 178 de référence de tension et la branche 238 de commande, ce qui isole davantage la barre 178 de référence de tension vis-à-vis des transitoires induits sur le conducteur 48 de référence de tension par suite des actions de commutation des commutateurs de bits. Dans la forme préférée de réalisation, la résistance 232 présente une valeur de 3,3 Kohms. Un transistor 240 monté en charge d'émetteur est relié par sa base au noeud 236 et

par son émetteur à un noeud 242 pour commander le conducteur 48 de référence de tension. Le collecteur du transistor 240 est relié à l'émetteur d'un transistor 244 dont la base et le collecteur sont reliés à la barre 178 de référence de tension et au conducteur commun 148, respectivement. Le transistor 244 sert à connecter le collecteur du transistor 240 à la masse tout en maintenant la tension base-collecteur du transistor 240 à une valeur sensiblement constante quelles que soient les variations de la tension négative d'alimentation.

Le noeud 242 est également relié au collecteur d'un transistor 246 et à une extrémité d'une résistance 248 dont l'extrémité opposée est connectée à la base du transistor 246. L'émetteur de ce transistor 246 est relié par une résistance 250 au conducteur 42 d'alimentation à tension négative. La surface d'émetteur du transistor 246 est égale à celle du transistor 46 formant source de courant et faisant partie du commutateur de bit de poids fort, et la valeur de la résistance 250 est de 3,3 Kohms, soit la moitié de celle des résistances 50 et 52 du commutateur de bit de poids fort. Par conséquent, les caractéristiques de densité de courant et de comportement à la température du transistor 246 sont sensiblement identiques à celles des transistors formant sources de courants, associés à chacun des commutateurs de bits.

La façon dont le circuit de référence de tension à boucle ouverte montré sur les figures 1A et 1B maintient les courants de commutation de bit à des valeurs constantes et indépendantes des variations de température et de tension d'alimentation sera à présent décrite en regard du schéma simplifié de la figure 2 sur lequel les composants, les noeuds et les conducteurs identiques à ceux représentés sur les figures 1A-1C portent les mêmes références numériques auxquelles un signe prime est ajouté. Sauf indication contraire, toutes les références à la tension sont données par rapport à la tension négative d'alimentation. Si on considère d'abord la branche 154 de référence, la diode de Zener 162' présente un coefficient de température positif,

c'est-à-dire que la tension aux bornes de cette diode 162' augmente à un rythme de variation particulier lorsque la température augmente, si l'on suppose que le courant passant dans la diode est sensiblement constant. Ainsi qu'il est bien connu de l'homme de l'art, la tension de la jonction base-émetteur du transistor 164' présente un coefficient de température négatif, c'est-à-dire que la tension de la jonction base-émetteur diminue à un rythme de variation particulier lorsque la température augmente, pourvu que le transistor 164' conduise un courant constant. D'une façon générale, le coefficient de température de la diode 162' de Zener est sensiblement de l'ordre de 1,25 à 1,5 fois plus grand que le coefficient de température de la tension de la jonction base-émetteur du transistor 164'.

Le transistor 164' et les résistances 166' et 168' sont interconnectés pour former un multiplicateur dit  $V_{BE}$  dans lequel la tension développée aux bornes de la résistance 168' est proportionnelle à la tension de la jonction base-émetteur du transistor 164' selon le rapport des valeurs des résistances 168' et 166'. Par conséquent, si l'on suppose que la valeur de la résistance 168' est supérieure d'environ 1,25 fois à celle de la résistance 166', la chute de tension aux bornes de la résistance 168' sera 1,25 fois plus grande que la tension de la jonction base-émetteur du transistor 164'. En choisissant de façon appropriée le rapport des résistances 166' et 168', on peut donner au coefficient de température de la tension engendrée aux bornes de la résistance 168' une valeur à peu près égale et opposée à celle de la tension aux bornes de la diode 162' de Zener. Les résistances 166' et 168' peuvent être ajustées au laser afin qu'il soit possible de régler le multiplicateur  $V_{BE}$  en fonction des coefficients particuliers de température de la diode 162' de Zener et de la jonction base-émetteur du transistor 164'. Dans la forme préférée de réalisation, les résistances 166' et 168' peuvent être ajustées pour faire varier la tension aux bornes de la résistance 163' à une valeur située dans une

plage de l'ordre d'environ 1 à 3 fois celle de la tension de la jonction base-émetteur du transistor 164'. Par conséquent, la somme des tensions produites aux bornes de la diode 162' de Zener et aux bornes de la résistance 168' est  
5 une tension constante  $V_{COMP}$  indépendante des variations de la température, pourvu que le courant soit maintenu à une valeur relativement constante dans la branche de référence.

La tension présente sur la barre 178' de référence est égale à la somme des tensions aux bornes de la diode 156', de la diode 176' et de la jonction base-  
10 émetteur du transistor 164', plus la tension  $V_{COMP}$ . Par conséquent, la tension présente sur la barre 178' de référence diminue à raison de trois fois le coefficient de température d'une tension de jonction base-émetteur, pourvu  
15 que le courant  $I_Z$  passant dans la branche de référence soit maintenu à une valeur constante.

Si l'on se réfère à présent à la branche asservie indiquée en 182 sur la figure 2, le coefficient de température de la barre 178' de référence de tension est exacte-  
20 ment compensé par les coefficients négatifs de température des trois tensions des jonctions base-émetteur associées au transistor 184', à la diode 188' et à la diode 198'. Par conséquent, une tension constante en résulte aux bornes des résistances 194' et 202' et, par conséquent, un courant  
25 constant  $I_1$  circule dans la branche asservie.

Pour maintenir à une valeur constante le courant  $I_Z$  circulant dans la branche de référence, les transistors 204' et 210' produisent un courant qui est le symétrique du courant constant  $I_1$  circulant dans la branche asservie  
30 et ce courant symétrique est renvoyé à la branche de référence. Le courant fourni par le transistor 210' à la barre 178' de référence de tension est proportionnel au courant constant  $I_1$ . Etant donné que les courants de base appelés par les transistors 184', 234', 244' et 282' sont négligeables par rapport au courant conduit par la branche de  
35 référence, le courant constant fourni par le transistor 210' circule essentiellement dans la branche de référence,

alimentant cette dernière en un courant  $I_Z$  qui est sensiblement constant, quelles que soient les variations de température ou de la tension d'alimentation. Par conséquent, la branche de référence à diode de Zener établit son propre courant en développant une tension utilisée pour engendrer un courant dans la branche asservie, lequel courant de la branche asservie est ensuite renvoyé de façon symétrique à la branche de référence à diode de Zener.

Etant donné que le courant  $I_1$  circulant dans la branche asservie est constant, la tension présente au noeud 196' possède un coefficient de température égal à celui de la tension de la jonction base-émetteur de la diode 198'. Les densités de courant dans les jonctions émetteur-base des transistors 224' (de la branche de division) et 278' (de la branche de sortie de référence) correspondent à celle de la diode 198'. De façon similaire, les résistances 226' (de la branche de division) et 280' (de la branche de sortie de référence) sont identiques à la résistance 202'. Par conséquent, un courant  $I_1'$  conduit dans la branche de division et un courant  $I_1''$  conduit dans la branche de sortie de référence sont identiques au courant  $I_1$  circulant dans la branche asservie et ils sont donc également pratiquement indépendants de la température et de la tension d'alimentation.

Comme mentionné précédemment, la tension présente sur la barre 178' de référence est égale à  $V_{COMP}$  plus les trois tensions des jonctions base-émetteurs. Par conséquent, la somme des tensions aux bornes des résistances 194' et 202' de la branche asservie est une constante égale à  $V_{COMP}$ . Les valeurs des résistances 194' et 202' sont de préférence choisies de façon à être égales; par conséquent, la tension au noeud 196' est égale à la moitié de  $V_{COMP}$  plus la tension de la jonction base-émetteur de la diode 198'. En conséquence, la tension aux bornes de la résistance 226' de la branche de division est égale à la moitié de  $V_{COMP}$ . La résistance 230' de la branche de division est choisie de façon à être égale à la

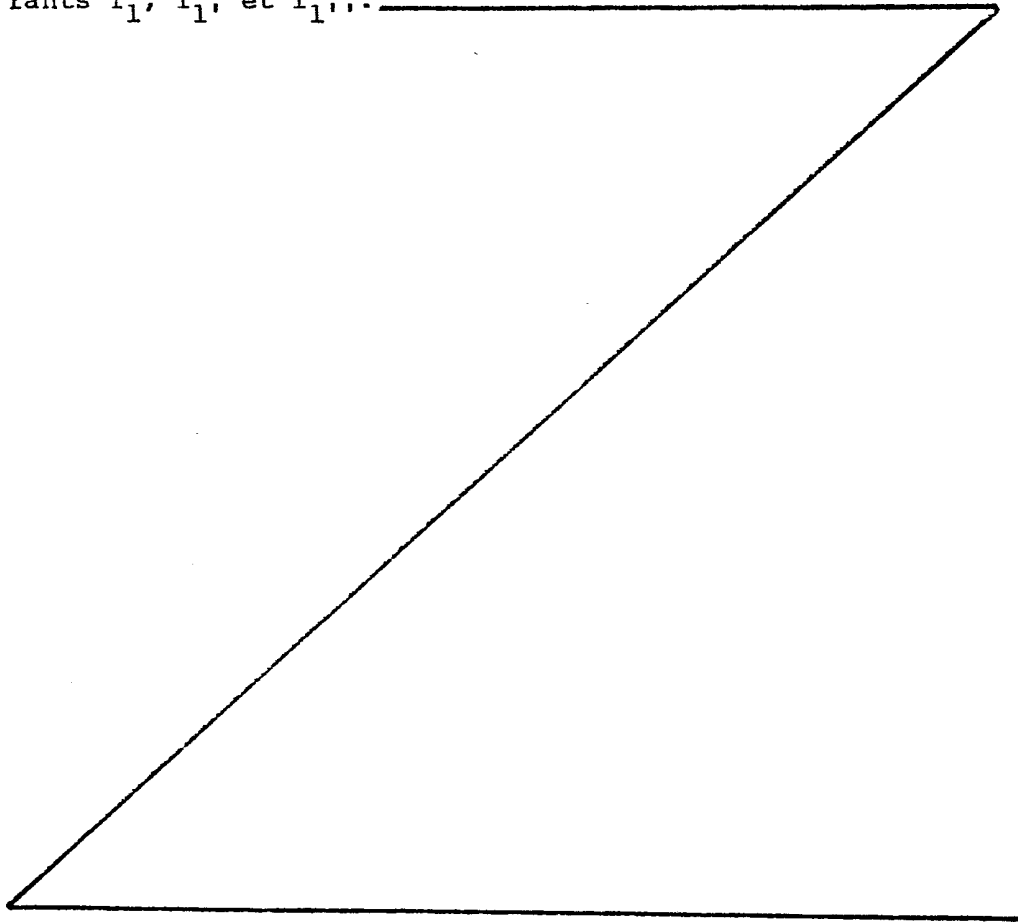
résistance 226' et, par conséquent, la chute de tension aux bornes de la résistance 230' est aussi égale à la moitié de  $V_{COMP}$ . La tension qui en résulte au noeud 228' est la tension de la barre 178' de référence, diminuée de la somme des tensions aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor 234' et de la résistance 230', à savoir:

$$\begin{aligned}
 V_{228'} &= (V_{COMP} + 3V_{BE'}) - (V_{BE'} + V_{230'}) \\
 &= V_{COMP} + 3V_{BE'} - V_{BE'} - (1/2)(V_{COMP}) \\
 &= 2V_{BE'} + (1/2)V_{COMP}
 \end{aligned}$$

Par conséquent, la composante  $V_{COMP}$  de la tension appliquée à la barre 178' de référence de tension est divisée de moitié au noeud 228' par la branche de division. Il est souhaitable de réduire l'amplitude de la composante  $V_{COMP}$  appliquée au conducteur 48' de tension de référence pour permettre le fonctionnement du circuit convertisseur numérique-analogique sous des tensions négatives réduites d'alimentation, sans saturation des transistors constituant les sources de courant de commutation de bits.

Comme représenté sur la figure 2, la branche de commande à charge d'émetteur, indiquée en 238, comprend un transistor 240' monté en charge d'émetteur, ainsi qu'une diode 246' et une résistance 250' pour maintenir la circulation d'un courant de polarisation à travers le transistor 240'. La branche de commande à charge d'émetteur établit un point de commande à basse impédance pour la commande du conducteur 48' de tension de référence. La faible impédance associée à la branche de commande à charge d'émetteur sert également à absorber rapidement tous courants transitoires conduits par le conducteur 48' de référence de tension et résultant de l'action des commutations se produisant dans les divers commutateurs de bits, ce qui permet au conducteur 48' de se stabiliser rapidement et, par conséquent, au courant analogique de sortie dérivé des

courants de commutation de bits de se stabiliser rapidement à sa valeur finale. La résistance 250' (située dans la branche à charge d'émetteur) présente une valeur égale à celle des résistances 194' et 202' (de la branche asservie) et à celle des résistances 226' et 230' (de la branche de division). Les surfaces d'émetteur du transistor 240' et de la diode 246' (de la branche à charge d'émetteur) sont égales à celles des éléments 156', 176', 184', 188', 198', 224' et 234'. Par conséquent, les niveaux de courant et les chutes de tension base-émetteur qui en résultent dans le transistor 240' et la diode 246' correspondent à ceux des éléments 156', 176', 184', 188', 198', 224' et 234'. Le courant  $I_F$  de la branche à charge d'émetteur est donc essentiellement constant et son amplitude est égale à celle des courants  $I_1$ ,  $I_1$ , et  $I_1$ ...



De plus, la tension appliquée au conducteur 48' est égale à la moitié de  $V_{COMP}$  plus la tension d'une jonction base-émetteur.

Si l'on se réfère à présent au commutateur de bit montré sur la figure 2 et indiqué en CB, la surface d'émetteur du transistor 46' et la valeur de la résistance 50' sont choisies pour établir une densité de courant, dans le transistor 46', égale à celle établie dans le transistor 240'. Par conséquent, la tension de la jonction base-émetteur du transistor 46' et son coefficient de température correspondent à ceux des éléments actifs de la branche de référence, de la branche asservie, de la branche de division et de la branche de commande à charge d'émetteur. La tension résultante aux bornes de la résistance 50' du commutateur de bit est donc une tension sensiblement constante, égale à la moitié de  $V_{COMP}$ . Etant donné que  $V_{COMP}$  est une tension constante indépendante de la température et de la tension d'alimentation, le courant résultant  $I_L$  circulant dans le commutateur de bit est également constant. En résumé, les tensions des jonctions base-émetteur associées aux transistors 46' (dans le commutateur de bit), 240' (dans la branche de commande à charge d'émetteur), et 234' (dans la branche de division) sont annulées par les diodes 156' et 176' et par la tension de la jonction base-émetteur du transistor 164' de la branche de référence.

L'analyse ci-dessus du circuit représenté sur la figure 2 ignore des effets d'erreurs de second ordre dus à des variations résultant de la température et de la tension d'alimentation et affectant le gain en courant (ou facteur alpha) des transistors faisant partie du circuit de référence à boucle ouverte. Il est bien connu qu'une variation de température s'accompagne d'une variation du gain en courant d'un transistor. Il est également bien connu qu'une variation de la tension base-collecteur d'un transistor, qui peut résulter de variations de la tension négative d'alimentation, s'accompagne d'une variation du gain en courant du transistor ainsi que d'une

variation du rendement d'émetteur du transistor. Ce dernier phénomène concernant la tension base-collecteur est communément appelé effet Early.

La variation de la tension base-collecteur peut être éliminée, en ce qui concerne certains transistors, par simple addition de transistors montés en charge d'émetteur, en des points appropriés, afin de limiter les tensions de collecteur de ces transistors à une valeur référencée sur la tension négative d'alimentation. Par exemple, la variation de la tension base-collecteur des transistors 240' et 278' est éliminée par addition de transistors 244' et 282', respectivement. Cependant, les transistors 46', 184', 210' et 234' sont tous sujets à une variation due à l'effet Early. Le courant de commutation de bit conduit par le collecteur du transistor 44' est sujet à des variations dues à des fluctuations, engendrées par la température, du gain en courant des transistors 44' et 46'. De façon similaire, le courant de référence conduit par le collecteur du transistor 284' dans la branche de sortie de référence est sujet à des variations dues à des fluctuations du gain en courant des transistors 278' et 282' par suite de variations de la température.

Pour compenser les variations du gain en courant dues à des changements de température, on peut noter que la diode 246' de la branche de commande à charge d'émetteur représentée sur la figure 2 est remplacée par un transistor 246 et une résistance de base 248 sur les figures 1A et 1B. De même, la diode 176' de la branche de référence montrée sur la figure 2 est remplacée par un transistor 176 et une résistance de base 180 sur les figures 1A et 1B. De plus, la diode 198' de la branche asservie montrée sur la figure 2 est remplacée par un transistor 198 et une résistance de base 200 sur les figures 1A et 1B.

Si la tension présente entre l'émetteur et le collecteur du transistor 246 est exprimée sous la forme  $V_{CE(246)}$ , et si la tension de la jonction base-émetteur du transistor 246 est exprimée sous la forme  $V_{BE((246))}$  et si, en outre, le facteur d'amplification (c'est-à-dire

le rapport du courant de collecteur  $I_C$  au courant de base  $I_B$ ) du transistor 246 est exprimé par  $\beta$ , et la résistance 248 est désignée  $R_{248}$ , la grandeur  $V_{CE(246)}$  peut être exprimée par :

$$\begin{aligned} V_{CE(246)} &= V_{BE(246)} + I_B \cdot R_{248} \\ &= V_{BE(246)} + (I_C/\beta) \cdot R_{248} \end{aligned}$$

Lorsque la température augmente,  $V_{BE(246)}$  diminue et  $\beta$  augmente. Par conséquent, le terme  $(I_C/\beta) \cdot R_{248}$  diminue également lorsque la température augmente. Le coefficient de température (ou taux de variation) de  $V_{CE(246)}$  est sensiblement supérieur à celui de  $V_{BE(246)}$  par suite de la présence de la résistance de base 248. Par conséquent, en ajoutant la résistance de base 248, on augmente efficacement le coefficient effectif de température de la diode 248' (voir figure 2). De même, l'addition des résistances de base 180 et 200 accroît efficacement les coefficients de température des diodes 176' et 198', respectivement (voir figure 2).

En sélectionnant convenablement les valeurs des résistances de base 248, 180 et 200, on peut faire diminuer légèrement le courant  $I_L$  de commutation de bit conduit par la résistance 50' (voir figure 2) et le courant de la branche de sortie de référence conduit par la résistance 280' lorsque les températures augmentent, cette diminution s'effectuant à un taux qui compense les gains en courant accrus des transistors 44' et 46' et des transistors 278' et 282', respectivement, de manière que les courants conduits par les collecteurs des transistors 44' et 282' soient maintenus à des valeurs sensiblement constantes sur la plage de températures. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, les résistances de base 248, 180 et 200 ont respectivement les valeurs de 16,5 kilohms, 13,2 kilohms et 3,3 kilohms.

La fonction spécifique de la résistance de base 248 est de compenser les variations dues à la température des courants de base fournis par le transistor 240

à charge d'émetteur aux bases des transistors constituant les sources de courant (46, 82, 92, etc.) dans les commutateurs de bits. Lorsque la température s'élève, le gain en courant des transistors formant sources de courant  
5 dans les commutateurs de bits augmente et, par conséquent, les courants de base qu'ils conduisent diminuent. Pour maintenir à une valeur relativement constante le courant passant dans le transistor 240 à charge d'émetteur, la tension aux bornes de la résistance 250 augmente en fait  
10 légèrement avec la température par suite de la composante supplémentaire de coefficient négatif de température de la tension aux bornes de la résistance 248 de base. Le léger accroissement de la tension aux bornes de la résistance 250 lorsque les températures augmentent et le  
15 léger accroissement qui en résulte du courant mis en circulation dans cette résistance compensent approximativement la diminution des courants de base fournis aux transistors formant sources de courant des commutateurs de bits. Par conséquent, le courant conduit par le transistor 240 à  
20 charge d'émetteur est sensiblement constant sur toute la plage de températures.

La tension aux bornes de la résistance 168 du multiplicateur  $V_{BE}$  faisant partie de la branche de référence présente une composante à coefficient de température négatif par suite de la diminution du courant de  
25 base du transistor 164 lorsque les températures augmentent. La composante à coefficient de température négatif de la tension aux bornes de la résistance 168 due à la variation du courant de base et le coefficient négatif de température  
30 de la tension aux bornes de la résistance 180 donnent à la tension présente sur la barre 178 de référence de tension un coefficient de température qui est en fait supérieur à la simple somme des seuls coefficients de température des tensions des jonctions base-émetteur des  
35 transistors 156, 164 et 176. Par conséquent, les tensions aux bornes des résistances d'émetteur des sources de courant (50/52, 84, 94/96, etc.) des commutateurs de bits et la tension aux bornes de la résistance 280 diminuent

réellement quelque peu lorsque les températures augmentent par suite de la diminution des courants de base conduits par les résistances 163 et 180. Le coefficient négatif de température de la tension aux bornes de la résistance 200 sert en outre à diminuer la tension aux bornes de la résistance 280 lorsque la température augmente. Les tensions réduites aux bornes des résistances d'émetteur des transistors formant les sources de courant de commutation de bits et aux bornes de la résistance 280 lorsque les températures augmentent provoquent une diminution du courant conduit par ces résistances. Ces courants réduits, aux températures plus élevées, compensent approximativement les gains en courant plus élevés des transistors de commutation et de sources de courant de chaque commutateur de bit (par exemple les transistors 46 et 44, respectivement, du commutateur de bit de poids fort) et les gains en courant plus élevés des transistors 278 et 282 de la branche de sortie de référence. Par conséquent, les courants conduits par le collecteur du transistor 44 et par le collecteur du transistor 282 sont constants malgré les variations engendrées par la température dans le gain en courant de ces transistors.

Si l'on se réfère à présent brièvement à la figure 2, on voit que la tension de la jonction base-collecteur du transistor 184' varie lorsque la tension négative d'alimentation varie. Par exemple, un accroissement de l'amplitude de la tension négative d'alimentation entraîne un accroissement de la polarisation inverse de la jonction base-collecteur du transistor 184' et, par conséquent, un accroissement du gain en courant et du rendement d'émetteur du transistor 184'. Par conséquent, le courant de collecteur du transistor 184' tend à augmenter lorsque l'amplitude de la tension négative d'alimentation augmente par suite de l'effet Early mentionné ci-dessus. De même, lorsque l'amplitude de la tension négative d'alimentation est augmentée, la polarisation inverse de la jonction base-collecteur du transistor PNP 210' du circuit symétrique ou miroir de courant est augmentée,

ce qui rend le circuit symétrique plus efficace. Par conséquent, un accroissement de l'amplitude de la tension négative d'alimentation tend à augmenter le courant délivré par le collecteur du transistor 210'. Ce courant accru est  
5 conduit principalement par la branche de référence et il provoque donc la tension générée sur la barre 178' de référence de tension. Cet effet doit être évité si le circuit convertisseur numérique-analogique doit avoir un taux de réjection d'alimentation relativement élevé.

10 Pour éviter les erreurs par effet Early du type décrit ci-dessus, la diode 188' de la figure 2 est remplacée par des transistors 188 et 192 de partage de courant (voir figures 1A et 1B), et le transistor 210' de la figure 2 est remplacé par des transistors 210-213  
15 (voir figures 1A et 1B). En dimensionnant les surfaces d'émetteur des transistors 192 et 188 suivant le rapport de 3:1, les trois quarts du courant de la branche asservie conduit à travers la résistance 194 sont déviés vers la masse. Pour maintenir une densité de courant appropriée,  
20 la surface d'émetteur du transistor 184 est égale à la surface d'émetteur du transistor 188 et à un quart de la surface d'émetteur du transistor 198. Etant donné que le collecteur du transistor 192 est référencé à la masse, un accroissement de l'amplitude de la tension négative  
25 d'alimentation élève la polarisation inverse de la jonction collecteur-base du transistor 192, ce qui rend ce dernier plus efficace. L'efficacité ou le rendement accru du transistor 192 permet à ce dernier de conduire une plus grande part du courant total conduit par les transistors  
30 192 et 188. Par conséquent, une plus petite part du courant de la branche asservie est conduite par les transistors 183 et 184 vers le circuit miroir de courant PNP. En dimensionnant de façon appropriée les surfaces relatives d'émetteur des transistors 192 et 188, les variations  
35 dues à l'effet Early dans le transistor 184 et dans le circuit miroir de courant PNP peuvent être compensées efficacement par les variations dues à l'effet Early associées au transistor 192. Pour compenser la division par

quatre du courant de la branche asservie, effectuée par les transistors 188 et 192, les transistors 210-213 multiplient par un facteur de quatre le courant conduit par le transistor PNP 204. Par conséquent, le courant  
5 délivré par le circuit miroir ou circuit réfléchi de courant à la branche 154 de référence est essentiellement identique au courant parcourant la branche asservie 182.

Les rendements d'émetteur accrus des transistors 184 et 192, qui résultent d'un accroissement de la  
10 tension négative d'alimentation par suite de l'effet Early, s'accompagnent d'une diminution des tensions des jonctions base-émetteur de ces transistors. Par conséquent, la chute de tension dans les résistances 194 et 202 et donc le courant conduit par la branche asservie augmentent  
15 légèrement lorsque l'amplitude de la tension négative d'alimentation augmente. La légère augmentation du courant dans la branche asservie se refléchit dans la branche 222 de division, entraînant un léger accroissement du courant conduit par la résistance 230. L'accroissement de tension  
20 qui en résulte aux bornes de la résistance 230 fait plus que compenser toute diminution de la tension de la jonction base-émetteur du transistor 234 par suite du rendement d'émetteur accru sous l'effet Early. Les tensions aux noeuds 228 et 236 diminuent légèrement par suite  
25 de la plus grande chute de tension dans la résistance 230. Par conséquent, un accroissement de l'amplitude de la tension négative d'alimentation s'accompagne d'une légère diminution de la tension appliquée au conducteur 48 de référence de tension ; la légère diminution de la tension  
30 appliquée au conducteur 48 compense approximativement le gain en courant accru et les tensions diminuées des jonctions base-émetteur qui apparaissent dans les transistors formant sources de courant (46, 82, 92, etc.) des commutateurs de bits par suite de l'effet Early. Par  
35 conséquent, les courants circulant dans les commutateurs de bits restent relativement constants malgré les variations dues à l'effet Early affectant les caractéristiques des transistors sources de courant, ces variations étant

dues à des variations de la tension négative d'alimentation.

Le circuit de référence de tension à boucle ouverte comprend également un réseau de réglage de gain, désigné globalement par la référence numérique 252 et permettant à l'amplitude des courants de commutation de bits d'être réglée de façon relative sans nuire ainsi aux caractéristiques de compensation de température et de tension d'alimentation du circuit de tension de référence à boucle ouverte. Le réseau 252 de réglage de gain comprend un transistor PNP 254 dont le collecteur est connecté à un noeud 236 afin d'appliquer à ce dernier un courant d'amplitude réglable, indépendant de la température. Il est évident à l'homme de l'art que lorsque le courant fourni par le transistor 254 au noeud 236 varie, les tensions aux bornes des résistances 230 et 232 varient également, ce qui fait varier la tension qui en résulte au noeud 236.

La base du transistor 254 est connectée à un noeud 256 et à la base et au collecteur d'un transistor PNP 258. Le noeud 256 est relié par un conducteur 260 au collecteur d'un transistor 262 qui appelle un courant d'amplitude prédéterminée provenant du noeud 256 d'une manière décrite ci-après. L'émetteur du transistor 258 est relié à la base et à un premier collecteur 264 d'un transistor PNP 266 à deux collecteurs. Le second collecteur 268 du transistor 266 est connecté à un noeud 270 et à l'émetteur du transistor 254. Le noeud 270 est lui-même connecté à un plot 272 de réglage de gain. L'émetteur du transistor 266 est connecté à un noeud 274 et il est maintenu à environ une tension de jonction base-émetteur au-dessus du potentiel de masse, d'une manière décrite ci-après.

La surface du premier collecteur 264 est dimensionnée de manière à être égale à cinq fois celle du second collecteur 268. Le transistor 258, monté en diode, et le premier collecteur 264, monté en diode, du transistor 266 conduisent le courant appelé par le collecteur du transistor 262 et font circuler un courant égal à un

cinquième de cette amplitude de courant dans le second collecteur 268. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, le courant résultant qui circule dans le second collecteur 268 est d'environ 3,5 micro-ampères.

5 Si on suppose que le plot 272 de réglage de gain ne conduit aucun courant, le courant de 3,5 micro-ampères fourni par le second collecteur 268 est conduit par le transistor 254 au noeud 236. Par ailleurs, en dirigeant le courant vers le plot 272 de réglage de gain ou en l'appelant à ce plot, 10 le courant injecté dans le noeud 236 par le transistor 254 peut être modifié.

Dans la forme préférée de réalisation, le plot 272 de réglage de gain est connecté à un circuit simple, extérieur au circuit intégré du convertisseur numérique-analogique, ce circuit simple pouvant fournir ou appeler 15 un courant pouvant atteindre 1,5 micro-ampère. Un tel circuit peut être formé par montage d'un potentiomètre entre des tensions d'alimentation de +15 volts et de -15 volts et par connexion du curseur du potentiomètre 20 sur le plot 272 de réglage de gain au moyen d'une résistance de 10 mégohms. Il est apparu que le réseau de réglage de gain décrit ci-dessus permet une variation de 0,1 à 0,3 % des courants de commutation de bits, laquelle variation convient à la plupart des cas.

25 Le circuit convertisseur numérique-analogique selon l'invention comprend également un dispositif destiné à générer un signal de sortie de référence de tension qui est pratiquement insensible aux variations de température et de la tension d'alimentation. Le signal de 30 sortie de référence de tension peut être commodément utilisé pour établir un décalage ou déport bipolaire du courant analogique de sortie produit par le plot 62  $I_{OUT}$  afin de faciliter la conversion du courant analogique de sortie en une tension bipolaire de sortie. Dans la forme 35 préférée de réalisation de l'invention, le signal de sortie de référence de tension présente une tension constante de +6,3 volts, bien que l'amplitude de ce signal puisse être de toute valeur souhaitée, quelle que soit

la chute nominale de tension dans la diode 162 de Zener. Les éléments du circuit utilisés pour produire le signal de sortie de référence de tension comprennent une source de courant de 1 milliampère qui est insensible à la température et à la tension d'alimentation, un amplificateur différentiel et une résistance de réaction ajustable par laser, ayant une valeur d'environ 6,3 kilohms et parcourue par le courant de 1 milliampère.

Comme représenté sur les figures 1B et 1C, la branche de la source de courant de 1 milliampère pour le circuit de sortie de référence de tension est désignée globalement par la référence numérique 276 et comprend un transistor 278 dont la base est reliée au noeud 196 de la branche asservie 182. L'émetteur du transistor 278 est relié par une résistance 280 au conducteur 42 de tension négative d'alimentation. Etant donné que la surface d'émetteur du transistor 278 et la valeur de la résistance 280 sont identiques à la surface d'émetteur du transistor 198 et à la valeur de la résistance 202, respectivement, le courant conduit par le transistor 278 est identique à celui circulant dans la branche asservie 182 et il est insensible, de la même manière, aux variations de la température ou de la tension négative d'alimentation. Le collecteur du transistor 278 est relié à l'émetteur d'un transistor 282 dont la base est connectée à la barre 178 de référence de tension, tandis que le collecteur est relié à un noeud 284.

Le noeud 284 sert d'entrée à un amplificateur différentiel, désigné globalement par la référence numérique 285 et comprenant des transistors 286 et 288 à couplage d'émetteur. Le noeud 284 est relié à la base du transistor 288. Un transistor 289 monté en diode est relié par son émetteur au noeud 284, et sa base et son collecteur sont connectés en commun au conducteur commun 148. Le transistor 289 sert d'élément de fixation de niveau destiné à empêcher la tension du noeud 284 de tomber notablement au-dessous du potentiel de masse. Les émetteurs communs des transistors 286 et 288 sont reliés au collecteur

d'un transistor 290 dont la base est connectée en commun avec la base du transistor 262 à la barre 178 de référence de tension et dont l'émetteur est connecté en commun, avec l'émetteur du transistor 262, au collecteur du transistor 5 292. La base de ce transistor 292 est reliée au noeud 196 de la branche asservie 182, et son émetteur est relié par une résistance 294 au conducteur 42 d'alimentation à tension négative. Par conséquent, le courant, indépendant de la température et de la tension, maintenu dans la branche 10 asservie 182, est réfléchi par le transistor 292 et la résistance 294. Les surfaces d'émetteur des transistors 290 et 262 sont dimensionnées dans le rapport de 3,5 à 1 pour diviser le courant du collecteur du transistor 292 entre les transistors 286 et 288, couplés par leurs émet- 15 teurs, de l'amplificateur différentiel 285 et le transistor 258, monté en diode, du circuit 252 de réglage de gain.

Comme mentionné précédemment, le noeud 284 sert de première entrée à un amplificateur différentiel 285. 20 La base du transistor 286 sert de seconde entrée à l'amplificateur différentiel 285 et elle est reliée par une résistance 296 au plot commun d'échelle 150 pour polariser la seconde entrée de l'amplificateur différentiel 285 au potentiel de masse. La résistance 296 est reliée au 25 plot commun 150 d'échelle plutôt qu'au plot commun 58 afin d'éviter l'application à ce dernier de tensions transitoires dues à la commutation des commutateurs de bits de poids fort du convertisseur numérique-analogique. Le collecteur du transistor 286 est relié à la base d'un 30 transistor PNP 298, à la base d'un transistor 300 et au collecteur d'un transistor PNP 302. Le collecteur du transistor 288 est relié au collecteur du transistor 298 et à la base d'un transistor 304. Un réseau de compensation de fréquence, formé d'un condensateur 306 et d'une résis- 35 tance 308, est monté entre le collecteur du transistor 288 et le conducteur commun 148 afin d'empêcher des oscillations de se produire à l'intérieur de l'amplificateur différentiel. La base du transistor 302 est reliée en

commun avec la base et le collecteur d'un transistor PNP 310 monté en diode ainsi qu'à l'émetteur du transistor 298. Les émetteurs des transistors 302 et 310 sont connectés par des résistances 312 et 314, de même valeur, 5 respectivement, au conducteur 316. Une résistance 318 relie le conducteur 316 à un plot 320 d'alimentation à tension positive ( $+V_{CC}$ ) qui reçoit de préférence une tension d'alimentation de +15 volts. Un plot supplémentaire 322 (AMP  $V_{SUP}$ ) est placé à distance du plot 320  $+V_{CC}$  et 10 est relié à ce dernier afin de faciliter l'installation d'une liaison par fil avec un circuit amplificateur extérieur pour conduire à ce dernier la tension positive d'alimentation.

Dans la partie de sortie de l'amplificateur 15 différentiel, l'émetteur du transistor 300 est connecté au collecteur du transistor 304. L'émetteur du transistor 304 est relié à la base d'un transistor 323 de sortie ainsi qu'à un noeud 326 de sortie par l'intermédiaire d'une résistance 324. L'émetteur du transistor 323 de 20 sortie est également relié au noeud 326 de sortie. Les collecteurs des transistors 300 et 323 sont reliés au conducteur 316.

Une résistance 328 de réaction ajustable par 25 laser est montée entre le premier noeud d'entrée 284 et le noeud de sortie 326. Un plot 330 de sortie de référence de tension ( $V_{REF\ OUT}$ ) est également connecté au noeud 326 de sortie. Le transistor PNP 298 est essentiellement identique au transistor 302 ; par conséquent, la part 30 du courant passant dans l'émetteur du transistor 298 et due au courant de base du transistor 302 est effectivement déviée par la base du transistor 298 vers le collecteur du transistor 286 afin d'équilibrer la charge appliquée aux transistors 286 et 288. De façon similaire, le transistor 300 a pour fonction d'appeler une composante de courant 35 de base au collecteur du transistor 302, égale à la composante de courant de base appelée par le transistor 304 au collecteur du transistor 298 pour équilibrer d'avantage la charge appliquée aux transistors 286 et 288. Par

conséquent, la charge appliquée aux collecteurs des transistors 286 et 288 est sensiblement équilibrée afin de minimiser tout décalage associé à l'amplificateur différentiel 285.

5 L'amplificateur différentiel comprend un réseau de protection contre les courts-circuits formé par des transistors 332, 334 et 336. L'émetteur du transistor PNP 332 est relié au plot 320 d'alimentation à tension positive et sa base est reliée au conducteur 316. Le collecteur  
10 du transistor 332 est relié à la base et au collecteur du transistor 334 monté en diode et dont l'émetteur est relié au conducteur commun 148. L'émetteur et la base du transistor 336 sont reliés en commun à ceux du transistor 334, tandis que son collecteur est relié au collecteur  
15 du transistor 288. Dans le cas où le collecteur du transistor de sortie 323 appelle un courant d'amplitude anormalement grande, la chute de tension dans la résistance 318 est suffisante pour polariser le transistor 332 dans le sens direct. Le courant conduit par le transistor 332  
20 est également conduit par le transistor 334 et il est réfléchi par le transistor 336. Le courant de collecteur résultant du transistor 336 prive efficacement le transistor 304 de tout courant de commande, ce qui a pour effet de bloquer le transistor 323 de sortie en cas de court-  
25 circuit.

Comme mentionné précédemment, l'appel de courant de référence par le transistor 282 est d'environ 1 milliampère d'amplitude et ce courant est pratiquement indépendant de la température et de la tension d'alimentation.  
30 Toutes faibles variations de ce courant de 1 milliampère, pouvant se produire par suite de variations du traitement, de la température, de la tension d'alimentation, etc., entraînent de petites variations similaires du courant analogique de sortie, obtenu par sommation au plot 62  
35  $I_{OUT}$ . La résistance 328 de réaction est ajustée par laser pendant la fabrication afin d'appliquer au plot 330 une tension positive de référence de sortie de 6,3 volts. La tension de référence de sortie est également insensible

à la température et à la tension d'alimentation.

Outre qu'elle est utile à la mise en oeuvre d'un procédé de conversion de tension à décalage bipolaire, de manière décrite ci-après, la tension de sortie de référence de +6,3 volts est également utilisée dans le circuit convertisseur numérique-analogique pour générer la tension appliquée à la barre 24 d'alimentation à tension sous-régulée, la tension appliquée au conducteur 38 de polarisation sous-régulée et la tension appliquée au conducteur 54 de tension de seuil. Le noeud 326 de sortie est relié à une extrémité d'une résistance 338 dont l'extrémité opposée est reliée à un noeud 339 et à une extrémité d'une résistance 340, ainsi qu'à la base d'un transistor 342. L'extrémité de la résistance 340 opposée au noeud 339 est reliée à un noeud 343 et à une extrémité d'une résistance 344, ainsi qu'à la base d'un transistor 346. L'extrémité de la résistance 344 opposée au noeud 343 est reliée à la base et au collecteur d'un transistor 348 monté en diode. L'émetteur du transistor 348 est relié à la base et au collecteur d'un transistor 350 monté en diode. L'émetteur du transistor 350 est relié au noeud 274 et à l'émetteur d'un transistor PNP 352. La base du transistor 352 est reliée par un conducteur 355 au plot commun d'échelle 150. Par conséquent, le noeud 274 est maintenu à une tension de jonction base-émetteur au-dessus du potentiel de masse.

Le collecteur du transistor 352 est relié à la base et au collecteur d'un transistor 354 dont l'émetteur est relié par une résistance 356 au conducteur 42 d'alimentation à tension négative. Le courant conduit par le collecteur du transistor 352 est également conduit par le transistor 354 et la résistance 356 pour appliquer une tension au conducteur 38 de polarisation sous-régulée.

Si l'on se réfère de nouveau au diviseur résistif, l'émetteur du transistor 342 est connecté à la base d'un transistor 353. Les collecteurs des transistors 342, 346 et 358 sont connectés chacun à un plot 360 de tension positive d'alimentation ( $V_{\text{LOGIC}}$ ) qui reçoit

typiquement une tension d'alimentation de +5 volts.  
Alors que le plot 320 d'alimentation à tension positive applique une tension positive au circuit de l'amplificateur différentiel utilisé pour générer la tension de sortie de référence, le plot  $V_{\text{LOGIC}}$  fournit un courant utilisé dans les réseaux d'entrée de chacun des circuits de commutation à douze bits. Une résistance de blocage 362 de valeur relativement élevée, montée entre la base et l'émetteur du transistor 358, maintient un courant de polarisation dans le transistor 342. Ainsi qu'il est bien connu de l'homme de l'art, la résistance 362 de blocage peut être réalisée par une première diffusion d'une région allongée de base de type P dans une région épitaxiale isolée du circuit intégré, puis par diffusion d'une région d'émetteur du type N en travers de la partie centrale de la diffusion de base allongée.

L'émetteur du transistor 358 est relié à la barre 24 d'alimentation à tension sous-régulée afin d'appliquer à cette dernière une tension d'environ +2,5 volts. Le courant circulant dans le diviseur résistif formé par les résistances 338, 340 et 344 est égal à la tension de sortie de référence de +6,3 volts, diminuée des trois tensions des jonctions base-émetteur des transistors 348, 350 et 352, divisée par la somme des amplitudes des résistances 338, 340 et 344. Les coefficients de température des tensions des jonctions base-émetteur des transistors 342 et 358 sont compensés partiellement par le coefficient de température de la tension développée au noeud 339 par le diviseur résistif, de manière que la tension appliquée à la barre 24 d'alimentation à tension sous-régulée devienne plus positive lorsque la température augmente à raison d'environ 0,8 millivolt par degré C. Si l'on suppose que le plot d'entrée 2 du bit de poids fort est à un niveau logique élevé ou à l'état logique "1", la tension développée à la base du transistor 30 est alors principalement déterminée par la tension de la barre 24 d'alimentation à tension sous-régulée. Le coefficient de variation positive de la barre 24 d'alimentation à

tension sous-régulée tend à accroître l'amplitude de la différence de tension entre les bases des transistors 30 et 44 de commutation de bit, connectés par leurs émetteurs. De plus grandes différences de tension sont nécessaires à des températures plus élevées pour empêcher les transistors de commutation de bit, connectés par leurs émetteurs, de se partager le courant de commutation de bit.

L'émetteur du transistor 346 est relié à un premier émetteur 366 d'un transistor 368 à deux émetteurs. La base du transistor 368 est reliée au collecteur d'un transistor 370 dont la base est elle-même reliée au conducteur 38 de polarisation sous-régulée. L'émetteur du transistor 370 est relié par une résistance 372 au conducteur 42 d'alimentation à tension négative. De même que dans le cas de l'émetteur 28 du transistor 30 du commutateur de bit de poids fort, l'émetteur 366 du transistor 368 est commandé en mode de rupture de Zener pour un décalage du niveau de la tension produite à l'émetteur du transistor 346. Le transistor 370 maintient un courant de polarisation dans la diode de Zener résultante. Le collecteur du transistor 368 est relié au conducteur 56 de courant résiduel. Le second émetteur 374 du transistor 368 est relié au conducteur 54 de tension de seuil et au collecteur d'un transistor 376 dont la base est reliée au conducteur 38 de tension de polarisation sous-régulée. Son émetteur est relié par une résistance 378 au conducteur 42 d'alimentation à tension négative. Le transistor 376 maintient la circulation d'un courant de polarisation dans l'émetteur 374 du transistor 368.

Les résistances 338, 340 et 344 du diviseur résistif sont choisies de manière que la tension produite sur le conducteur 54 de tension de seuil soit sensiblement égale à +1,4 volt, moins la chute de tension se produisant dans la diode de Zener formée par l'émetteur 366 du transistor 368. De plus, le coefficient de température de la tension à la base du transistor 346 annule effectivement la variation des tensions de la jonction base-

émetteur du transistor 346 et de l'émetteur 374 du transistor 368, de sorte que le coefficient de température de la tension appliquée au conducteur 34 de tension de seuil est sensiblement égal au coefficient de température de la diode de Zener formée par l'émetteur 366 du transistor 368. Par conséquent, si la borne d'entrée 2, correspondant au bit de poids fort, est maintenue à une valeur constante de +1,4 volt, les tensions appliquées aux bases des transistors 30 et 44 resteront sensiblement égales l'une à l'autre malgré les variations de température, car les variations de la tension aux bornes de la diode de Zener formée par l'émetteur 28 du transistor 30 sont compensées par des variations apparaissant dans la diode de Zener formée par l'émetteur 366 du transistor 368. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, les résistances 338, 340, 344 et 356 ont respectivement les valeurs de 9,60 kilohms, 4,67 kilohms, 3,90 kilohms et 857 ohms.

Plusieurs résistances et condensateurs sont également réalisés dans le circuit intégré pour faciliter le décalage bipolaire du courant analogique de sortie produit par le convertisseur numérique-analogique et pour faciliter la conversion de ce courant analogique de sortie en une tension de sortie. Une résistance 380, ajustable par laser, est montée entre des plots 382 et 384 et présente une valeur nominale de 6,3 kilohms. Un condensateur 386 est monté entre le plot 62  $I_{OUT}$  et un plot 388. Une résistance 390 ajustable par laser est montée entre le plot 388 et un plot 392 et elle possède une valeur nominale de 2 kilohms. Une résistance 394 ajustable par laser est montée entre le plot 392 et un plot 396 et elle possède une valeur nominale de 3 kilohms. Des résistances 398 et 400, ajustables par laser, sont montées chacune entre le plot 396 et le plot 62  $I_{OUT}$  et elles possèdent chacune une valeur nominale de 10 kilohms. De plus, un condensateur 402 est également monté entre le plot 396 et le plot 62  $I_{OUT}$ .

La façon dont le courant de décalage bipolaire et la tension de sortie analogique sont développés sera à présent décrite en regard de la figure 3. L'amplificateur différentiel 285 est représenté symboliquement sur la figure 3 et, comme décrit précédemment, il comporte une première entrée connectée au noeud 284 et une seconde entrée reliée au potentiel de masse par l'intermédiaire du plot commun 150 d'échelle. Le noeud 284 est relié à la branche de sortie de référence 276 du circuit de référence de tension à boucle ouverte afin de conduire un courant de référence  $I_1'$  ayant une amplitude d'environ 1 milliampère. La sortie de l'amplificateur différentiel 285 est reliée au noeud 326 de sortie, et une résistance de réaction 328 ( $R_F$ ) de 6,3 kilohms est montée entre les noeuds 284 et 326. Une tension constante de +6,3 volts est établie sur le noeud 326 de sortie qui est lui-même relié au plot 330 de sortie de référence de tension.

Une extrémité d'une résistance 380 ( $R_{BP0}$ ) de 6,3 kilohms est reliée au plot 330 de tension de sortie de référence de +6,3 volts, et l'autre extrémité opposée de la résistance 380 est reliée à un noeud 404. Le noeud 404 symbolise un couplage commun, réalisé soit intérieurement soit extérieurement au boîtier du circuit intégré du convertisseur numérique-analogique, entre la résistance 380 et le plot 62  $I_{OUT}$ . Le noeud 404 est également relié à une première entrée d'un amplificateur opérationnel 406 extérieur au circuit intégré du convertisseur numérique-analogique. La seconde entrée 408 de l'amplificateur opérationnel 406 est connectée au potentiel de masse, par exemple au moyen d'un fil la reliant au plot 152 AMP + IN (voir figure 1B). La sortie de l'amplificateur opérationnel 406 est reliée à un noeud 410 et à une borne 412 de sortie de tension. Une résistance de sortie 414 ( $R_{OUT}$ ) est montée entre le noeud de sortie 410 et le noeud d'entrée 404. La résistance 414 peut avoir une valeur de 5 kilohms et peut s'étendre entre le plot 396 et le plot 62  $I_{OUT}$ , auquel cas le plot 396 est relié au noeud 410. En variante, la résistance 414 peut être

constituée des résistances 398 et 400 montées en série avec les résistances 390 et 394, auquel cas le plot 388 est relié au noeud 410. De façon similaire, d'autres combinaisons de résistances 390, 394, 398 et 400 peuvent être utilisées pour former la résistance 414 de sortie par interconnexion appropriée des plots 388, 392 et 396 avec le plot 62  $I_{OUT}$  et le noeud 410. En réalisant les résistances 380, 390, 394, 398 et 400 à l'intérieur du circuit intégré du convertisseur numérique-analogique, il est possible d'ajuster ces résistances par laser et d'adapter leurs coefficients de température à ceux des résistances se trouvant à l'intérieur du circuit intégré, qui déterminent à la fois la tension de sortie de référence  $V_{REF\ OUT}$  et le courant analogique de sortie. Les condensateurs 386 et 402 favorisent la réduction du temps de stabilisation de l'amplificateur opérationnel extérieur 406. En faisant varier la valeur de la résistance 414  $R_{OUT}$ , on peut faire varier de façon correspondante l'amplitude de la tension analogique produite en grandeur réelle à la borne 412  $V_{OUT}$ .

En se référant encore à la figure 3, on voit que l'amplificateur opérationnel 406 maintient le noeud 404 à un potentiel de masse virtuel. Par conséquent, la résistance 380  $R_{BPO}$  présente, à ses bornes, une tension de 6,3 volts et elle conduit un courant de 1 milliampère vers le noeud 404. Dans la forme préférée de réalisation de l'invention, le courant analogique de sortie en grandeur réelle est de 2 milliampères dont un milliampère est fourni par le commutateur de bit de poids fort. Le courant passant par la résistance 414  $R_{OUT}$  est égal au courant analogique de sortie  $I_{OUT}$ , diminué du courant de décalage bipolaire conduit par la résistance 380  $R_{BPO}$ . Par conséquent, si l'on suppose que la valeur de la résistance 414  $R_{OUT}$  est de 5 kilohms, la tension à la borne 412  $V_{OUT}$  sera comprise entre -5,0 volts et +5,0 volts suivant l'état des bits du mot numérique d'entrée.

La figure 4 représente une variante d'un circuit de référence de tension à boucle ouverte, pouvant être

utilisé dans le circuit convertisseur numérique-analogique décrit précédemment en regard des figures 1A à 1C. Les éléments de la figure 1 qui correspondent à ceux décrits précédemment en regard des figures 1A à 1C et de la figure 2 portant les mêmes références numériques auxquelles le signe seconde est ajouté. Sur la figure 4, les transistors 46" et 52" correspondent au transistor formant source de courant et à l'un des transistors de commutation du commutateur de bit de poids fort. Le collecteur du transistor 62" produit un courant  $I_0$  qui participe au courant analogique total de sortie. Les transistors 278" et 282" correspondent à la branche de sortie de référence décrite précédemment ; cependant, la base du transistor 278" est reliée au conducteur 48" de référence de tension plutôt qu'à la branche asservie, comme c'est le cas dans le circuit montré sur la figure 2. Pour assurer davantage la concordance entre les courants  $I_{REF}$  et  $I_0$ , la base du transistor 282" peut être polarisée par le conducteur 54" de tension de seuil.

De même que précédemment, le circuit de référence à boucle ouverte comprend une branche de référence comportant un multiplicateur  $V_{BE}$  (transistor 164" et résistances 166" et 168") et une diode de Zener 162". Cependant, les première et seconde bornes en contact avec la diffusion de base de type P de la diode 162" de Zener ne sont pas connectées en commun, comme c'est le cas de la diode de Zener 162" montrée sur la figure 1B, mais, par contre, l'une de ces bornes est reliée au collecteur du transistor 424, et l'autre borne est reliée à la base du transistor 426. L'émetteur du transistor 426 est relié à la base du transistor 424 et au collecteur du transistor 428. Les émetteurs des transistors 424 et 428 sont reliés chacun à la borne 43" d'alimentation à tension négative.

De même que précédemment, la tension de la barre 178" de référence est égale à une composante compensée  $V_{COMP}$ , augmentée des trois tensions de jonctions base-émetteur.  $V_{COMP}$  est la somme des tensions aux bornes de

la diode de Zener 162" et aux bornes de la résistance 168". Les trois tensions de jonctions base-émetteur ajoutées à  $V_{COMP}$  sont celles présentes aux bornes de jonctions base-émetteur des transistors 164", 426 et 424. La plus grande partie du courant parcourant la diode de Zener est conduite par le collecteur du transistor 424, alors qu'un faible courant de polarisation seulement est conduit par la base du transistor 426. Par conséquent, toute composante de la tension aux bornes de la diode de Zener 162", due à des chutes de tension dans des résistances associées au contact de la diode de Zener 162" qui conduit la plus grande partie du courant de la diode, n'affecte pas la tension détectée à la base du transistor 426. Il va de soi pour l'homme de l'art que ce mode d'interconnexion de la diode 162" de Zener constitue un montage du type à détection Kelvin. Le collecteur du transistor 428 fournit un courant de polarisation sensiblement constant au transistor 426, lequel courant est conduit par le collecteur du transistor 426 et divisé par les transistors 262" et 290" de répartition, d'une manière décrite précédemment.

Le circuit de référence de tension à boucle ouverte représenté sur la figure 4 comprend également une branche asservie comportant des transistors 184" et 192", des diodes 188" et 198" et des résistances 194" et 202". Les positions relatives de la diode 198" et de la résistance 202" sont inversées par rapport à celles montrées sur la figure 2 afin de former une interconnexion symétrique de courant entre la diode 198" et le transistor 428.

Le transistor 192" est de nouveau utilisé pour compenser les variations dues à l'effet Early dans le courant conduit par le collecteur du transistor 184" et dans le courant conduit par le circuit symétrique de courant PNP. La surface d'émetteur du transistor 192" est égale à la surface d'émetteur de la diode 188", de sorte qu'environ la moitié du courant de la branche asservie passe par le transistor 184" vers le circuit

miroir PNP de courant, désigné par 204"-210" sur la figure 4. Le circuit symétrique PNP de courant est dimensionné pour délivrer un courant de sortie ayant une amplitude double de celle du courant de la branche asservie. Le  
5 courant fourni par le circuit miroir ou circuit symétrique PNP est conduit par une diode 430 vers la branche de référence de la diode de Zener. L'anode de la diode 430 est reliée à la base d'un transistor 432 pour polariser ce dernier à une tension de jonction base-émetteur au-  
10 dessus de la barre 178" de référence de tension. L'émetteur du transistor 432 est relié aux collecteurs des transistors 234" et 240" afin d'empêcher une variation des tensions de jonctions base-collecteur de ces transistors par suite de variations de la tension d'alimentation négative.  
15

De même que dans le cas du circuit de référence de tension à boucle ouverte décrit précédemment, le circuit montré sur la figure 4 comprend une branche de division comportant des transistors 224" et 234" et des  
20 résistances 226" et 230". De façon similaire, le circuit représenté sur la figure 4 comprend une branche de sortie à charge d'émetteur, comportant des transistors 240" et 246" et des résistances 248" et 250". Le courant passant dans la branche de division est établi par couplage  
25 de la base du transistor 224", par l'intermédiaire d'une résistance 434, sur un noeud 196" de la branche asservie. Les valeurs des résistances 248" et 434 sont choisies de façon à annuler les variations apparaissant dans les courants  $I_{REF}$  et  $I_0$  qui se produiraient autrement sous  
30 l'effet des variations dues à la température, affectant les gains en courant des transistors 278" et 282" et des transistors 46" et 52", respectivement.

Par conséquent, les différences principales entre le circuit de référence de tension à boucle ouverte montré  
35 sur la figure 4 et celui montré sur les figures 1A à 1C et sur la figure 2 sont que la tension de la diode de Zener fait l'objet d'une détection Kelvin et que la branche de courant  $I_{REF}$  est commandée par le même

conducteur de référence de tension (48") que celui  
utilisé pour commander les sources de courant dans les  
commutateurs de bits. Bien que n'isolant pas le courant  
 $I_{REF}$  des transitoires affectant le conducteur 48" de  
5 référence de tension aussi bien que dans le circuit  
de référence à boucle ouverte décrit précédemment, le  
circuit de la figure 4 réalise une excellente correspon-  
dance entre le courant de décalage bipolaire (géné-  
ré par l'intermédiaire du courant  $I_{REF}$ ) et le courant analo-  
10 gique de sortie conduit par le plot  $I_{OUT}$  du circuit  
convertisseur numérique-analogique.

Il va de soi que de nombreuses modifications  
peuvent être apportées au circuit décrit et représenté  
sans sortir du cadre de l'invention.

REVENDICATIONS

1. Circuit convertisseur numérique-analogique comportant plusieurs sources de courant de commutation de bits qui réagissent à une tension de polarisation pour  
5 produire plusieurs courants de commutation de bits, le circuit convertisseur numérique-analogique comprenant un circuit de référence de tension à boucle ouverte destiné à réguler la tension de polarisation, étant caractérisé en ce que le circuit de référence de tension à boucle  
10 ouverte comprend des premier et second conducteurs (42, 148) de tension d'alimentation destinés à conduire des première et seconde tensions d'alimentation, respectivement, un conducteur (48) de tension de référence destiné à conduire une tension de référence, et une première  
15 branche (154) de courant montée entre le conducteur de tension de référence et le premier conducteur de tension d'alimentation afin de conduire un premier courant et de générer une tension de référence sur le conducteur de tension de référence en réponse à ce courant, la pre-  
20 mière branche de courant comportant une jonction (162) de diode de Zener, une seconde branche de courant montée entre le conducteur de tension de référence et le premier conducteur de tension d'alimentation et polarisée par la tension de référence afin de conduire un second courant en réponse à cette tension, un circuit symétrique de  
25 courant (204-210) connecté au second conducteur de tension d'alimentation et au conducteur de tension de référence pour produire le premier courant sur ce conducteur, le circuit symétrique de courant étant également connecté  
30 à la seconde branche de courant et réagissant à l'amplitude du second courant pour maintenir l'amplitude du premier courant en relation prédéterminée avec celle dudit second courant, et un circuit connecté au conducteur de tension de référence afin de recevoir la tension de  
35 référence et destiné à produire la tension de polarisation en réponse à cette tension de référence, ce circuit maintenant la tension de polarisation en relation prédéterminée avec la tension de référence afin de maintenir sensiblement

constants les courants de commutation de bits, le circuit comprenant une branche de commande (238) à charge d'émetteur destinée à constituer une source à basse impédance pour la tension de polarisation et pour isoler le conducteur de tension de référence des transitoires appliqués à la tension de polarisation par suite de la commutation des courants de commutation de bits, la branche de commande à charge d'émetteur comprenant un transistor (240) monté en charge d'émetteur et dont la base est reliée au conducteur de tension de référence et dont l'émetteur produit ladite tension de polarisation.

2. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 1, caractérisé en ce que la seconde branche de courant comprend un transistor (246) de polarisation ayant un émetteur et une base, la base de ce transistor étant reliée au conducteur de tension de référence et son émetteur étant relié au premier conducteur de tension d'alimentation.

3. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 1, caractérisé en ce que la jonction de diode de Zener présente une tension caractérisée par un coefficient de température positif, la première branche de courant comportant au moins une jonction semi-conductrice P-N polarisée dans le sens passant, montée en série avec la jonction de diode de Zener afin de décaler le coefficient positif de température de la tension de cette jonction de diode de Zener.

4. Circuit convertisseur numérique-analogique selon l'une des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que la jonction de diode de Zener présente une tension caractérisée par un coefficient positif de température, la première branche de courant comprenant un élément (164) à tension à coefficient négatif de température, monté en série avec le jonction (162) de diode de Zener afin de produire une tension de compensation ayant un coefficient négatif de température de valeur égale à celle du coefficient de température de la tension de la jonction de diode de Zener, la somme de cette tension de la jonction

de diode de Zener et de la tension de compensation constituant une composante de tension, compensée en température, de la tension de référence.

5           5. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 4, caractérisé en ce que l'élément à tension à coefficient négatif de température comprend des première et seconde résistances (166', 168') montées en série et une jonction semi-conductrice P-N (164') polarisée dans le sens passant, connectée aux bornes de la première des résistances montées en série afin de 10 maintenir la tension aux bornes de la seconde résistance proportionnelle à la tension de la jonction semi-conductrice (P-N) polarisée dans le sens passant, conformément au rapport de la valeur de la seconde résistance à celle de 15 la première résistance.

          6. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 5, caractérisé en ce que les première et seconde résistances montées en série sont réalisées par dépôt de couches minces pour permettre à ces 20 résistances d'être ajustées par laser afin de régler le coefficient négatif de température de la tension aux bornes de la seconde résistance pour qu'il soit égal et opposé au coefficient de température de la tension de la jonction de diode de Zener.

25           7. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 4, caractérisé en ce que la première branche de courant comprend M jonctions semi-conductrices P-N (164", 426, 424) polarisées dans le sens passant, montées en série avec la jonction de diode de Zener et 30 avec l'élément à tension à coefficient négatif de température, M étant un entier supérieur ou égal à 1, la seconde branche de courant comprenant une résistance montée en série avec les M jonctions semi-conductrices lesdites M jonctions semi-conductrices de la seconde 35 branche de courant ayant des tensions sensiblement égales à celles régnant aux bornes des M jonctions semi-conductrices de la première branche de courant afin que la tension aux bornes de ladite résistance de la seconde branche de

courant soit sensiblement égale à la composante de tension, compensée en température, de la tension de référence pour que le second courant soit maintenu sensiblement indépendant de la température.

5           8. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 7, caractérisé en ce que la jonction base-émetteur du transistor (164") de polarisation est l'une des M jonctions semi-conductrices de la seconde branche de courant.

10           9. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 8, caractérisé en ce que le transistor de polarisation comprend un collecteur connecté au circuit symétrique de courant (204", 210").

15           10. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 9, caractérisé en ce que le circuit symétrique de courant comprend un premier transistor PNP (204) ayant un émetteur, une base et un collecteur, l'émetteur de ce premier transistor étant relié au second conducteur (148) de tension d'alimentation, et la base et le collecteur du premier transistor étant reliés au collecteur du transistor de polarisation de la seconde branche de courant, le circuit symétrique de courant comprenant en outre un second ensemble à transistors PNP (210, 211, 212, 213) comportant des émetteurs, bases et collecteurs, les émetteurs de ce second ensemble de transistors PNP étant connectés au second conducteur de tension d'alimentation, leur base étant connectée à la base du premier transistor PNP et leur collecteur étant connecté au conducteur (178) de référence de tension afin de lui appliquer le premier courant.

20           11. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 10, caractérisé en ce que des variations de la tension entre les premier et second conducteurs de tension d'alimentation provoquent une variation de la tension base-collecteur du transistor de polarisation de la seconde branche de courant et des seconds transistors PNP, ce qui, par suite, en fait varier les caractéristiques de gain en courant, l'une des M jonctions semi-

conductrices de la seconde branche de courant comprenant des premier et second transistors (188, 192) de partage du courant ayant chacun un émetteur, une base et un collecteur, les émetteurs des premier et second transistors de partage du courant étant connectés en commun, leurs bases étant connectées en commun et reliées chacune au collecteur du premier transistor (188) de partage du courant, les émetteurs communs et les bases communes des premier et second transistors de partage du courant étant connectés en série dans la seconde branche de courant, et le collecteur du second transistor de partage du courant étant connecté au second conducteur (148) de tension d'alimentation, de manière que des variations de la tension entre les premier et second conducteurs de tension d'alimentation provoquent une variation des caractéristiques de gain en courant du second transistor de partage du courant tendant à compenser les variations des caractéristiques de gain en courant du transistor de polarisation et des seconds transistors PNP.

12. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 7, caractérisé en ce que chacune des sources de courant de commutation de bit comprend un transistor formant source de courant (46 ; 82 ; 92, 102, 136, 142) comportant un émetteur et une base, la base de chaque transistor formant source de courant recevant la tension de polarisation et l'émetteur de ce transistor étant relié par une résistance (50, 52 ; 84 ; 180, 144) au premier conducteur (42) de tension d'alimentation, l'une des M jonctions semi-conductrices PN polarisées dans le sens passant, situées dans chacune des première et seconde branches de courant, ayant à ses bornes une tension qui correspond à la tension aux bornes de la jonction base-émetteur de chacun des transistors formant source de courant.

13. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 12, caractérisé en ce que la branche de commande à charge d'émetteur comprend en outre des éléments (246', 250') à courant de polarisation, montés

entre l'émetteur du transistor (240') monté en charge d'émetteur et le premier conducteur de tension d'alimentation afin de fournir un courant de polarisation au transistor monté en charge d'émetteur.

5                   14. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 13, caractérisé en ce que l'une des M jonctions semi-conductrices PN, polarisées dans le sens passant, situées dans chacune des première et seconde branches de courant, présente à ses bornes une  
10 tension qui correspond à la tension aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor monté en charge d'émetteur.

                  15. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 14, caractérisé en ce que ledit  
15 circuit comprend une branche (222) de division destinée à connecter la branche de commande à charge d'émetteur audit conducteur de tension de référence et à réduire l'amplitude de la composante de tension, compensée en  
20 température, faisant partie de la tension de polarisation, la branche de division comprenant un transistor (234) monté en charge d'émetteur, ayant une base et un émetteur, la base de ce transistor étant reliée au conducteur (178) de référence de tension afin de recevoir ladite tension de référence, une source (224) de courant connectée à  
25 la seconde branche de courant et polarisée par cette dernière afin de conduire un courant réfléchi vers le second courant, ladite source de courant ayant un noeud (228) de sortie destiné à fournir ledit courant réfléchi, une résistance chutrice (230) étant montée entre l'émetteur  
30 du transistor à charge d'émetteur de la branche de division et le noeud de sortie de la source de courant de la branche de division afin d'établir une chute de tension sensiblement constante entre ses bornes, et ledit noeud de sortie étant relié à la base du transistor monté  
35 en charge d'émetteur afin d'appliquer à cette base une tension ayant, comme composante, une tension compensée en température, d'amplitude inférieure à celle de la composante de tension, compensée en température, de la

tension de référence.

16. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 15, caractérisé en ce que l'une des M jonctions semi-conductrices PN, polarisées dans le sens passant, de chacune des première et seconde branches de courant présente à ses bornes une tension qui correspond à la tension aux bornes de la jonction émetteur-base du transistor à charge d'émetteur de la branche de division.

17. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 15, caractérisé en ce que M est égal à 3, les trois jonctions semi-conductrices P-N polarisées dans le sens passant et situées dans chacune des première et seconde branches de courant étant compensées par les jonctions base-émetteur du transistor à charge d'émetteur de la branche de division, du transistor (240') à charge d'émetteur et de chaque transistor formant source de courant, faisant partie des sources de courant de commutation de bit, respectivement, afin de faire apparaître une tension aux bornes de chaque résistance de chacune des sources de courant de commutation de bit, laquelle tension est sensiblement proportionnelle à la composante de tension, compensée en température, de la tension de référence.

18. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 15, caractérisé en ce que les caractéristiques du transistor formant source de courant, incorporé dans chacune des sources de courant de commutation de bit, présente des variations dues à l'effet Early lorsque la tension entre les premier et second conducteurs de tension d'alimentation varie, le courant réfléchi, fourni par la source de courant de la branche de division, variant lorsque la tension entre les premier et second conducteurs de tension d'alimentation varie de façon à faire varier la tension aux bornes de la résistance chutrice et, par conséquent, à faire varier la tension de polarisation d'une amplitude et dans un sens tels que sont pratiquement compensées les variations dues

à l'effet Early affectant les caractéristiques du transistor formant source de courant incorporé à chacune des sources de courant de commutation de bit.

5 19. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 18, caractérisé en ce que la seconde branche de courant comprend au moins un transistor ayant un émetteur, une base et un collecteur, le collecteur de ce transistor étant relié à une tension référencée sur la seconde tension d'alimentation afin de faire varier  
10 le courant passant dans la seconde branche de courant lorsque la tension entre les premier et second conducteurs de tension d'alimentation varie.

15 20. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 13, caractérisé en ce que le dispositif à courant de polarisation comprend un transistor (246") à courant de polarisation ayant un émetteur, une base et un collecteur, la base et le collecteur étant reliés à l'émetteur du transistor (240') monté en charge  
20 d'émetteur, ce dispositif comportant également une résistance (250") montée entre l'émetteur du transistor à courant de polarisation et le premier conducteur de tension d'alimentation.

25 21. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 20, caractérisé en ce que le transistor formant source de courant de chacune desdites sources de courant de commutation de bits et le transistor (246") à courant de polarisation ont chacun un facteur  
30 d'amplification de courant égal au rapport de leur courant de collecteur à leur courant de base, le facteur d'amplification de courant augmentant lorsque la température augmente, le dispositif à courant de polarisation comprenant en outre une résistance (248") de base montée entre  
35 la base et le collecteur du transistor (246") à courant de polarisation, le courant de base de transistor diminuant aux températures plus élevées et provoquant une chute de tension aux bornes de ladite résistance de base, cette chute de tension diminuant également aux températures plus élevées, la diminution de chute de tension aux bornes

de la résistance de base tendant à accroître le courant de polarisation produit par les dispositifs à courant de polarisation aux températures plus élevées, à un taux qui compense approximativement la diminution de la somme  
5 des courants de base conduits par les transistors formant sources de courant, aux températures plus élevées.

22. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 12, caractérisé en ce que la  
10 branche (238) de commande à charge d'émetteur comprend une résistance (248) de base montée entre la base du transistor (246) à charge d'émetteur et le conducteur (48) de tension de référence, le circuit de référence de tension à boucle ouverte comprenant en outre un dispositif  
15 (252) de réglage de gain destiné à régler l'amplitude des courants de commutation de bit sans nuire à leur compensation de température, ce dispositif de réglage de gain produisant un courant de décalage indépendant de la température, d'amplitude réglable, appliqué à la base  
20 du transistor à charge d'émetteur afin de faire varier de façon réglable la chute de tension aux bornes de ladite résistance de base et de provoquer une variation correspondante de la tension de polarisation.

23. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 22, caractérisé en ce que le dis-  
25 positif de réglage de gain comprend une source (254) de courant de réglage de gain connectée à la seconde branche de courant et polarisée par elle afin de produire un premier courant de réglage de gain sensiblement indé-  
pendant de la température, un circuit symétrique de  
30 courant de réglage de gain connecté au second conducteur de tension d'alimentation et connecté également à la source de courant de réglage de gain, ce circuit symétri-  
que réagissant au premier courant de réglage de gain pour produire un second courant de réglage de gain pro-  
35 portionnel au premier courant, ledit circuit symétrique appliquant ce second courant de réglage de gain à un noeud de sortie (270), une borne (272) de réglage de gain étant reliée au noeud de sortie (270) du circuit

symétrique pour permettre au courant d'être ajouté à ce noeud ou d'en être retiré extérieurement au circuit convertisseur numérique-analogique, et un transistor (240) de réglage de gain étant monté entre le noeud de  
5 sortie du circuit symétrique à courant de réglage de gain et la base du transistor (246) montée en charge d'émetteur afin de conduire le second courant de réglage de gain, augmenté du courant qui lui est ajouté ou diminué du courant qui en est retiré par le borne de réglage  
10 de gain, vers la base du transistor monté en charge d'émetteur.

24. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 23, caractérisé en ce que le circuit symétrique à courant de réglage de gain et le transistor de réglage de gain polarisent ladite borne de  
15 réglage de gain à la tension du second conducteur de tension d'alimentation.

25. Circuit convertisseur numérique-analogique selon la revendication 12, caractérisé en ce que chaque transistor (46) formant une source de courant comprend  
20 un collecteur, le convertisseur numérique-analogique comprenant au moins un transistor (30 ou 44) de commutation de bit associé à chaque transistor formant source de courant, chaque transistor de commutation de bit ayant  
25 un émetteur relié au collecteur du transistor associé formant source de courant, ainsi qu'un collecteur, chaque transistor formant source de courant et le transistor associé de commutation de bit ayant un gain en courant qui tend à augmenter aux températures plus élevées, la  
30 tension de la jonction émetteur-base de chaque transistor formant source de courant diminuant aux températures plus élevées, ledit circuit de référence de tension à boucle ouverte faisant diminuer la tension de polarisation aux températures plus élevées, à un taux légèrement  
35 supérieur à celui auquel la tension de la jonction émetteur-base de chaque transistor formant source de courant diminue, afin de faire diminuer le courant conduit par l'émetteur de chaque transistor formant source de

5 courant, à un taux qui compense approximativement les gains en courant plus élevés de chaque transistor formant source de courant et du transistor associé de commutation de bit pour maintenir sensiblement constant le courant conduit par le collecteur de chaque transistor de commutation de bit, malgré les variations de température.

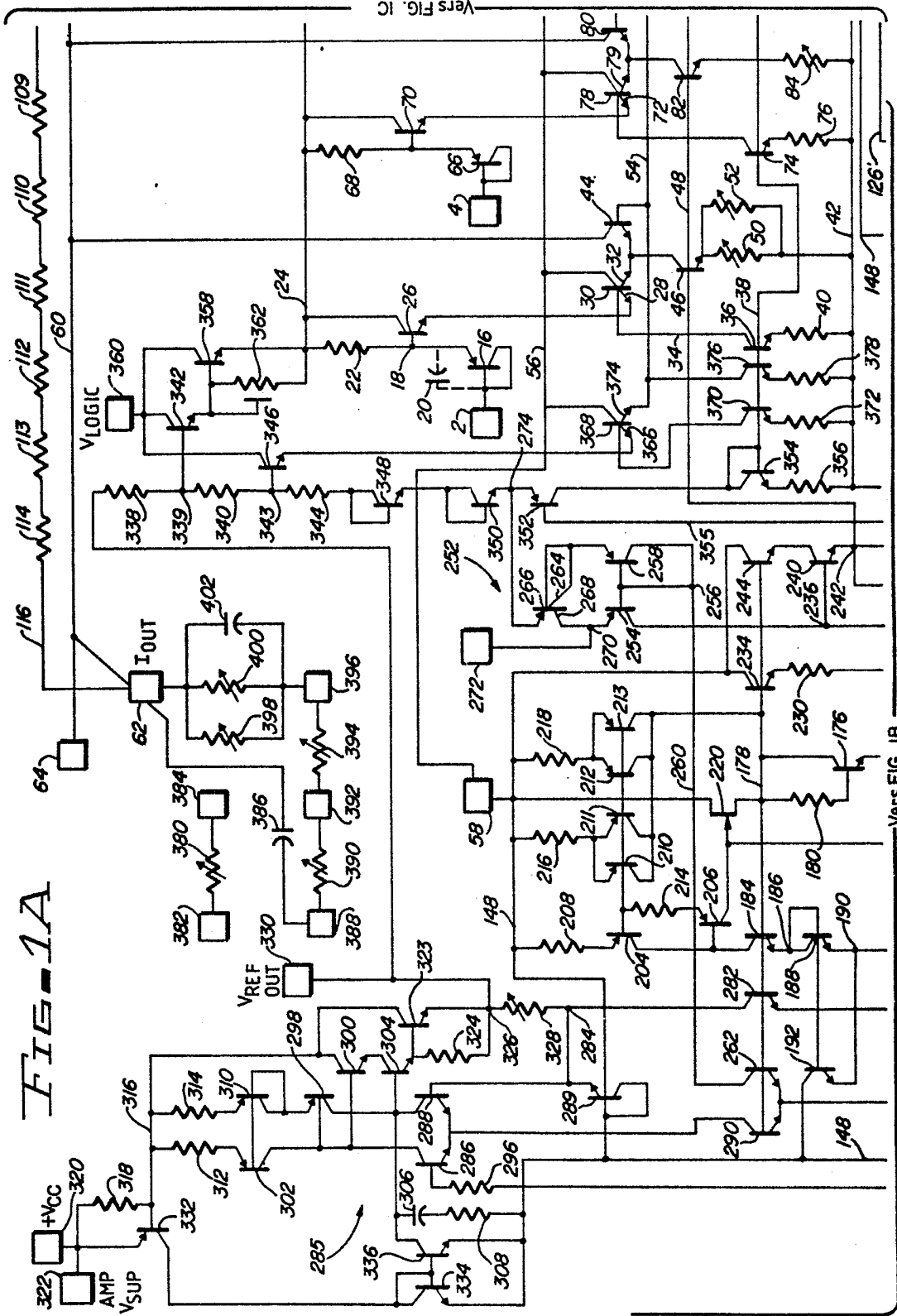


FIG. 1A

Vers FIG. 1B

Vers FIG. 1C

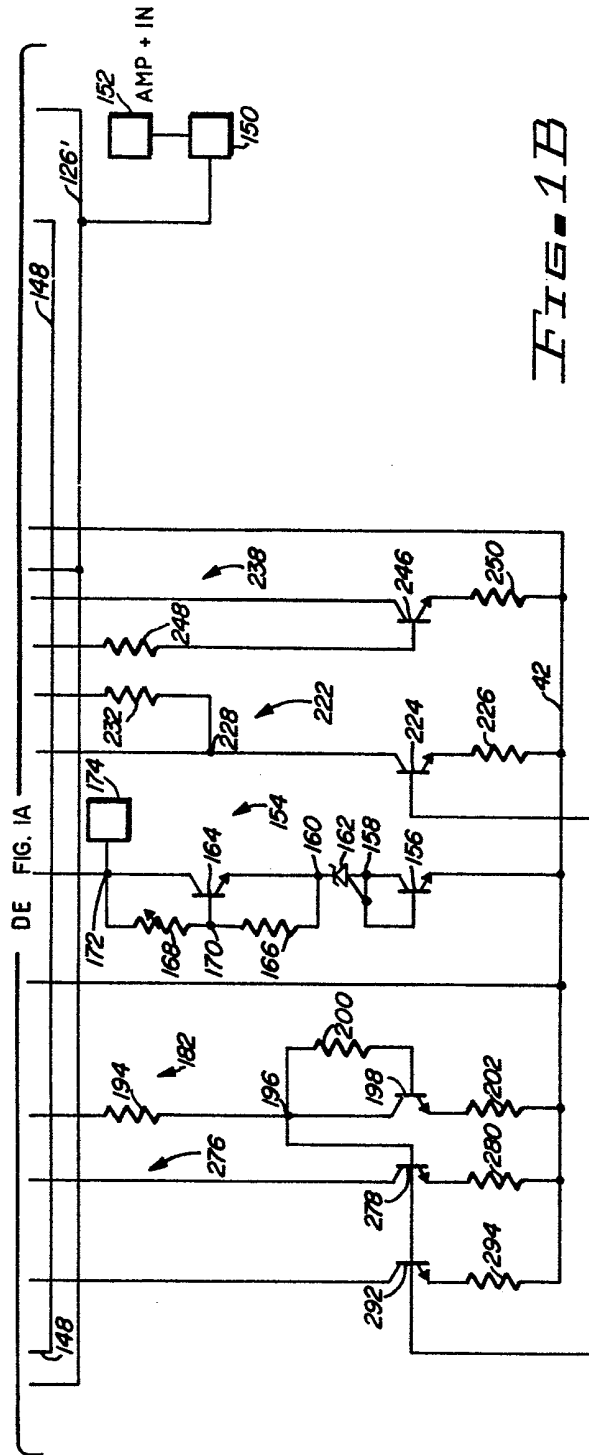


FIG. 1B



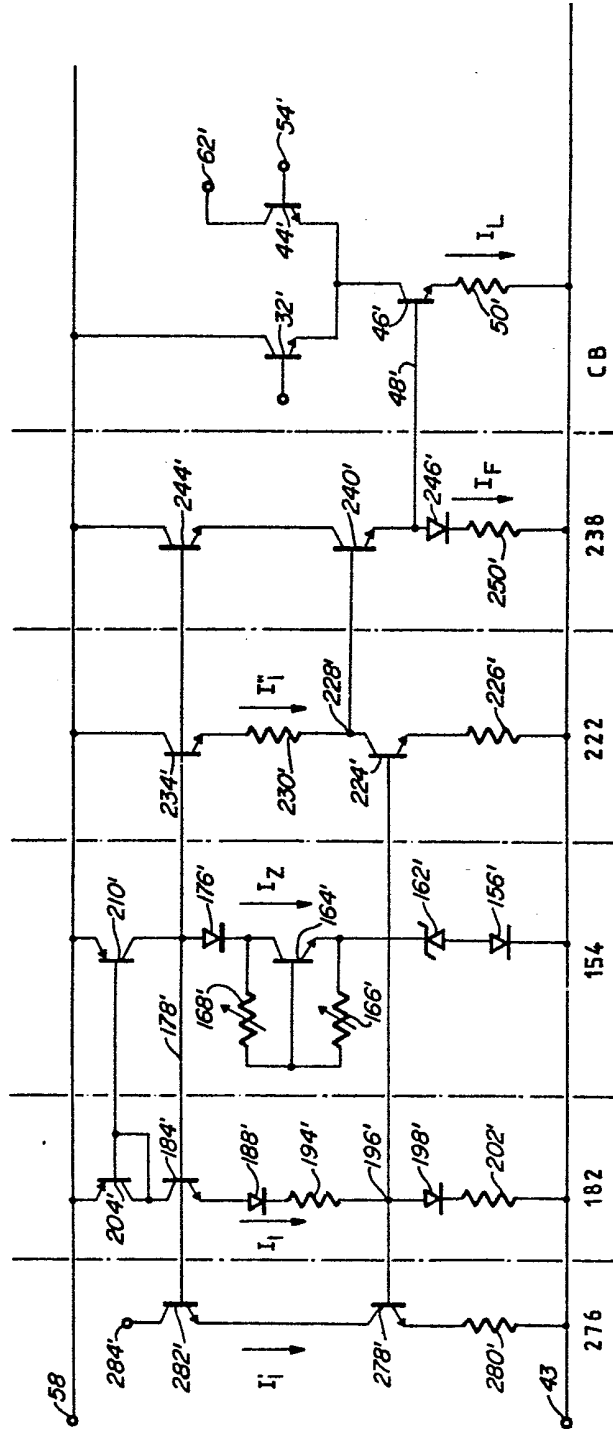


FIG 2

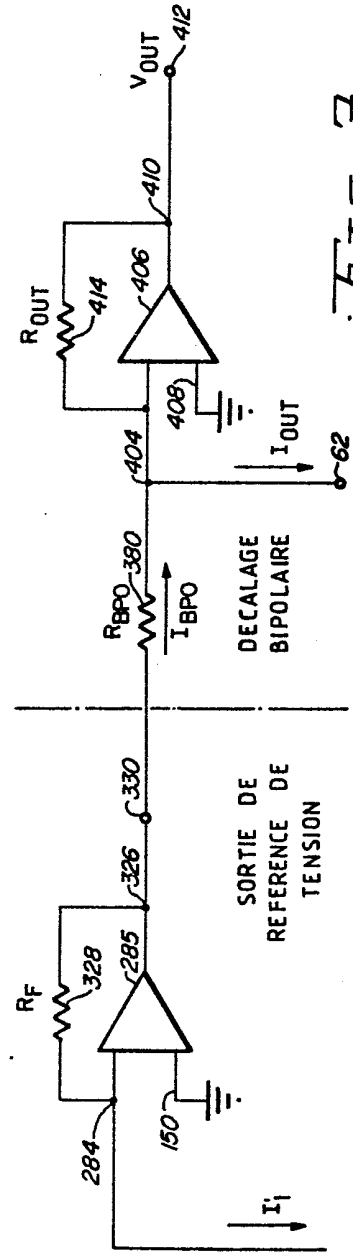


FIG 3

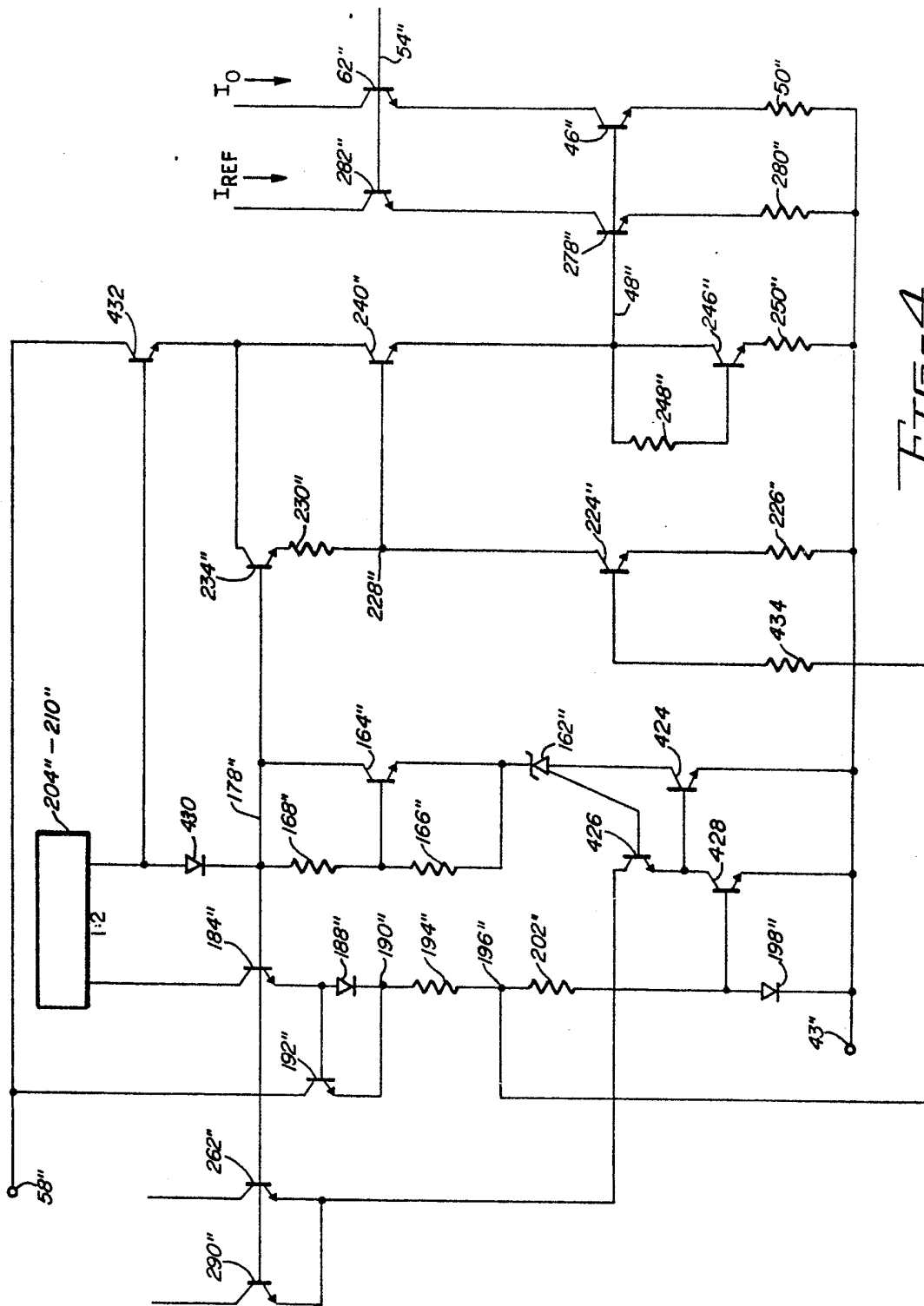


FIG. 4