

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

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

2 611 409

②1 N° d'enregistrement national :

88 02217

⑤1 Int Cl<sup>4</sup> : H 03 M 1/06, 1/66.

①2

## DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 24 février 1988.

③0 Priorité : US, 26 février 1987, n° 07/019.427.

④3 Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 35 du 2 septembre 1988.

⑥0 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : Société dite : JOHN FLUKE MFG. Co. Inc. — US.

⑦2 Inventeur(s) : Larry E. Eccleston ; John C. Emery.

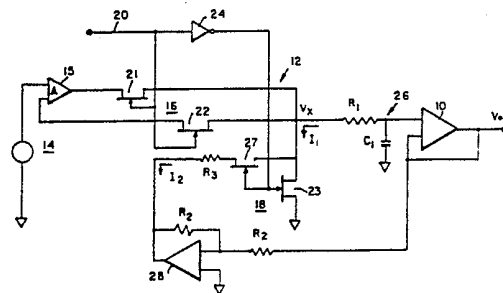
⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire(s) : Cabinet Bloch, Conseils en Propriété industrielle.

⑤4 Circuit de commande de linéarité pour convertisseur numérique-analogique.

⑤7 L'invention concerne un convertisseur numérique-analogique.

Il est prévu un amplificateur 10 recevant deux niveaux de tension d'un signal d'entrée modulé numériquement par l'intermédiaire de deux circuits de commutation différents; la linéarité des signaux de sortie fournis par l'amplificateur est notablement améliorée par un circuit permettant d'adapter efficacement les résistances établies par les deux circuits de commutation pour l'amplificateur; un circuit de réaction partant de la sortie de l'amplificateur et comprenant un amplificateur de réaction 28 est utilisé pour prélever à partir d'un dispositif de commutation un courant le traversant quand il est conducteur, en éliminant ainsi de l'amplificateur 10 tout effet de résistance du dispositif de commutation.



FR 2 611 409 - A1

D

La présente invention concerne des convertisseurs numériques-analogiques et elle a trait plus particulièrement à des convertisseurs de ce genre utilisés dans des dispositifs électriques de mesure. Plus particulièrement l'invention concerne la correction de défauts de non-linéarité se produisant dans des convertisseurs numériques-analogiques connus et causés par des écarts d'impédance entre des sources de tensions d'entrée.

Dans des dispositifs électriques de mesure de l'art antérieur, il est connu d'utiliser des signaux commandés à fréquence relativement fixe, dans une gamme qui peut être comprise entre 15 Hz et 10 kHz, et ayant un coefficient d'utilisation qui est modulé. Le signal est ensuite filtré et le résultat final est une tension analogique en courant continu qui est stabilisée et utilisée à la sortie de l'instrument. Une diversité de techniques ont été employées dans l'art antérieur pour moduler, convertir et filtrer le signal modulé en durée d'impulsions. Cependant il est connu que les techniques les plus largement utilisées posent des problèmes de linéarité.

Une telle technique utilise un modulateur de durée d'impulsions (PWM), produisant un signal PWM qui est appliqué à un amplificateur non-inverseur après filtrage du signal à l'entrée. Cependant, il est connu que le système à amplificateur non-inverseur est affecté par des problèmes de non-linéarité.

Un procédé pour réduire au minimum une non-linéarité consiste à utiliser un amplificateur inverseur dans le convertisseur numérique-analogique. Cependant un tel circuit est sensiblement plus complexe et nécessite des caractéristiques beaucoup plus sévères que ce qui est imposé à l'amplificateur non-inverseur.

Par exemple un second étage d'inversion est nécessaire pour obtenir la polarité correcte pour le signal de sortie. En outre, un circuit de précision, avec des amplificateurs de précision, est nécessaire pour inver-

ser le signal dans un appareil de mesure utilisant des techniques précises de détection de zéro et d'étalonnage. Un tel circuit additionnel introduit un bruit dans les signaux, ce qui a par conséquent une influence perturbatrice sur la précision de l'appareil de mesure.

Un autre inconvénient de l'utilisation d'un amplificateur inverseur à l'entrée au convertisseur numérique-analogique résulte du fait que, pour un circuit utilisant un amplificateur inverseur, les composants de filtrage doivent être disposés dans la boucle du circuit au lieu d'être reliés à la borne d'entrée de l'amplificateur. Un tel système de filtrage, en particulier pour un filtre à pôles multiples, peut créer de sérieux problèmes de stabilité, auxquels on doit remédier en apportant encore d'autres modifications au circuit.

En outre, du fait que le filtre est nécessaire dans la boucle de réaction de l'amplificateur inverseur, les signaux appliqués à l'amplificateur sont des signaux de haute fréquence. En conséquence l'amplificateur doit posséder des caractéristiques haute fréquence précises et stables de manière à satisfaire aux impératifs de gain de boucle. Ainsi des amplificateurs haute fréquence sont nécessaires lorsqu'un amplificateur inverseur est utilisé pour corriger des défauts de non linéarité.

En conséquence, il s'est manifesté dans l'art antérieur un besoin d'assurer une compensation de linéarité dans des circuits d'entrée appliquant des signaux PWM à des convertisseurs numériques-analogiques. Plus spécifiquement, il est nécessaire de remédier aux défauts de non-linéarité se produisant dans des circuits d'entrée de convertisseurs numériques-analogiques sans créer, simultanément, des difficultés supplémentaires dans le circuit et sans faire intervenir un circuit plus compliqué et plus coûteux.

Un autre procédé connu pour réduire au minimum une non-linéarité, qui continue à utiliser un amplificateur non-inverseur et qui élimine les difficultés associées à l'utilisation d'un amplificateur inverseur,

fait appel à une commande logicielle dans laquelle les résistances non-adaptées des commutateurs placés en série et en shunt sont mesurées. La non-linéarité à laquelle on s'attend à cause d'un tel défaut d'adaptation est calculée  
5 en correspondance par le logiciel et la tension de sortie mesurée est corrigée, en ce qui concerne le défaut de non-linéarité présumée, par des méthodes de calcul.

Cependant, une correction par logiciel n'est intrinsèquement pas effectuée en temps réel et elle  
10 nécessite de façon évidente un traitement compliqué du signal de sortie avant son utilisation effective.

En conséquence, on s'est rendu compte dans l'art antérieur de la nécessité d'une correction de linéarité en temps réel de signaux PWM appliqués à un convertisseur numérique-analogique par l'intermédiaire d'un  
15 circuit série-shunt, sans nécessiter l'exécution d'opérations additionnelles de calcul pour estimer et/ou corriger la non-linéarité.

En conséquence, un objet principal de la  
20 présente invention est de remédier aux difficultés rencontrées dans l'art antérieur, et plus spécifiquement de créer un système de correction de linéarité pour un circuit de convertisseur numérique-analogique recevant à l'entrée un signal PWM.

Un objet plus particulier de l'invention est de créer un système de correction de linéarité qui supprime des non-linéarités causées par des écarts d'impédance entre deux dispositifs de commutation utilisés pour appliquer deux niveaux de tension à un amplificateur d'entrée.  
25

Encore un autre objet de l'invention consiste à corriger une non-linéarité causée par un écart d'impédance entre des commutateurs d'entrée appliquant deux niveaux de tension à un amplificateur d'entrée d'un convertisseur numérique-analogique sans nécessiter l'utilisation d'un  
30 amplificateur inverseur.

Encore un autre objet de l'invention consiste à corriger la linéarité d'un circuit d'entrée appliquant

des tensions d'entrée commandées à un amplificateur non-inverseur, dans lequel un filtre est disposé entre un dispositif de commutation et l'entrée de l'amplificateur.

En correspondance avec les objets précités de l'invention, il est créé conformément à l'invention un circuit de compensation de linéarité pouvant opérer pour compenser des différences de résistance entre au moins deux dispositifs de commutation qui appliquent un signal modulé, composé de tensions différentes, à un convertisseur numérique-analogique. Le convertisseur numérique-analogique comporte un amplificateur d'entrée recevant les tensions différentes par l'intermédiaire d'au moins les deux dispositifs de commutation - prévus. Le circuit de compensation de linéarité comprend un premier moyen pour empêcher sensiblement la résistance d'un des dispositifs de commutation d'affecter une première tension transmise par son intermédiaire à l'amplificateur d'entrée, et un second moyen pour empêcher sensiblement la résistance de l'autre dispositif de commutation d'affecter une seconde tension appliquée par son intermédiaire à l'amplificateur d'entrée.

Conformément à l'invention, le premier moyen comprend une source de tension de référence comportant un amplificateur commandé associé à une ligne de détection de tension pour maintenir une tension sensiblement constante appliquée par la source de tension à une entrée de l'amplificateur d'entrée. La source de tension de référence est reliée aux bornes du premier dispositif de commutation de façon à produire de l'autre côté de celui-ci une tension précise. Cet agencement élimine toute chute de tension qui serait causée par le premier dispositif de commutation. En outre le second moyen comprend un moyen de réaction pour retourner une tension de sortie de l'amplificateur d'entrée, le moyen de réaction étant agencé pour collecter pratiquement tout le courant associé à la seconde tension appliquée à l'amplificateur d'entrée, en éliminant ainsi le courant provenant de l'autre dispositif de commutation. Cet agencement élimine ainsi l'influence de la résistance

du second dispositif de commutation sur la seconde tension appliquée à l'amplificateur d'entrée.

De préférence le moyen de réaction comprend un amplificateur de réaction pourvu d'une entrée reliée à la sortie de l'amplificateur d'entrée, l'amplificateur de réaction étant agencé pour produire une tension de sortie égale à un multiple prédéterminé de la tension de sortie de l'amplificateur d'entrée. En outre, le circuit est conçu pour rendre un courant provenant du second dispositif de commutation égal à un courant qui lui est fourni à partir de la borne d'entrée de l'amplificateur d'entrée.

Selon un autre aspect de l'invention, il est prévu un perfectionnement à un convertisseur numérique-analogique comportant un amplificateur d'entrée qui reçoit un signal modulé en durée d'impulsions. Le signal est composé d'une première et d'une seconde tension qui sont transmises à une entrée de l'amplificateur d'entrée d'une manière modulée par un premier et un second dispositif de commutation commandés. Le premier et le second dispositif de commutation commandés sont reliés à l'entrée de l'amplificateur d'entrée et le perfectionnement comprend un moyen d'élimination de résistance servant à empêcher la résistance d'au moins un des dispositifs de commutation d'affecter une tension de sortie produite par l'amplificateur d'entrée. Le moyen d'élimination de résistance comprend une structure de prélèvement servant à prélever du dispositif de commutation une quantité de courant sensiblement égale au courant qui lui est appliqué à partir de l'entrée de l'amplificateur d'entrée. La structure de prélèvement comprend un amplificateur connecté entre une sortie de l'amplificateur d'entrée et le dispositif de commutation. Un moyen de commande de gain est prévu pour commander le gain de l'amplificateur afin de produire ainsi à la sortie de l'amplificateur une tension qui est une fonction prédéterminée de la tension de sortie de l'amplificateur d'entrée. Additionnellement, la structure de prélèvement comprend un dispositif de commande de courant pour régler

une quantité de courant qui est une fonction prédéterminée de la tension de sortie de l'amplificateur. Le dispositif de commande de courant est connecté de manière à recevoir ce courant en provenance du dispositif de commutation de  
5 façon que tout le courant appliqué au dispositif de commutation à partir de la borne d'entrée de l'amplificateur d'entrée soit prélevé par la structure de prélèvement. L'agencement conforme à l'invention permet par conséquent d'éliminer pratiquement toutes les influences de la résis-  
10 tance interne du dispositif de commutation sur la tension ou le courant de sortie de l'amplificateur d'entrée.

De préférence, dans le convertisseur numérique-analogique perfectionné, le dispositif de commande de courant comprend une impédance sélectionnée en fonction  
15 du rapport entre la tension de sortie de l'amplificateur et le courant appliqué au dispositif de commutation à partir de la borne d'entrée de l'amplificateur d'entrée.

En outre, le moyen de commande de gain comporte un réseau de résistances qui est relié aux  
20 bornes d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

Selon encore un autre aspect de l'invention, celle-ci concerne un convertisseur numérique-analogique comportant un amplificateur d'entrée, connecté de manière à recevoir un signal modulé numériquement et à convertir  
25 le signal modulé numériquement en un signal analogique représentant une valeur associée, et au moins deux dispositifs de commutation commandés servant à transmettre respectivement une première et une seconde tension à une entrée d'un amplificateur d'entrée d'une manière modulée.  
30 Un premier dispositif de commutation commandé est soumis à un premier niveau de tension et le second dispositif de commutation commandé est soumis à un second niveau de tension.

Il est prévu un moyen de correction pour  
35 éliminer les effets d'une mésadaptation de résistance entre le premier et le second dispositif de commutation commandé sur une tension de sortie produite par l'amplificateur

d'entrée. Le moyen de correction comporte une structure de prélèvement servant à prélever, à partir d'au moins un des dispositifs de commutation, une quantité de courant sensiblement égal au courant appliqué au dispositif de commutation précité à partir de l'entrée de l'amplificateur d'entrée lorsque le dispositif de commutation est conducteur. La structure de prélèvement comporte, à son tour, un certain nombre de composants. Un amplificateur est connecté entre une sortie de l'amplificateur d'entrée et le dispositif de commutation. Un dispositif de commande de gain pour commander le gain de l'amplificateur, en faisant ainsi en sorte que la tension de sortie de l'amplificateur soit une fonction prédéterminée d'une tension de sortie de l'amplificateur d'entrée. Un dispositif de commande de courant est prévu pour établir un courant dont la grandeur est une fonction prédéterminée de la tension de sortie de l'amplificateur. Le dispositif de commande de courant est connecté de façon à recevoir le courant provenant du dispositif de commutation, de manière que tout le courant appliqué au dispositif de commutation à partir de la borne d'entrée de l'amplificateur d'entrée soit prélevé par la structure de prélèvement. En conséquence, la structure conforme à l'invention empêche pratiquement l'impédance interne du dispositif de commutation d'avoir un effet perturbateur sur la tension ou courant de sortie de l'amplificateur d'entrée.

Conformément à l'invention, le moyen de correction comprend en outre un autre moyen pour empêcher l'impédance du second dispositif de commutation commandé d'avoir une influence perturbatrice sur la tension ou courant de sortie de l'amplificateur d'entrée.

Dans une réalisation pratique du circuit conforme à l'invention, le premier et le second dispositif de commutation commandé comprennent des transistors de commutation à effets de champ qui sont excités par une tension de commande appliquée à leurs électrodes de commande ou grilles. Le dispositif de commutation comprend des



transistors de commutation connectés en série et en shunt, qui sont branchés en série et en shunt avec l'entrée de l'amplificateur d'entrée.

Avantageusement, l'amplificateur d'entrée  
5 comprend de préférence un amplificateur non-inverseur.

En outre il est prévu pour le signal un filtre qui est avantageusement connecté à l'entrée de l'amplificateur d'entrée.

D'autres caractéristiques et avantages de  
10 l'invention seront mis en évidence dans la suite de la description, donnée à titre d'exemple non limitatif, en référence au dessin unique annexé, qui représente un schéma électrique d'un circuit conforme à la présente invention.

15 Le dessin unique annexé représente une structure de circuit mettant en oeuvre la présente invention, où une tension continue de précision et une tension de masse ( ou une tension continue d'un autre niveau ) sont appliquées à un amplificateur opérationnel et un circuit de  
20 filtrage pour une conversion numérique-analogique et où des non-linéarités sont réduites au minimum conformément au principe de l'invention.

Comme le montre la figure, un signal modulé en durée d'impulsions (PWM) est appliqué à une entrée  
25 d'un amplificateur non-inverseur 10. Ce signal est produit par un système de commutation série-shunt, désigné dans son ensemble par 12 et dans lequel une tension continue de précision, ou de référence, fournie par une source 14 et un amplificateur de détection 15, est appliquée à l'entrée  
30 par l'intermédiaire d'un commutateur-série 16, tandis qu'une tension de masse est appliquée à l'entrée par l'intermédiaire d'un commutateur-shunt 18. Le commutateur-série 16 peut être constitué par un premier transistor de commutation 22 et par un second transistor de commutation  
35 de détection 21, dans l'essentiel par une connexion en parallèle. Les commutateurs de la combinaison série-shunt sont des transistors à effet de champ à enrichissement

(MOSFET), qui sont commandés par une tension de commande 20, ayant le coefficient d'utilisation désiré et produite par un modulateur de durée d'impulsions (PWM) (non représenté). Le commutateur-série 16, comportant les commutateurs 22 et 21, est utilisé, en combinaison avec le commutateur-shunt 18, par la source de tension de référence 14 et par l'amplificateur 15 de façon à produire une tension détectée  $V_x$ , représentée sur le dessin.

La tension de commande est appliquée aux grilles des deux transistors 21 et 22 formant le commutateur-série 16, ainsi qu'à la grille d'un transistor 23 formant le commutateur-shunt 18. Un inverseur 24 peut être prévu pour appliquer la tension de commande 20 à la grille du transistor 23 si le transistor est du même type que les transistors 21 et 22. En variante, pour des transistors de types opposés, la tension 20 peut être appliquée directement à la grille du transistor 23.

La combinaison de commutateur série-shunt décrite ci-dessus applique soit la tension continue soit la tension de masse à l'entrée de l'amplificateur. Cependant, à cause d'un défaut d'adaptation entre les résistances des transistors de commutation série et shunt, la combinaison décrite ci-dessus peut constituer une source de non-linéarité dans le circuit.

En fonctionnement, une variation du coefficient d'utilisation de la tension de commande 20 produit une forme d'onde  $V_x$ , modulée en durée d'impulsion, dont la valeur moyenne est égale à la tension de sortie. La forme d'onde PWM est filtrée par l'intermédiaire d'un filtre 26, représenté comme comprenant une résistance  $R_1$  et un condensateur  $C_1$  dans un système de filtrage d'intégration, ou passe-bas. Comme cela sera apprécié par les spécialistes du domaine auquel se rapporte l'invention, bien qu'un simple filtre soit représenté, un filtre à cinq ou six pôles est typiquement utilisé pour améliorer la précision des résultats.

La tension moyenne de la forme d'onde  $V_x$

modulée en durée d'impulsion est représentée à la sortie de l'amplificateur 10 par une tension analogique, ou de courant continu, désigné sur le dessin par  $V_0$ . Cependant, à cause des résistances intervenant dans le circuit, et plus particulièrement à cause des différences entre la résistance des transistors 21, 22 d'une part et du transistor 23 d'autre part, il peut exister certaines différences dans l'écoulement de courant lorsque les deux niveaux de tension sont appliqués à la borne d'entrée de l'amplificateur 10. En conséquence la tension de sortie  $V_0$  peut être une fonction non linéaire de  $V_x$ , et plus particulièrement une fonction non linéaire du paramètre représenté par la modulation de son coefficient d'utilisation.

Conformément à la présente invention, les effets des résistances des transistors 21, 22 et 23 sont éliminés comme suit.

L'amplificateur de détection 15 est utilisé dans la structure de source de référence 14 pour détecter la tension de sortie  $V_x$  et pour produire des modifications précises de la tension de source en vue d'assurer une régulation de la partie de la tension  $V_x$  exploitée par la source de référence 14. Dans ce but et pour faire en sorte qu'aucun courant additionnel ne soit prélevé de la source de référence 14 quand les transistors 21-22 sont conducteurs, on peut prévoir un quatrième transistor de commutation à effet de champ, comme indiqué en 27, bien qu'une action de commutation puisse ne pas être nécessaire. Ce transistor, qui est également excité par la tension de commande inversée qui est appliquée au transistor 23, est par conséquent bloqué quand les transistors 21-22 sont conducteurs, pour faire en sorte qu'aucun courant ne soit dérivé de l'entrée vers l'amplificateur 10 pendant les parties correspondantes de la forme d'onde PWM. En conséquence, cela supprime effectivement totalement les influences des résistances des transistors de commutation 21 et 22 sur la résistance  $R_1$  du filtre, lesdites résistances étant typiquement comprises entre 0 et 5 ohms.

Plus spécifiquement, pour des valeurs typiques des résistances à effet de champ 21 et 22, la résistance résultante effective est divisée par un facteur A, ce facteur A correspondant au gain de boucle de l'amplificateur intervenant dans la source de tension de référence 14, notamment spécifiquement le gain de l'amplificateur 15. En conséquence, pour des gains de boucle assez grands, comme indiqué ci-dessus, l'influence des transistors à effet de champ 21-22 sur la résistance s'exerçant sur le filtre 26 et sur l'amplificateur 10 est rendue négligeable et n'affecte pas le fonctionnement du circuit, en étant réduite effectivement à zéro.

Un autre paramètre augmentant la non-linéarité de fonctionnement du circuit est la résistance du transistor 23. Puisque les résistances des transistors 21 et 22 ont été effectivement réduites à zéro, le circuit conçu conformément à la présente invention réduit effectivement la résistance du transistor 23 à zéro pour s'adapter à la résistance effective des transistors 21-22.

Dans ce but, la structure conforme à l'invention fait intervenir additionnellement un amplificateur de réaction 28.

L'amplificateur 28 est relié à la sortie de l'amplificateur 10. L'amplificateur 28 est pourvu de résistances appropriées de réaction et d'entrée  $R_2$  pour inverser la tension d'entrée qui lui est appliquée essentiellement selon un rapport égal à l'unité. En conséquence l'amplificateur 28 inverse la tension de sortie  $V_o$  de l'amplificateur 10. Il est à noter que les résistances d'entrée et de sortie de l'amplificateur 28 peuvent avoir des valeurs différentes, cependant, pour obtenir un gain non égal à l'unité et pour compenser des caractéristiques de gain non égal à l'unité de l'amplificateur 10.

Comme indiqué sur la figure, la sortie de l'amplificateur 28 est reliée au drain du transistor 23, par l'intermédiaire d'une résistance  $R_3$ . Le fonctionnement du circuit perfectionné conformément à l'invention pourra

être mieux compris dans la suite de la description.

La tension de sortie du filtre 26 est désignée par  $V_0$  et on la trouve à la fois à la sortie et à l'entrée de l'amplificateur 10, qui agit sensiblement comme un stabilisateur de gain à l'unité. La tension  $V_0$  est également appliquée à l'entrée de l'amplificateur 28, qui fournit à sa sortie une tension  $-V_0$  appliquée à la résistance  $R_3$ . Quand le transistor 23 est excité, ou rendu conducteur, un courant traversant la résistance  $R_1$  du filtre 26, et désigné par  $I_1$ , est appliqué au drain du transistor 23. La grandeur du courant est aisément déterminée par la formule :

$$I_1 = V_0 / R_1.$$

Conformément à l'invention, on fait en sorte que ce courant soit exactement compensé par le courant  $I_2$ , passant dans la résistance  $R_3$  soumise à la tension de sortie  $-V_0$  de l'amplificateur 28. Puisque la grandeur de  $I_2$  est définie par :

$$I_2 = V_0 / R_3 ,$$

les courants peuvent être mutuellement adaptés en réglant  $R_3$  à une valeur égale à  $R_1$ . Evidemment, si nécessaire, certaines modifications peuvent être apportées à la condition d'égalité afin d'éliminer des différences restantes concernant le courant ou le circuit. Par exemple, la résistance  $R_3$  peut être rendue légèrement inférieure à  $R_1$  d'une valeur égale à la résistance du transistor 27 quand il est conducteur, de manière à obtenir une résistance combinée égale à  $R_1$  entre la sortie de l'amplificateur 28 et la tension  $V_x$ . En variante, par obtention à la sortie de l'amplificateur 28 d'une tension de sortie ayant une valeur plus grande que la tension de sortie de l'amplificateur 21, il est possible de compenser toute chute de tension aux bornes du transistor de commutation 27 quand il est conducteur.

En correspondance, quand le transistor 23 ( ou les transistors 23 et 27 ) est rendu conducteur par la tension de commande 20, tout le courant passant dans ce

transistor en provenance de la borne d'entrée de l'amplificateur 10 est compensé par le courant sortant de celui-ci et apparaissant à la borne de sortie de l'amplificateur 28. En conséquence aucun courant ne le traverse. Puisqu'aucun  
5 courant ne traverse le transistor 23, aucune tension n'existe entre ces bornes. En outre, une influence quelconque de la résistance du transistor 23 conducteur a été complètement éliminée.

Du fait que la réalisation de l'invention  
10 décrite ci-dessus établit des résistances adaptées entre les commutateurs shunt et série de l'ensemble 12, des non-linéarités dues à des défauts d'adaptation entre eux sont efficacement éliminées.

On se rend compte que, d'une façon générale,  
15 la réalisation préférée de la présente invention prélève à partir du transistor de commutation 23 tout le courant qui lui est appliqué en provenance de la borne d'entrée de l'amplificateur 10. Cette opération est réalisée en faisant intervenir un amplificateur de réaction 28 produisant  
20 une tension de sortie qui est une fonction prédéterminée de la tension de sortie de l'amplificateur 10. De préférence la tension de sortie de l'amplificateur 28 est la valeur négative de la tension de sortie de l'amplificateur 10, bien que d'autres fonctions puissent être utilisées, en  
25 relation avec l'application particulière de l'invention.

Une impédance, se présentant sous la forme de la résistance  $R_3$ , est choisie de façon à commander le courant appliqué à l'amplificateur de réaction 28. Le courant appliqué à l'amplificateur 28 est choisi de  
30 manière à être égal au courant appliqué au transistor de commutation 23. Par sélection de l'impédance  $R_3$  à une valeur égale au rapport de la différence de tension entre la sortie de l'amplificateur 28 et la tension au transistor 23 d'une part, et le courant fourni au transistor 23 en  
35 provenance de l'amplificateur 10 d'autre part, tout le courant fourni de la sorte est prélevé au transistor 23.

Bien entendu l'invention n'est pas limitée

aux exemples de réalisation ci-dessus décrits et représentés,  
à partir desquels on pourra prévoir d'autres modes et  
d'autres formes de réalisation, sans pour cela sortir du  
cadre de l'invention.

REVENDEICATIONS

1. Convertisseur numérique-analogique comportant un amplificateur d'entrée recevant un signal modulé qui est composé de tensions différentes fournies par l'intermédiaire d'au moins deux dispositifs de commutation et appliquées de façon commandée à l'amplificateur d'entrée, caractérisé en ce qu'il comprend :
- un circuit de compensation de linéarité pour compenser des différences de résistances entre les deux dispositifs de commutation (21, 22) au moins prévus,
  - ledit circuit de compensation de linéarité comprenant un premier moyen pour éliminer pratiquement la résistance d'un desdits dispositifs de commutation (21, 22) en l'empêchant d'affecter une première tension appliquée par son intermédiaire audit amplificateur d'entrée (10), et
  - un second moyen pour éliminer pratiquement la résistance de l'autre dispositif de commutation en l'empêchant d'affecter une seconde tension appliquée par son intermédiaire audit amplificateur d'entrée (10).
2. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 1, dans lequel ledit premier moyen comprend une source de tension (14) comportant un amplificateur commandé (15) pour maintenir à une valeur sensiblement constante une tension appliquée par ladite source de tension à une entrée dudit amplificateur d'entrée (10), et ledit second moyen comprend un moyen de réaction (28) pour retourner une tension de sortie dudit amplificateur d'entrée (10), ledit moyen de réaction étant agencé pour collecter pratiquement tout le courant associé à ladite seconde tension appliquée audit amplificateur d'entrée en supprimant ainsi le courant pour l'autre dispositif de commutation et en éliminant des effets de sa résistance sur ladite seconde tension fournie audit amplificateur d'entrée (10).
3. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 1, dans lequel ledit second moyen comprend un moyen de réaction pour retourner une tension



de sortie dudit amplificateur d'entrée (10), ledit moyen de réaction étant agencé pour collecter en provenance dudit autre dispositif de commutation tout le courant associé à ladite seconde tension appliquée audit amplificateur d'entrée en supprimant ainsi le courant pour l'autre dispositif de commutation et en éliminant des effets de sa résistance sur ladite seconde tension fournie audit amplificateur d'entrée (10), et ledit moyen de réaction comprend un amplificateur de réaction (28) comportant une entrée et une sortie, ladite entrée dudit amplificateur de réaction (28) étant connectée de façon à recevoir une tension de sortie dudit amplificateur d'entrée (10), ledit amplificateur de réaction (28) produisant une tension de sortie égale à un multiple prédéterminé de ladite tension de sortie dudit amplificateur d'entrée (10), et il est en outre prévu un moyen pour régler un courant provenant dudit autre dispositif de commutation à une valeur égale à un courant qui lui est fourni en provenance de ladite borne d'entrée dudit amplificateur d'entrée (10).

4. Convertisseur numérique-analogique, comportant un amplificateur d'entrée recevant un signal modulé en durée d'impulsions, ainsi qu'un premier et un second dispositif de commutation commandé pour transmettre une première et une seconde tension à une entrée dudit amplificateur d'entrée d'une manière modulée, lesdits premier et second dispositifs de commutation commandés étant connectés à ladite entrée dudit amplificateur d'entrée, et ledit premier dispositif de commutation commandé étant soumis à un premier niveau de tension tandis que ledit second dispositif de commutation commandé est soumis à un second niveau de tension, caractérisé en ce qu'il est prévu :

- un moyen d'élimination de résistance pour éliminer la résistance d'au moins un desdits dispositifs de commutation (21, 22) afin de l'empêcher d'affecter une tension de sortie produite par ledit amplificateur d'entrée,
- ledit moyen d'élimination de résistance comprenant un

- moyen de prélèvement servant à prélever à partir du dispositif de commutation précité une quantité de courant sensiblement égale au courant fourni à ce dispositif de commutation à partir de ladite entrée dudit amplificateur d'entrée, et
- 5 - ledit moyen de prélèvement comprenant :
- un moyen amplificateur connecté entre une sortie dudit amplificateur d'entrée (10) et ledit dispositif de commutation,
  - 10 - un moyen de commande de gain pour commander le gain dudit moyen amplificateur en vue de produire à la sortie dudit moyen amplificateur une tension sous la forme d'une tension prédéterminée de la tension de sortie dudit amplificateur d'entrée (10),
  - 15 - un moyen de commande de courant pour produire un courant d'une valeur correspondant à une fonction prédéterminée de ladite tension de sortie dudit moyen amplificateur,
  - ledit moyen de commande de courant étant connecté de
  - 20 façon à obtenir ladite valeur de courant à partir dudit dispositif de commutation précité,
  - de telle sorte que tout le courant appliqué audit dispositif de commutation précité à partir de ladite borne d'entrée dudit amplificateur d'entrée (10) soit
  - 25 prélevé par ledit moyen de prélèvement,
  - en éliminant ainsi pratiquement tous les effets d'une résistance interne du dispositif de commutation précité pour les empêcher d'affecter la tension ou le courant de sortie dudit amplificateur d'entrée.
- 30 5. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 4, dans lequel ledit moyen de commande de courant comprend une impédance ( $R_3$ ) sélectionnée en correspondance au rapport entre ladite tension de sortie dudit moyen amplificateur et ledit courant appliqué au
- 35 dispositif de commutation précité à partir de ladite borne d'entrée dudit amplificateur d'entrée.

6. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 5, dans lequel ledit moyen de commande de gain comprend un réseau de résistances relié aux bornes d'entrée et de sortie dudit moyen amplificateur.

5 7. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 4, dans lequel le moyen de commande de gain comprend un réseau de résistances relié aux bornes d'entrée et de sortie dudit moyen amplificateur.

8. Convertisseur numérique-analogique, caractérisé en ce qu'il comprend :

- un amplificateur d'entrée connecté de manière à recevoir un signal modulé numériquement et à convertir ledit signal modulé numériquement en un signal analogique représentant une valeur qui lui est associée,

15 - au moins un premier et un second dispositif de commutation commandé pour transmettre respectivement la première et la seconde tension à une entrée dudit amplificateur d'entrée d'une manière modulée,

20 - lesdits premier et second dispositifs de commutation commandés étant connectés à ladite entrée dudit amplificateur d'entrée,

25 - ledit premier dispositif de commutation commandé étant soumis à un premier niveau de tension et ledit dispositif de commutation commandé étant soumis à un second niveau de tension,

30 - un moyen de correction pour éliminer les effets d'un défaut d'adaptation de résistances entre lesdits premier et second dispositifs de commutation commandés en relation avec une tension de sortie produite par ledit amplificateur d'entrée,

35 - ledit moyen de correction comprenant un moyen de prélèvement pour prélever à partir d'au moins un des dispositifs de commutation une quantité de courant sensiblement égale au courant à appliquer au dispositif de commutation précité à partir de ladite entrée dudit amplificateur d'entrée lorsque ce dispositif de commutation est conducteur,

- ledit moyen de prélèvement comprenant :
  - un moyen amplificateur connecté entre une sortie dudit amplificateur d'entrée (10) et ledit dispositif de commutation,
  - 5 - un moyen de commande de gain pour commander le gain dudit moyen amplificateur en vue de produire à la sortie dudit moyen amplificateur une tension sous la forme d'une tension prédéterminée de la tension de sortie dudit amplificateur d'entrée (10),
  - 10 - un moyen de commande de courant pour produire un courant d'une valeur correspondant à une fonction prédéterminée de ladite tension de sortie dudit moyen amplificateur,
  - ledit moyen de commande de courant étant connecté de  
15 façon à obtenir ladite valeur de courant à partir dudit dispositif de commutation précité,
    - de telle sorte que tout le courant appliqué audit  
20 dispositif de commutation précité à partir de ladite borne d'entrée dudit amplificateur d'entrée (10) soit prélevé par ledit moyen de prélèvement,
    - en éliminant ainsi pratiquement tous les effets d'une résistance interne du dispositif de commutation précité pour les empêcher d'affecter la tension ou le courant de sortie dudit amplificateur d'entrée.
- 25 9. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 8, dans lequel ledit moyen de correction comprend en outre un moyen pour éliminer des effets d'impédance du second dispositif de commutation commandé en les empêchant d'affecter la tension ou le  
30 courant de sortie dudit amplificateur d'entrée.
- 10. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 8, dans lequel lesdits premier et second dispositifs de commutation commandés comprennent  
35 des transistors de commutation à effet de champ excités par une tension de commande appliquée à leurs grilles, comprenant des transistors de commutation branchés en série et en shunt et connectés en série et en shunt avec ladite

entrée dudit amplificateur d'entrée.

11. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 10, dans lequel ledit amplificateur d'entrée comprend un amplificateur non inverseur.
- 5 12. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 11, qui comprend, en outre, un filtre relié à ladite entrée dudit amplificateur d'entrée.
13. convertisseur numérique-analogique selon la revendication 10, qui comprend, en outre, un filtre relié
- 10 à ladite entrée dudit amplificateur d'entrée.
14. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 8, dans lequel ledit amplificateur d'entrée comprend un amplificateur non inverseur.
15. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 14, qui comprend en outre un filtre relié à
- 15 ladite entrée dudit amplificateur d'entrée.
16. Convertisseur numérique-analogique selon la revendication 8 qui comprend en outre un filtre relié à ladite entrée dudit amplificateur d'entrée.

