

A1

**DEMANDE  
DE BREVET D'INVENTION**

⑳

**N° 81 01341**

---

⑤④ Amplificateur à conductance de transfert, à deux quadrants et à programmation numérique.

⑤① Classification internationale (Int. Cl. 3). H 03 F 3/72; G 06 G 7/26; H 03 K 4/00.

②② Date de dépôt..... 20 janvier 1981.

③③ ③② ③① Priorité revendiquée : *EUA, 21 janvier 1980, n° 113,857.*

④① Date de la mise à la disposition du  
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 30 du 24-7-1981.

---

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

⑦② Invention de : Philip Stephen Crosby.

⑦③ Titulaire : *Idem* ⑦①

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

- 1 -

L'invention a trait aux amplificateurs à programmation numérique, et plus particulièrement à des amplificateurs à conductance de transfert, à deux quadrants et à programmation numérique.

5 Les amplificateurs à programmation numérique sont largement utilisés dans l'industrie de l'électronique. On les utilise pour contrôler l'amplitude des signaux dans des générateurs programmables de formes d'ondes. On peut aussi les utiliser pour engendrer des formes d'ondes particulières, par  
10 exemple en gradins, à rampe ou triangulaires, avec une amplitude et une fréquence contrôlables. Si l'on utilise un compteur de recyclage pour exciter l'entrée de commande de l'amplificateur, on peut engendrer une parabole représentée par son équation paramétrique dans le temps. On peut ensuite utiliser  
15 cette parabole de base pour engendrer d'autres profils coniques pour affichages graphiques. D'autres applications comprennent le contrôle numérique du filtrage et la commutation et l'optimisation paramétriques.

Les techniques classiques de construction prévoient des  
20 amplificateurs qui utilisent des commutateurs à transistors fonctionnant par saturation et exigent un contrôle précis des tensions de suppression. Les amplificateurs ainsi obtenus répondent lentement aux entrées de commande et sont d'un étalonnage difficile.

25 On utilise normalement, en tant que moyen pour assurer la conversion d'un code numérique en courant analogique, des convertisseurs numériques/analogiques pour pondérer numériquement un signal analogique dans le but de produire un courant de sortie contrôlable. Ce circuit fonctionne comme un amplificateur à réaction à bande passante très large. En outre, sa réponse de fréquence est indépendante du gain sélectionné numériquement.  
30

Par conséquent, l'un des buts de la présente invention consiste à prévoir un amplificateur à conductance de transfert qui peut être programmé numériquement.  
35

Un autre but de l'invention consiste à prévoir un amplificateur à conductance de transfert, numériquement programmable, et qui fonctionne dans deux quadrants.

Enfin, l'invention a pour but de prévoir un amplificateur

- 2 -

à conductance de transfert, qui peut être programmé numériquement et dont la réponse de fréquence ne varie pas selon le gain programmé.

5 Différentes caractéristiques et avantages de la présente invention ressortiront clairement au cours de la lecture de la description qui suit, faite en se référant au dessin annexé, sur lequel :

10 La FIGURE 1 est un schéma de circuit d'un amplificateur à programmation numérique selon l'art antérieur, représenté uniquement dans le but de mieux comprendre les avantages que procure la présente invention, et

La FIGURE 2 est un schéma mixte synoptique et de circuit montrant un amplificateur conforme à la présente invention.

15 Si l'on se réfère tout d'abord à la Figure 1 qui montre un amplificateur à programmation numérique selon l'art antérieur, on voit que la conductance de transfert (également appelée "transconductance") ou le gain de cet amplificateur peut être sélectionné par l'application d'un signal de commande  $A_0 - A_7$  (octet numérique) à la base des transistors de commutation 10, 20, 30 ... 80.

20 La moitié du signal d'entrée  $V_{in}$  est appliquée à la borne de non-inversion de l'amplificateur 120 par le diviseur de tension 100-110. La borne d'inversion est reliée à la source de signaux par l'intermédiaire d'une résistance 105 de même valeur que la résistance 115, ainsi qu'à la masse à travers une série de résistances à charge binaire 5, 15, 25 ... 75 qui correspondent chacune à un transistor 10 - 80, ces transistors étant commandés par un signal de commande numérique à huit bits.

30 Ce qui présente le plus d'importance dans la conception de l'amplificateur de la Figure 1, c'est l'incorporation d'un système précis de commutation. Les commutateurs doivent avoir une tension de fermeture particulièrement faible et aussi un courant d'ouverture extrêmement faible. Par conséquent, on utilise pour cela, en tant que commutateur, un transistor bi-  
35 polaire branché à l'envers, comme représenté, et qui fonctionne par saturation. Toutefois, dans des circuits de ce genre, le pourcentage d'erreur dans le signal de sortie peut dépasser 10 pour cent à des tensions d'entrée inférieures à 10 milli-

volts. Cette erreur représente le pourcentage de déviation par rapport à une fonction idéale de transfert. Une description complète du circuit de l'art antérieur rappelé ci-dessus peut être trouvée dans l'article intitulé "Simple digitally-controlled variable-gain linear d.c. amplifier" par A. Sedra et K.C. Smith, Electronic Engineering, Mars 1969, pp.362 à 365.

La Figure 2 montre une combinaison de schéma synoptique et de schéma de circuit concernant un amplificateur suivant la présente invention. Le signal d'entrée appliqué à l'ampli et désigné en  $V_{in}$  parvient à la base d'un transistor PNP 150 dont le collecteur est relié à une source adéquate de potentiel négatif à travers la résistance 155. L'émetteur du transistor 150 est relié à l'émetteur d'un autre transistor PNP 160. Le point de jonction de ces deux électrodes émettrices est relié à une borne d'une source de courant constant 170 dont l'autre borne est mise à la masse. Le collecteur du transistor 160 est relié à une source appropriée de potentiel négatif à travers une résistance 165, égale à la résistance 155. Ainsi, les transistors 150 et 160 sont branchés de façon à constituer un couple différentiel. Les bornes de sortie de cette paire différentielle, c'est-à-dire les électrodes collectrices respectives de ces transistors, sont branchées chacune à la boucle de référence d'un convertisseur numérique/analogique multiplicateur distinct DAC.

Les convertisseurs DAC 200 et 300 sont représentés sous forme d'un schéma synoptique afin d'illustrer des convertisseurs multiplicateurs conventionnels DAC qui utilisent des sources de courant commuté. Des convertisseurs DAC de ce type sont bien connus des spécialistes dans l'art. Ils produisent un courant de sortie analogique en réponse à un signal de commande numérique d'entrée. Il est prévu, bien entendu, un commutateur ou interrupteur de courant pour chaque bit du convertisseur DAC. Selon l'état des entrées de commande ( $A_0-A_n$ ), le commutateur de courant assure la commutation d'un courant à charge binaire soit vers la borne de référence 130, soit vers la ligne de sortie, et un zéro logique a pour effet de commuter le courant vers la borne 130. On trouvera des informations détaillées concernant la conversion analogique/

numérique dans l'ouvrage intitulé : "Analog-Digital Conversion Handbook", publié par D. H. Sheingold, copyright 1972 par Analog Devices, Inc.

A l'intérieur du convertisseur DAC 200, les transistors 5 210 et 215 ainsi que les résistances 205 et 225 constituent la boucle de référence. Cette boucle équivaut aux éléments 220, 230, 240, etc.. Plus précisément, le transistor 210 correspond aux commutateurs de courant et le transistor 215 avec la résistance 225 correspondent aux sources de courant 10 à charge binaire, tandis que le convertisseur DAC 300 est identique au convertisseur DAC 200 et que les éléments 305 à 340 sont respectivement les équivalents des éléments 205 à 240. En outre, les entrées de commande des convertisseurs DAC 200 et 300 sont branchées de manière à recevoir le même 15 signal numérique de commande.

Le collecteur du transistor 150 est relié à la boucle de référence du convertisseur DAC 200 et le collecteur du transistor 160 est relié à la boucle de référence du convertisseur DAC 300. La borne 130 est reliée à une source appropriée de potentiel stable de référence en courant continu, désigné en  $V_{REF}$ , ainsi qu'aux deux boucles de référence. 20

La ligne de sortie 250 du convertisseur DAC 200 et la ligne de sortie 350 du convertisseur DAC 300 sont reliées chacune à un amplificateur de courant à miroir 400 qui permet à l'amplificateur de fonctionner dans deux quadrants. 25 L'expression "amplificateur de courant à miroir" sert à désigner un amplificateur à transistors dont le gain de courant d'inversion est pratiquement indépendant du gain de courant, dans le sens conducteur direct entre la borne commune et l'émetteur des transistors qui équipent ce type d'amplificateur. 30 Traditionnellement, on obtient ce résultat en se fiant au rapport entre les conductances de transfert ou transconductances d'un premier et d'un second transistors. Ces premier et second transistors sont disposés de façon que leurs électrodes émettrices soient reliées à une borne commune de l'amplificateur de courant à miroir, que leurs électrodes collectrices soient reliées respectivement à la borne d'entrée et aux 35 bornes de sortie de l'amplificateur de courant à miroir, et enfin que les électrodes de base soient branchées chacune à

l'électrode collectrice du premier transistor. Ce premier transistor est pourvu d'une réaction par couplage direct collecteur-base par la connexion de son collecteur aux électrodes de base, ce qui assure le réglage de son potentiel base-émetteur afin de rendre ce premier transistor conducteur quand sont courant de collecteur représente en substance la totalité du courant d'entrée de l'amplificateur de courant à miroir. Etant donné la similitude des potentiels base-émetteur des premier et second transistors, le courant de collecteur du second transistor, qui circule à travers la borne de sortie de l'amplificateur de courant à miroir a la même relation avec le courant d'entrée que le rapport qui existe entre la transconductance du second transistor et celle du premier.

Le miroir de courant 400 constitue un perfectionnement apporté au circuit décrit ci-dessus. Un tel circuit est expliqué dans le brevet U.S. n° 3 939 434 intitulé : "Wideband DC Current Amplifier", délivré le 17 Février 1976 et auquel il convient de se référer.

Le signal d'entrée est introduit dans l'amplificateur par la ligne d'entrée 140, laquelle est reliée au couple de transistors différentiels 150 et 160. La polarité du signal obtenu aux bornes de la résistance 155 est opposée à celle du signal d'entrée. Ce signal est appliqué à la base du transistor 160 (soit l'autre moitié du couple différentiel d'entrée). Ainsi, il existe une trajectoire de réaction négative (qui passe par la résistance 225, le transistor 215, le transistor 210 et la résistance 205) entre le collecteur du transistor 150 et la base du transistor 160. Le courant qui circule dans la boucle de référence DAC 200 peut être exprimé comme suit :

$$i_{REF} = \frac{V_{REF} - V_{IN}}{R} \quad (1)$$

où

R = la valeur de la résistance 205.

On engendre ainsi un courant push-pull à travers les boucles de référence DAC 200 et DAC 300. Attendu que ces convertisseurs 200 et 300 sont identiques et que la résistance 205 est égale à la résistance 305, les courants de

référence sont égaux et contraires. Par conséquent, le courant qui circule dans la boucle de référence DAC 300 est le suivant :

$$-i_{REF} = -(i_{REF}) \quad (2)$$

5 Le courant qui traverse le commutateur de courant pour chaque bit des convertisseurs DAC 200 et 300 est soit un multiple du courant de référence respectif, soit nul. En d'autres termes, si la tension à l'entrée de commande est une tension logique, le courant qui traverse le commutateur est le  
10 courant de référence multiplié par le poids binaire du bit. Si la tension à l'entrée de commande est un zéro logique, le courant qui traverse le commutateur est nul. Les courants de sortie des convertisseurs DAC peuvent être exprimés comme suit :

$$15 \quad i_1 = i_{REF}^{KP} \quad (3)$$

$$i_2 = i_{REF}^{KP} \quad (4)$$

où

K est une constante qui représente la variation en gain du gain et P l'équivalent décimal du signal numérique de commande. Pour un signal binaire de n-bit, P est obtenu par  
20 la formule :

$$P = 2^0 A_0 + 2^1 A_1 + 2^2 A_2 + \dots + 2^{n-1} A_{n-1} \quad (5)$$

Ainsi, la fonction de transfert de l'amplificateur est sélectionnée par le signal numérique de commande appliqué  
25 aux entrées  $A_0 - A_n$ . On obtient un fonctionnement à deux quadrants grâce à l'action de miroir de courant des transistors 440 et 450, ainsi qu'il est décrit dans le brevet U.S. précité n° 3 939 434. Le courant de sortie sur la ligne 500 est:

$$i_{OUT} = -i_2 + i_1 \quad (6)$$

30 On peut éventuellement transformer le courant de sortie  $i_{OUT}$  en une tension en utilisant à cet effet l'un quelconque parmi les moyens traditionnels, très nombreux, connus dans l'art. Par exemple, on peut produire une tension aux bornes d'une résistance de charge ou à un noeud de sommation d'un  
35 amplificateur opérationnel incorporé à un circuit à réaction. Le circuit ainsi obtenu engendre par conséquent une tension

de sortie programmable.

- On remarquera que, dans la description qui précède, on a évité d'incorporer une trop grande quantité de détails et d'indications spécifiques concernant des caractéristiques telles que la polarisation et similaires, attendu que ces renseignements sont tous bien connus des spécialistes. On peut également souligner que le mode particulier de réalisation de l'invention qui est représenté et décrit ici n'est donné qu'à titre d'illustration, non de limitation.
- 5
- 10 Par conséquent, il apparaîtra clairement à tout technicien averti que de nombreuses variantes et modifications pourront être apportées à ce mode de réalisation sans s'écarter cependant des principes de base de l'invention.

R E V E N D I C A T I O N S

1. Un amplificateur à conductance de transfert, à deux quadrants et à programmation numérique, caractérisé en ce qu'il comprend :

5 a) un couple de transistors (150, 160) connectés de façon différentielle et destinés à recevoir un signal à amplifier ( $V_{in}$ );

b) un amplificateur de courant à miroir (400) destiné à produire deux courants de sortie déphasés de 180 degrés entre eux;

10 c) un premier convertisseur numérique-analogique (DAC 200) du type multiplicateur, dont une borne d'entrée de référence est reliée à une sortie dudit couple de transistors connectés de façon différentielle (150, 160), une borne de sortie analogique reliée à une entrée dudit amplificateur  
15 de courant à miroir (400) et plusieurs entrées de commande, et

d) un second convertisseur numérique-analogique multiplicateur (DAC 300) dont la borne d'entrée de référence est reliée à une autre sortie dudit couple de transistors  
20 branchés de façon différentielle (150, 160), une borne de sortie analogique reliée à l'autre entrée dudit amplificateur de courant à miroir (400), ainsi que plusieurs entrées de commande reliées chacune à une entrée différente parmi  
25 lesdites plusieurs entrées de commande du premier convertisseur numérique-analogique multiplicateur (DAC 200).

2. Un amplificateur à conductance de transfert, du type programmable, caractérisé en ce qu'il comprend :

a) un premier moyen (150, 160) pour recevoir un signal à amplifier;

30 b) un amplificateur (400) pour engendrer deux courants de sortie déphasés de 180 degrés entre eux;

c) un premier moyen pour transformer un signal numérique de commande en un signal analogique, ayant une borne d'entrée reliée à une sortie dudit moyen récepteur suivant a),  
35 une borne de sortie analogique reliée à une entrée dudit amplificateur (400), et des bornes d'entrée pour des signaux numériques de commande, et

d) un second moyen pour transformer un signal numéri-

que de commande en un signal analogique, ayant une borne d'entrée de référence reliée à une autre sortie dudit moyen récepteur, une borne de sortie analogique reliée à une autre entrée dudit amplificateur (400), et des bornes d'entrée  
5 de signaux numériques de commande, branchées chacune à une borne différente parmi les bornes d'entrée du signal numérique de commande dudit premier moyen de conversion.

3. Un amplificateur à conductance de transfert, du type programmable, selon la Revendication 2, caractérisé en ce que  
10 le premier moyen convertisseur comprend un convertisseur numérique-analogique multiplicateur (200 DAC).

4. Un amplificateur à conductance de transfert, du type programmable, selon la Revendication 2, caractérisé en ce que le second moyen convertisseur comprend un convertisseur numérique-analogique multiplicateur (300 DAC).  
15

5. Un amplificateur à conductance de transfert, du type programmable, selon la Revendication 2, caractérisé en ce que ledit amplificateur comprend un circuit amplificateur de courant à miroir.

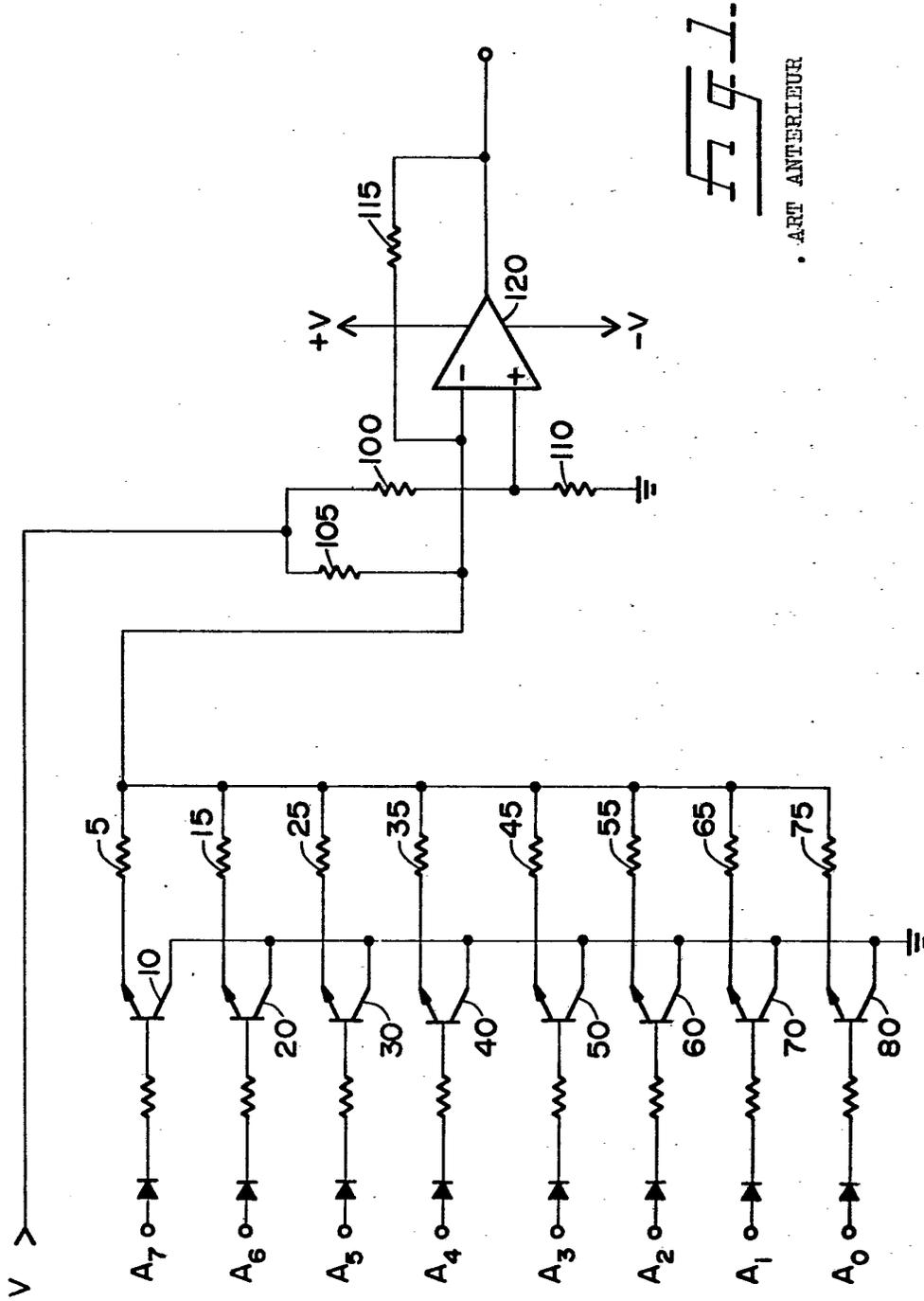


Fig. 1.

. ART ANTERIEUR

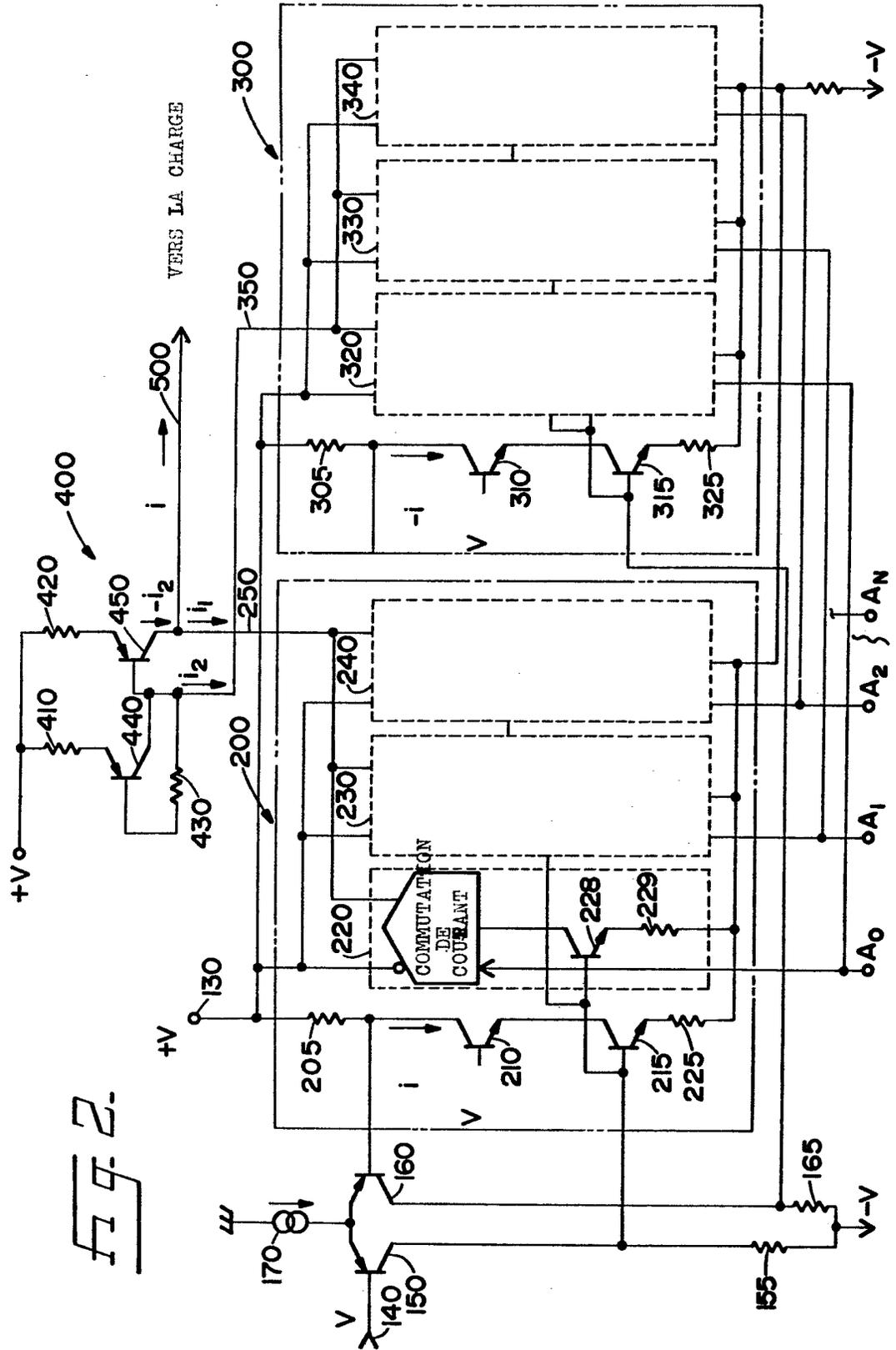


Fig. 2.