

A1

**DEMANDE  
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

**N° 82 00284**

---

(54) Circuit prévu dans un dispositif de reproduction d'images et servant à engendrer un courant de déviation de ligne en dents de scie.

(51) Classification internationale (Int. Cl. <sup>3</sup>). H 03 K 4/62, 4/90; H 04 N 3/16.

(22) Date de dépôt..... 11 janvier 1982.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée : *Pays-Bas, 13 janvier 1981, n° 81 00 118.*

(41) Date de la mise à la disposition du  
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 28 du 16-7-1982.

---

(71) Déposant : NV PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, société anonyme de droit néerlandais, résidant aux Pays-Bas.

(72) Invention de : Dirk Johan Adriaan Teuling.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Henri Gaudel, société civile SPID,  
209, rue de l'Université, 75007 Paris.

"Circuit prévu dans un dispositif de reproduction d'images et servant à engendrer un courant de déviation de ligne en dents de scie."

L'invention concerne un circuit prévu pour un dispositif de reproduction d'images et servant à engendrer un courant de déviation en dents de scie ayant un aller et un retour à travers une bobine de déviation de ligne qui, durant le temps d'aller, est raccordée à un condensateur d'aller par l'intermédiaire d'au moins deux commutateurs de déviation commandables montés en série et commutant à la fréquence de ligne, commutateurs qui, durant le temps de retour, sont à peu près simultanément bloqués, temps de retour durant lequel la bobine de déviation, le condensateur d'aller et des composants formant ensemble une capacité de retour font partie d'un réseau de résonance dont les éléments déterminent la durée du temps de retour, circuit comportant en outre un enroulement d'alimentation couplé à une source de tension d'alimentation et servant à fournir l'énergie d'alimentation au réseau de résonance durant le temps de retour

Un tel circuit est connu du brevet américain N° 3 030 444. Ce circuit connu présente l'avantage que la tension élevée présente aux bornes de la bobine de déviation durant le temps de retour est répartie sur deux commutateurs. Dans les récepteurs de télévision, auxquels est destiné le circuit connu, la fréquence de ligne a la valeur prescrite par la norme de télévision, soit par exemple 15,75 kHz pour la norme américaine. Dans des dispositifs de reproduction d'images pour lesquels une qualité supérieure à celle des récepteurs de télévision courants est désirable, on peut choisir une valeur supérieure. C'est notamment le cas pour les tubes de reproduction d'images à pouvoir de résolution élevé qui sont utilisés par exemple pour la reproduction d'images engendrées par voie numérique et dans lesquels la fréquence de ligne a une valeur qui peut être comprise entre 15 et 64 kHz.

Le circuit connu convient également pour une fréquence de ligne autre que 15,75 kHz, à condition, cependant, qu'on donne une autre valeur à la tension d'alimentation, de sorte que la tension d'aller, c'est-à-dire la tension présente sur le condensateur d'aller, qui est égale à la tension d'alimentation, prend, elle aussi, une autre valeur. Sinon l'amplitude

du courant de déviation de ligne et, par conséquent, la largeur de l'image reproduite n'auraient pas la valeur correcte. Si l'on veut que le circuit de déviation de ligne convienne pour différentes valeurs de la fréquence de ligne, la valeur de la tension d'alimentation doit être variable, au moins  
5 ajustable. Le plus souvent, un tel ajustage donne lieu à de nombreuses pertes. De plus, comme le circuit de tension d'alimentation fournissant l'énergie d'alimentation au circuit de déviation de ligne a le plus souvent d'autres charges  
10 qui ne doivent pas être affectées par cet ajustage, il est difficile de réaliser un circuit de tension d'alimentation ajustable non dissipatif.

L'invention vise à fournir un circuit du genre décrit dans le préambule, dans lequel l'amplitude du courant de déviation de ligne engendré est à peu près indépendante de la  
15 valeur de la fréquence de ligne et peut être ajustée sur la valeur voulue par des moyens simples et à faible dissipation. A cet effet, le circuit conforme à l'invention est remarquable en ce que l'enroulement d'alimentation est divisé en au  
20 moins deux enroulements partiels qui, chacun, **sont reliés d'une part au réseau de résonance à travers une diode d'alimentation et d'autre part à un commutateur de déviation, et qui sont couplés à la source de**  
tension d'alimentation à travers un commutateur d'alimentation commandable commutant également à la fréquence de ligne,  
25 commutateur d'alimentation qui, durant au moins une partie du temps d'aller, est conducteur afin d'emmagasiner de l'énergie d'alimentation dans l'enroulement d'alimentation tandis que les diodes d'alimentation sont bloquées et qui, durant le reste de la période de ligne est bloquée tandis que les diodes d'alimentation sont conductrices,  
30 des pertes étant **compensées** par le courant qui traverse les diodes d'alimentation durant le temps de retour.

De préférence, le circuit conforme à l'invention est remarquable en ce que la durée de conduction du commutateur d'alimentation est ajustable en vue de l'ajustage de l'amplitude du courant de déviation et en ce que la durée de conduction du commutateur d'alimentation est ajustable en fonction  
35

de la tension d'alimentation. Grâce à cette mesure, l'amplitude du courant de déviation engendré est également indépendante de la tension d'alimentation. La durée de conduction du commutateur d'alimentation peut également être modulable à la fréquence de trame pour la correction de la distorsion de trame.

Le circuit peut être remarquable en ce que le point commun aux commutateurs de déviation est branché sur un potentiel de référence. Le circuit peut avoir la particularité qu'un condensateur de retour d'une part et le montage en série d'un enroulement partiel et d'une diode d'alimentation d'autre part sont montés en parallèle avec chaque commutateur de déviation, le rapport entre la capacité du premier condensateur de retour et celle du second condensateur de retour étant égal au rapport entre le nombre de spires du second enroulement partiel et celui du premier enroulement partiel, et que le montage en série d'un condensateur d'aller et d'une moitié de bobine de déviation de ligne est monté en parallèle avec chaque commutateur de déviation.

Une extension du circuit conforme à l'invention peut être remarquable en ce qu'un troisième commutateur de déviation est monté en série avec les deux commutateurs de déviation, alors qu'un troisième condensateur de retour d'une part et le montage en série d'un troisième enroulement partiel de l'enroulement d'alimentation et d'une troisième diode d'alimentation d'autre part, est monté en parallèle avec le troisième commutateur de déviation.

Dans une variante, le circuit est remarquable en ce que le premier commutateur de déviation comporte le montage en série du commutateur d'alimentation pouvant être conducteur dans un sens et d'une diode ayant le même sens de conduction, alors qu'une autre diode ayant le sens de conduction opposé se trouve dans une branche parallèle, le point commun aux commutateurs de déviation étant branché sur un potentiel de référence, et le commutateur d'alimentation et le second commutateur de déviation étant à peu près simultanément bloqués

l'instant final du temps d'aller.

Le circuit peut être avantageusement remarquable en ce que les enroulements partiels sont des enroulements secondaires d'un transformateur dont l'enroulement primaire est  
5 monté en série avec le commutateur d'alimentation, le montage en série ainsi formé étant branché sur la source de tension d'alimentation.

Un circuit dans lequel les commutateurs de déviation comportent chacun un commutateur commandable qui peut être  
10 conducteur dans un sens ainsi qu'une diode qui est montée en parallèle avec ce commutateur et dont le sens de conduction est opposé à celui dudit commutateur, peut être remarquable en ce qu'une source de tension est montée en série avec les-  
dites diodes pour maintenir les diodes dans l'état conducteur  
15 au moins à l'instant d'enclenchement desdits commutateurs commandables.

Dans un mode de réalisation, le circuit est remarquable en ce que l'électrode de commande d'un commutateur de déviation est reliée à un enroulement secondaire d'un transforma-  
20 teur de commande dont l'enroulement primaire est relié à une source de courant, les deux enroulements étant simultanément traversés par du courant pour amener et maintenir le commutateur de déviation dans l'état conducteur, et en ce que l'élec-  
trode de commande est reliée en outre à un transistor pour  
25 bloquer le commutateur de déviation.

Le circuit conforme à l'invention peut être remarquable par un rétrocouplage d'une tension de retour aux moyens de commande du commutateur d'alimentation pour influencer la durée de conduction de ce commutateur, ou peut avoir la par-  
30 ticularité que les moyens de commande du commutateur d'alimentation comportent un générateur de tension en dents de scie et un étage comparateur pour la génération d'un signal de commande impulsif, un flanc du signal de commande engendré étant ajustable en fonction d'une tension continue et  
35 d'un signal à fréquence de trame, alors que la pente de la tension en dents de scie est variable sous l'effet de la tension d'alimentation.

Un circuit dans lequel les commutateurs de déviation comportent chacun un commutateur commandable pouvant être conducteur dans un sens ainsi qu'une diode qui est montée en parallèle avec ce commutateur et dont le sens de conduction est opposé à celui dudit commutateur, peut être remarquable en ce que lesdits deux commutateurs commandables sont des commutateurs commandés par porte.

La description qui va suivre en regard des dessins annexés, donnés à titre d'exemple non limitatif, permettra de mieux comprendre comment l'invention est réalisée.

La figure 1 représente le schéma de principe du circuit conforme à l'invention.

La figure 2 représente des formes d'onde se présentant dans ce circuit.

Les figures 3, 4, 5 et 6 représentent des variantes du circuit conforme à l'invention.

La figure 7 représente un schéma plus détaillé du circuit.

Sur la figure 1 la référence L indique une bobine de déviation de ligne pour la déviation électromagnétique dans le sens horizontal d'un ou plusieurs faisceaux électroniques engendrés dans un tube de reproduction d'images non représenté. Un condensateur d'aller C est monté en série avec cette bobine. Le réseau ainsi formé est shunté par les montages en série de deux transistors de commutation npn  $T_1$  et  $T_2$ , de deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  et de deux condensateurs de retour  $C_1$  et  $C_2$ . L'émetteur du transistor  $T_1$  est relié au collecteur du transistor  $T_2$ , et l'anode de la diode  $D_1$  est reliée à la cathode de la diode  $D_2$ . Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  ont à peu près la même capacité.

L'enroulement primaire  $L_1$  d'un transformateur T est relié d'une part à la borne positive d'une source de tension d'alimentation  $V_B$  et d'autre part au collecteur d'un autre transistor de commutation npn  $T_3$ . L'émetteur du transistor  $T_3$  est relié à la borne négative de la source  $V_B$ , borne qui est mise à la masse. A une extrémité d'un enroulement secondaire  $L_2$  du

transformateur T, on a relié l'anode d'une autre diode  $D_3$ . La cathode de celle-ci est reliée au point commun aux condensateurs C et  $C_1$ , à la cathode de la diode  $D_1$  et au collecteur du transistor  $T_1$ . De manière analogue, une extrémité d'un second enroulement secondaire  $L_3$  du transformateur T est reliée à la cathode d'une diode  $D_4$  dont l'anode est reliée au point commun à la bobine L, au condensateur  $C_2$ , à l'anode de la diode  $D_2$  et à l'émetteur du transistor  $T_2$ .

Les enroulements  $L_2$  et  $L_3$  ont le même nombre de spires et, de l'autre côté, ils sont interconnectés et reliés au point commun aux transistors  $T_1$  et  $T_2$ , aux diodes  $D_1$  et  $D_2$  et aux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . Ce point commun est relié à un potentiel de référence, par exemple celui de ladite masse. Le sens d'enroulement des enroulements  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$  est indiqué par des points sur la figure 1. Pour la simplicité de la figure, les moyens de commande qui sont intercalés dans les conducteurs de base des transistors  $T_1$  et  $T_2$  ne sont pas représentés sur la figure 1.

Si, en première instance, la capacité du condensateur C est supposée être infiniment grande, on suppose que la tension aux bornes du condensateur C, la tension d'aller v, reste constante. Durant une partie de la période de ligne, dite le temps d'aller, les commutateurs formés par le transistor  $T_1$  et la diode  $D_1$  d'une part et le transistor  $T_2$  et la diode  $D_2$  d'autre part sont conducteurs, alors que le transistor et la diode sont l'un ou l'autre conducteurs, la diode pouvant être omise si le transistor peut être conducteur dans le sens inverse. Dans ces conditions, la tension v est appliquée aux bornes de la bobine L durant le temps d'aller entier. Le courant de déviation de ligne i traversant la bobine L a par conséquence une allure linéaire, et son sens s'inverse à l'instant milieu du temps d'aller. Avant cet instant, il traverse les diodes  $D_1$  et  $D_2$  et après cet instant il traverse les transistors  $T_1$  et  $T_2$ . Cela s'applique pour un circuit sans pertes. Les bases des transistors  $T_1$  et  $T_2$  reçoivent à temps des signaux de commande positifs avant ledit instant milieu.

Le retour est introduit à l'instant où les transistors

$T_1$  et  $T_2$  sont bloqués à peu près simultanément sous l'effet d'un signal de commande négatif, fourni à temps. Durant le temps de retour, les inductances et les capacités du circuit de la figure 1 forment un réseau de résonance. La variation du courant  $i$  est déterminée maintenant par le réseau et est à peu près sinusoïdale. Au point commun aux éléments  $T_1$ ,  $D_1$ ,  $D_3$ ,  $C$  et  $C_1$ , la tension augmente au-dessus du potentiel de masse suivant une fonction à peu près cosinusoïdale, tandis que la tension à l'extrémité de la bobine  $L$  qui, sur la figure, est représentée en bas, devient négative suivant la même fonction. A l'instant milieu du temps de retour, le sens du courant  $i$  s'inverse, tandis que la première tension atteint un maximum et la deuxième tension un minimum. Aux bornes de chacun des commutateurs  $T_1$ ,  $D_1$  et  $T_2$ ,  $D_2$ , une tension maximale est **présente et** qui est égale à la moitié de la tension qui serait présente aux bornes d'un commutateur simple. Le temps de retour se termine à l'instant où les deux tensions redeviennent négatives, de sorte que les diodes  $D_1$  et  $D_2$  deviennent conductrices.

Durant une partie du temps d'aller, le transistor  $T_3$  est conducteur sous l'effet d'un signal de commande à fréquence de ligne qui est appliqué, sur sa base par un étage de commande DR. Le courant de collecteur du transistor  $T_3$  qui traverse alors l'enroulement  $L_1$  a une allure linéaire avec une pente constante si la tension  $V_B$  de la source d'alimentation est constante. Durant le temps d'aller, la tension sur la cathode de la diode  $D_3$  et la tension sur l'anode de la diode  $D_4$  sont égales à zéro. Le sens d'enroulement des enroulements  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$  ainsi que le sens de conduction des diodes  $D_3$  et  $D_4$  ont été choisis de façon que les diodes restent bloquées tant que l'enroulement  $L_1$  est parcouru par du courant.

A l'instant où l'intervalle de conduction  $\tau$  du transistor  $T_3$  est terminé, la tension sur le collecteur de ce transistor, qui était pratiquement égale à zéro, devient **positive**. La tension sur l'anode de la diode  $D_3$  devient également positive, tandis que celle sur la cathode de la diode  $D_4$  devient négative. Les deux diodes sont conductrices et les enroulements  $L_2$  et

$L_3$  sont à peu près court-circuités par ces diodes  
 et soit par les transistors  $T_1$  et  $T_2$  soit par les diodes  
 $D_1$  et  $D_2$ . Par conséquent, ces enroulements et les diodes  
 $D_3$  et  $D_4$  sont parcourus par un courant constant. Aux bornes  
 5 de l'enroulement  $L_1$ , la tension est aussi égale à zéro de  
 sorte que la tension sur le collecteur du transistor  $T_3$  est  
 égale à la tension  $V_B$ . Durant le temps de retour, l'énergie  
 qui, durant l'intervalle  $\gamma$ , a été stockée dans le transfor-  
 mateur  $T$  par le courant de collecteur du transistor  $T_3$ , con-  
 10 tinue à provoquer un courant à travers les diodes  $D_3$  et  $D_4$ .  
 Ce courant diminue suivant la même fonction sinusoïdale que  
 le courant  $i$ , alors que l'impulsion de retour positive, qui  
 est présente au point commun aux condensateurs  $C$  et  $C_1$ , est  
 également présente sur l'anode de la diode  $D_3$  et donc aussi  
 15 sur le collecteur du transistor  $T_3$ , mais là avec un facteur  
 qui est égal au rapport de transformation entre le nombre de  
 spires de l'enroulement  $L_1$  et celui de l'enroulement  $L_2$ . Sur  
 la cathode de la diode  $D_4$ , est présente la même impulsion  
 de retour négative qu'à celle des extrémités de la bobine  $L$   
 20 qui est représentée en bas sur la figure. A la fin du temps  
 de retour, il règne les mêmes tensions qu'avant celui-ci,  
 alors que le courant traversant les diodes  $D_3$  et  $D_4$  prend  
 une valeur constante qui est plus faible mais non pas égale  
 à zéro. Cette situation se maintient jusqu'à ce que le tran-  
 25 sistor  $T_3$  soit rendu à nouveau conducteur.

De ce qui précède, il ressort que, en dehors de l'in-  
 tervalle  $\gamma$ , les diodes  $D_3$  et  $D_4$  sont parcourues par un cou-  
 rant circulant vers la partie de déviation du circuit. Durant  
 le temps de retour, la tension appliquée aux bornes de cette  
 30 partie n'est pas égale à zéro, et ce courant fournit alors de  
 l'énergie d'alimentation servant à combler les pertes. Pour  
 l'intelligence du fonctionnement du circuit de la figure 1,  
 on a représenté sur la figure 2 des diagrammes en fonction  
 du temps qui ont été établis pour deux valeurs de la fréquence  
 35 de ligne, à gauche pour une valeur déterminée  $f_1 = \frac{1}{H_1}$  et à droi-  
 te pour une valeur plus faible  $f_2 = \frac{1}{H_2}$ . Ici,  $H_1$  d'une part

et  $H_2$  d'autre part indiquent la période de ligne.

La figure 2a représente l'allure du courant  $i$ . L'amplitude  $I$  de ce courant doit être la même dans les deux cas si l'on veut que la largeur de l'image reproduite ne varie pas pour une fréquence de ligne variable. La figure 2b représente l'allure de la tension sur le collecteur du transistor  $T_1$ . Comme la durée du temps de retour n'est pas déterminée par la fréquence de ligne mais par les éléments du circuit, on voit, en appliquant la formule  $V = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$  que les impulsions de retour, et notamment l'amplitude de celles-ci restent à peu près inchangées si la fréquence varie. En effet, dans les deux cas, la variation  $\Delta i$  du courant  $i$  est égale à  $I$  durant le temps de retour  $\Delta t$ .

La même figure 2b montre aussi que la tension d'aller a une valeur plus faible si la fréquence de ligne est plus basse. Cette tension, qui est égale à la valeur moyenne de la tension de la figure 2b, est indiquée sur cette figure, à savoir à gauche comme  $\mathcal{V}_1$  et à droite comme  $\mathcal{V}_2$ .

La figure 2c représente l'allure de la tension sur le collecteur du transistor  $T_3$ . La tension aux bornes de l'enroulement  $L_2$  subit une variation de même forme, la valeur moyenne étant égale à zéro. La tension aux bornes de l'enroulement  $L_3$  est opposée à celle-ci. Comme, pendant le temps d'aller, la valeur de la tension aux bornes de l'enroulement  $L_2$  est à peu près égale à zéro en dehors de l'intervalle  $\gamma$ , cela implique que la surface de l'impulsion de retour de la figure 2c est égale à celle du rectangle dans l'intervalle  $\gamma$ . Il en résulte que le produit  $V_B \times \gamma$  est à peu près constant. Comme, dans ce qui précède, la tension  $V_B$  est supposée être constante, l'intervalle  $\gamma$ , lui aussi, est donc à peu près constant, c'est-à-dire indépendant de la fréquence. La figure 2d, enfin, représente la variation du courant traversant le transformateur  $T$ . Durant l'intervalle  $\gamma$ , ce courant traverse l'enroulement  $L_1$  et, dans le reste de la période, il traverse les enroulements  $L_2$  et  $L_3$ , ce qui, sur la figure 1, est représenté transformé vers le côté primaire.

De ce qui précède, il ne ressort pas seulement que l'intervalle  $\gamma$  du transistor  $T_3$  est à peu près constant si la tension d'alimentation  $V_B$  est constante, mais encore que durant le temps d'aller, la position de celui-ci n'a aucune importance, de sorte que cette position peut être choisie arbitrairement. Dans la pratique, la durée de l'impulsion de commande du transistor  $T_3$  sera ajustable. Par cet ajustage, l'amplitude de l'impulsion de retour et, par conséquent, l'amplitude  $I$  ainsi que la largeur de l'image reproduite peuvent être ajustées à une valeur voulue. Cette valeur ne dépend pas de la fréquence de ligne. Des tensions continues obtenues par le redressement de tensions qui sont présentes aux bornes d'autres enroulements secondaires du transformateur  $T$  sont ainsi ajustées sur des valeurs constantes. Sur la figure 1,  $L_4$  représente un tel enroulement secondaire.

La tension  $V_B$  est constante si sa source est un circuit à tension d'alimentation stabilisée. Or, si la tension  $V_B$  varie, du fait que, par exemple, cette tension est dérivée par redressement du réseau électrique, le circuit de la figure 1 peut assurer cependant que l'amplitude  $I$  du courant de déviation de ligne ainsi que la valeur des tensions continues secondaires restent constantes. A cet effet, l'intervalle  $\gamma$  est réglé en fonction de l'une de ces tensions, par exemple la tension qui est dérivée de l'enroulement  $L_4$  au moyen d'une diode  $D_5$  et d'un condensateur  $C_3$ . L'étage de commande DR comporte un étage comparateur dans lequel la tension du condensateur  $C_3$  est comparée avec une tension de référence  $V_{ref}$  pour influencer de manière connue le temps de conduction du transistor  $T_3$ . Dans ce cas, la durée la plus longue possible de l'intervalle  $\gamma$  est égale à celle du temps d'aller.

A l'aide du circuit de la figure 1, il est possible de réaliser de façon simple la correction est-ouest pour la correction de la distorsion de la trame. Du fait que l'intervalle  $\gamma$  subit en outre une modulation en durée à fréquence de trame. A cet effet, un signal à fréquence de trame  $V_{par}$ , le

plus souvent de forme parabolique, est envoyé vers l'étage de commande DR. Ainsi, la tension de référence est devenue pour ainsi dire une **tension** à fréquence de trame. La forme parabolique doit être telle que l'intervalle  $\gamma$  est, d'une part, maximal pour la ligne horizontale médiane de l'image reproduite, c'est-à-dire au milieu du temps d'aller de trame, de sorte que l'amplitude I, elle aussi, est maximale, et d'autre part minimale pour les lignes horizontales supérieure et inférieure sur l'écran d'image, c'est-à-dire au début et à la fin du temps d'aller de trame, de sorte que l'amplitude I, elle aussi, est minimale. Par suite de la modulation est-ouest obtenue, une tension à fréquence de trame est superposée à la tension continue du condensateur  $C_3$ , ce dont il résulte que le transformateur T ne convient pas pour la génération de la très haute tension destinée à l'anode finale du tube de reproduction d'images.

Il sera clair qu'un autre point, par exemple l'émetteur du transistor  $T_2$ , de la partie de déviation peut être mis à la masse. A ce sujet, l'avantage de la figure 1 réside dans le fait que les tensions alternatives aux extrémités de la bobine de déviation sont égales en valeur absolue et qu'elles ont des signes opposés, de sorte que le point-milieu de la bobine a le potentiel de masse. Ceci fait que le rayonnement capacitif de la bobine auquel sont exposées d'autres **parties du** dispositif de reproduction d'images, dont fait partie le circuit décrit, n'est que faible.

Comme, le plus souvent, les transistors haute puissance présentent un retard à la coupure assez long, on peut utiliser pour les transistors  $T_1$ ,  $T_2$ , qui doivent être simultanément coupés, des commutateurs commandés par porte (gate turn off switches) pour lesquels ce retard est beaucoup plus faible. Il est également possible de remplacer un ou plusieurs transistors par des transistors de type pnp : ainsi, le transistor  $T_2$  peut être du type pnp, l'émetteur et le collecteur étant changés de place par rapport à la figure 1. Le circuit de la figure 1 peut être légèrement modifié sans que son fonction-

nement en soit essentiellement influencé. Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  peuvent être remplacés par exemple par un seul condensateur qui shunte soit le réseau L, C, soit la bobine L. Au moyen des condensateurs de la figure 1, l'impulsion de retour  
5 présente aux bornes de la bobine L est mieux répartie sur les commutateurs  $T_1$ ,  $D_1$  et  $T_2$ ,  $D_2$ . De plus, il n'est pas nécessaire que les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  présentent la même capacité, pourvu que le rapport des capacités  $C_1$  et  $C_2$  soit égal au rapport des nombres de spires des enroulements  $L_3$  et  
10  $L_2$ . D'une manière analogue à celle précisée pour les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , les diodes  $D_1$  et  $D_2$  peuvent être remplacées par une seule diode, à condition que, cependant, cette diode puisse supporter l'impulsion de retour totale.

Le circuit peut aussi comporter des éléments connus, par  
15 exemple un circuit de centrage ou de correction de linéarité. La bobine de déviation peut être branchée au côté secondaire d'un transformateur.

Grâce au transformateur T, il est possible de réaliser une séparation galvanique entre la partie d'alimentation et  
20 la partie de déviation du circuit. Si on ne désire pas cette séparation, on renoncera à un transformateur et l'on pourra raccorder le transistor  $T_3$  directement au point commun à l'enroulement  $L_3$  et à la diode  $D_4$  d'une part et à la borne positive de la source  $V_B$  d'autre part. De manière analogue,  
25 on peut raccorder le transistor  $T_3$  d'une part au point commun à l'enroulement  $L_2$  et à la diode  $D_3$ , et, d'autre part, à une tension d'alimentation négative. Dans les deux cas, les formes d'onde présentes sur l'anode de la diode  $D_3$  et sur la cathode de la diode  $D_4$  sont identiques à celles qui sont  
30 présentes à la figure 1.

Une autre variante du circuit de la figure 1 est celle de la figure 3, dans laquelle, par rapport à la figure 1, le montage en série L,C est remplacé par deux réseaux en série L'C' et L"C". Le point commun aux deux réseaux peut être mis  
35 à la masse. Dans ce cas, les inductances L' et L" peuvent être des moitiés de bobine de déviation de ligne pratiquement

identiques, alors que les condensateurs C' et C'' ont à peu près les mêmes capacités.

Dans le mode de réalisation de la figure 4, on a intercalé un troisième circuit de déviation, dans lequel un transistor T<sub>4</sub>, une diode D<sub>7</sub> montée en tête-bêche avec celui-ci, un enroulement d'alimentation L<sub>5</sub>, une diode d'alimentation D<sub>6</sub> et un condensateur de retour C<sub>4</sub> sont interconnectés de la même manière que les éléments correspondants de la figure 1. Les figures 3 et 4 ne représentent que les circuits de déviation. Le troisième de ces circuits est relié au deuxième de la manière dont le deuxième est relié au premier, alors que le réseau série L,C est intercalé entre le collecteur du transistor T<sub>1</sub> et l'émetteur du transistor T<sub>4</sub>, qui est mis à la masse. Il sera clair que la description du fonctionnement du circuit de la figure 1 s'applique sans modification au circuit de la figure 4. L'avantage que présente la figure 4 par rapport à la figure 1 est que la tension de retour élevée, correspondant à un temps de retour bref, est répartie maintenant sur trois commutateurs au lieu de deux. De toute évidence, il est possible d'étendre le circuit de la figure 4 arbitrairement avec un ou plusieurs circuits de déviation et/ou de le modifier des manières décrites ci-dessus.

Dans les circuits décrits jusqu'ici, les transistors situés dans la partie de déviation reçoivent des signaux de commande d'une durée à peu près constante, de sorte qu'ils sont conducteurs durant la seconde moitié du temps d'aller, tandis que le transistor d'alimentation T<sub>3</sub> est conducteur durant un intervalle  $\gamma$  situé dans le temps d'aller, intervalle qui est réglable ou ajustable en fonction de la tension d'alimentation. Le mode de réalisation de la figure 5 diffère du circuit de la figure 1 en ce que le transistor T<sub>1</sub> réunit les fonctions des transistors T<sub>1</sub> et T<sub>3</sub> de la figure 1. Dans ce cas, l'enroulement L<sub>1</sub> est relié au collecteur du transistor T<sub>1</sub>, alors qu'une diode D<sub>8</sub> est intercalée entre ce collecteur et le point commun aux éléments D<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>, C et D<sub>3</sub>, son sens de conduction étant égal à celui du trajet collecteur-émetteur du transistor T<sub>1</sub>. Le transistor T<sub>2</sub> reçoit le même

signal de commande que les transistors  $T_1$  et  $T_2$  des figures précédentes. Le signal de commande du transistor  $T_1$  de la figure 5, par contre, a une durée variable ou ajustable, de sorte que l'amplitude du courant de déviation ne varie pas  
5 lors de variations de la fréquence de ligne ou de la tension d'alimentation. Cela implique que, dans le cas de la figure 5, la largeur de la plage de réglage sera légèrement plus faible que dans le cas des figures précédentes.

La partie du circuit de la figure 5 comportant les éléments  $T_1$ ,  $D_1$ ,  $D_3$  et  $D_8$  fonctionne d'une manière analogue à  
10 celle du circuit combiné de tensions d'alimentation et de déviation de ligne qui est décrit dans la publication "IEEE Transactions on Broadcast and Television Receivers", août 1972, volume BTR-18, N° 3, pages 177 à 182. Durant la première  
15 moitié du temps d'aller, le courant de déviation traverse les diodes  $D_1$  et  $D_2$ . Le transistor  $T_2$  est bloqué, tandis que le transistor  $T_1$  est rendu conducteur à un instant qui est fonction de la tension d'alimentation. Comme la cathode de la diode conductrice  $D_1$  a une faible valeur négative tandis que le  
20 collecteur du transistor  $T_1$  a une faible valeur positive, la diode  $D_8$  n'est pas conductrice. Durant la seconde moitié du temps d'aller, le courant de déviation traverse la diode  $D_8$  et les transistors  $T_1$  et  $T_2$ . Comme l'émetteur du transistor  $T_3$  de la figure 1 est mis à la masse, il faut que l'émetteur  
25 du transistor  $T_1$  de la figure 5 soit également mis à la masse. Les formes d'onde valables pour la figure 5, sont les mêmes que celles données dans ladite publication, c'est-à-dire que la différence par rapport à celles des figures 2c et 3d réside dans le fait que l'instant initial de l'intervalle  $\tau$   
30 doit se situer dans la première moitié du temps d'aller et que son instant final doit coïncider avec l'instant final du temps d'aller.

Le circuit de la figure 5 peut être modifié de différentes manières. Ainsi, de la même manière que sur la figure 4,  
35 il est possible d'augmenter le nombre de circuits de déviation, alors qu'un seul transistor présente les fonctions combinées.

Il est également possible de relier la cathode d'une diode d'alimentation, par exemple la diode  $D_4$  dans le cas où le transistor  $T_2$  a les fonctions combinées, au condensateur d'aller C au lieu de la raccorder au condensateur de retour.

- 5 Ainsi l'on obtient le circuit représenté sur la figure 6. Dans ce cas, les tensions aux bornes des enroulements du transformateur T ont une forme de créneaux. Pour des rapports de transformation déterminés de celui-ci, il peut être nécessaire d'intercaler de manière connue une diode de séparation  $D_9$   
10 entre l'enroulement  $L_1$  et le collecteur du transistor  $T_1$ , ce qui s'applique aussi au circuit de la figure 5. Dans une autre variante du circuit de la figure 5, le réseau série d'une inductance et d'un condensateur shunte la diode  $D_1$  et le condensateur  $C_1$ , et la cathode de la diode  $D_3$  est reliée à une  
15 prise de l'inductance.

- La figure 7 représente un schéma plus détaillé d'un mode de réalisation du circuit conforme à l'invention réalisé en majeure partie selon le principe de la figure 1. Dans ce circuit,  $T_1$  et  $T_2$  sont des commutateurs commandés par porte,  
20 alors que  $T_3$  est formé par une paire Darlington. Le rapport de transformation entre l'enroulement  $L_2$  et l'enroulement  $L_1$  ainsi que celui entre l'enroulement  $L_3$  et l'enroulement  $L_2$  sont égaux à 2 : 1. Alors que la tension d'alimentation  $V_B$  du côté primaire du transformateur T est de **150V** en moyenne, la tension d'alimentation des autres étages, à faible puissance, a  
25 une valeur stabilisée de 20 V. Au moyen d'un enroulement secondaire  $L_6$  du transformateur T, d'une diode  $D_{10}$  et d'une résistance limitatrice, une tension positive de l'ordre de 3 V est engendrée aux bornes d'un condensateur  $C_5$ , et une  
30 tension négative également de l'ordre de 3 V est engendrée aux bornes d'un condensateur  $C_6$ . Le condensateur  $C_5$  est intercalé dans le circuit d'anode de la diode  $D_1$  et le condensateur  $C_6$  est intercalé dans le circuit de cathode de la diode  $D_2$ . Par cette mesure, on garantit que durant le temps d'aller  
35 un faible courant traverse continuellement les diodes  $D_1$  et  $D_2$ , ce qui supprime pratiquement une distorsion du courant de

déviations au milieu du temps d'aller, lorsque ce courant de déviation commence à parcourir les commutateurs  $T_1$  et  $T_2$ . En série avec la bobine de déviation  $L$  et le condensateur  $C$ , on a monté un dispositif de correction de linéarité LIN.

5        Un oscillateur commandé par tension OSC engendre une tension en créneaux à peu près symétrique et à fréquence de ligne, tension qui, après amplification, est appliquée aux bases de deux transistors de commande  $T_5$  et  $T_6$  faisant fonction de sources de courant. Le collecteur du transistor  $T_5$  est relié à l'enroulement primaire d'un transformateur de commande  $T'$  dont l'enroulement secondaire est relié à l'électrode de commande A du commutateur  $T_1$  à travers une diode  $D_{11}$  et un réseau parallèle RC  $R_1$ ,  $C_7$ , tandis que l'autre extrémité de l'enroulement secondaire est reliée à la cathode du commutateur  $T_1$  et est ainsi mise à la masse. De manière analogue, le collecteur du transistor  $T_6$  est relié à l'enroulement primaire d'un transformateur de commande  $T''$  dont l'enroulement secondaire est relié à l'électrode de commande B du commutateur  $T_2$  à travers une diode  $D_{12}$  et un réseau parallèle RC  $R_2$ ,  $C_8$ , tandis que l'autre extrémité de l'enroulement secondaire est reliée à la cathode E du commutateur  $T_2$ . Le sens d'enroulement des enroulements du transformateur  $T'$  ou  $T''$  a été choisi de façon qu'un courant secondaire circule vers l'électrode A ou B à travers la diode  $D_{11}$  ou  $D_{12}$ . Durant les intervalles de temps où le courant de collecteur du transistor  $T_5$  ou  $T_6$  circule et rend conducteur et maintient conducteur le commutateur  $T_1$  ou  $T_2$ , le condensateur  $C_7$  ou  $C_8$  est chargé.

30        L'émetteur d'un transistor pnp  $T_7$  est relié à la cathode de la diode  $D_{11}$ , alors que son collecteur est relié à la cathode du commutateur  $T_1$  et que sa base est reliée à l'anode de la diode  $D_{11}$  à travers une résistance  $R_3$ . De manière analogue, l'émetteur d'un transistor pnp  $T_8$  est relié à la cathode de la diode  $D_{12}$ , alors que son collecteur est relié au point E et que sa base est reliée à l'anode de la diode  $D_{12}$  à travers une résistance  $R_4$ . Lorsque le transistor  $T_5$  est  
35        conducteur, le courant secondaire du transformateur  $T'$  provoque

une chute de tension positive aux bornes de la diode  $D_{11}$  qui maintient bloqué le transistor  $T_7$ .

- Si le transistor  $T_5$  est bloqué par le signal de l'oscillateur OSC, il y a inversion de la polarité de la tension aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur T' et, par conséquent, aux bornes de l'enroulement secondaire. Ceci fait que le courant à travers l'enroulement secondaire diminue vite et que, ensuite, son sens s'inverse, tandis que le **transistor  $T_7$  est rendu conducteur à cause de la tension du condensateur  $C_7$ .**
- 10 Le courant de base de ce transistor traverse la résistance  $R_3$ , tandis que la diode  $D_{11}$  est bloquée. Le courant d'émetteur évacue les porteurs de charge présents dans l'électrode de commande A, ce qui amène le commutateur  $T_1$  dans l'état de blocage. A l'aide du transformateur T" et du transistor  $T_8$ ,
- 15 un processus analogue se déroule pour le commutateur  $T_2$ . L'enclenchement et le déclenchement rapides des deux commutateurs s'effectuent à peu près simultanément.

- Par l'intermédiaire d'un condensateur différentiateur  $C_9$  et d'un transistor  $T_9$ , une impulsion dont le flanc avant coïncide avec le flanc descendant du signal de l'oscillateur OSC est appliquée à la base d'un transistor  $T_{10}$ . La résistance de collecteur  $R_5$  n'est pas branchée sur la base tension d'alimentation mais sur la tension  $V_B$ . En parallèle au trajet collecteur-émetteur du transistor  $T_{10}$ , on a monté un réseau
- 25 série formé par une résistance  $R_6$  à faible valeur ohmique et un condensateur  $C_{10}$ . Une tension en dents de scie dont la pente varie avec les fluctuations de la tension  $V_B$  est présente sur le collecteur du transistor  $T_{10}$ . Cette tension en dents de scie est appliquée à la borne d'entrée non inverseuse d'un premier étage comparateur  $COMP_1$  ainsi qu'à la borne d'entrée inverseuse d'un second étage comparateur  $COMP_2$ . La borne d'entrée inverseuse de l'étage  $COMP_1$  est branchée sur une tension continue constante. La borne d'entrée non inverseuse de l'étage  $COMP_2$  est reliée, à travers un étage inverseur,
- 30 à la borne de sortie d'un amplificateur  $AMP_1$  à l'aide duquel sont appliquées à ladite borne d'entrée trois tensions
- 35

pouvant être ajustées au moyen de trois potentiomètres  $R_7$ ,  $R_8$  et  $R_9$ , à savoir une tension continue, une tension parabolique à fréquence de trame et une tension en dents de scie à fréquence de trame. Pour cette dernière tension, le signe de la  
5 pente est également ajustable. A cet effet, l'amplificateur  $AMP_1$  reçoit une tension parabolique  $Y^2$ , une tension en dents de scie  $Y$  à pente positive et une tension en dents de scie  $Y$  à pente négative, tensions qui proviennent toutes d'un générateur de déviation de trame. La tension de sortie de l'amplificateur  $AMP_1$  est donc parabolique à fréquence de trame, la  
10 parabole pouvant être inclinée selon la position du curseur du potentiomètre  $R_9$ .

Les bornes de sortie des étages  $COMP_1$  et  $COMP_2$  sont reliées aux bornes d'entrée d'une porte ET dont la borne de  
15 sortie est reliée aux bases de deux transistors  $T_{11}$  et  $T_{12}$ . Les émetteurs des transistors  $T_{11}$  et  $T_{12}$  sont interconnectés et, à travers une petite bobine  $L_7$ , reliés à l'électrode de commande de la paire Darlington  $T_3$ . Le signal de commande de celle-ci est donc une tension en créneaux dont le flanc avant  
20 a une position qui est fonction de la tension appliquée à la borne d'entrée inverseuse de l'étage  $COMP_1$  et se produit donc après un temps constant postérieur au début du temps d'aller de ligne. L'instant où apparaît le flanc arrière de ladite tension en créneaux est fonction de la tension sur la borne  
25 non inverseuse de l'étage  $COMP_2$ . Le potentiomètre  $R_7$  permet d'ajuster la largeur de l'image reproduite, alors que le potentiomètre  $R_8$  assure l'ajustage de la correction de la distorsion en coussin est-ouest et que le potentiomètre  $R_9$  assure l'ajustage de la correction de la distorsion en trapèze. Comme la résistance  $R_5$  est branchée sur la source de  
30 tension d'alimentation  $V_B$ , l'instant où apparaît le flanc arrière de la tension de commande de la paire Darlington  $T_3$  est fonction de la tension  $V_B$ . Ainsi, on obtient un réglage en amont de la durée de conduction [ de la paire Darlington  
35  $T_3$  en fonction de la tension  $V_B$ . Par le choix de la valeur de la résistance  $R_5$  il est possible de réaliser que l'ampli-

tude du courant de déviation soit à peu près indépendante des variations de la tension  $V_B$ , ce qui permet de supprimer le réglage en aval à l'aide de l'enroulement  $L_4$  et de la diode  $D_5$  (voir figure 1).

- 5 L'impulsion de retour présente sur une prise de l'enroulement  $L_2$  est appliquée à un amplificateur  $AMP_2$  dans lequel s'effectuent une amplification et une formation. Le signal obtenu est appliqué à un discriminateur de phase  $\varphi$  qui reçoit en outre un signal de synchronisation de ligne  $S$ . Le signal
- 10 de sortie du discriminateur  $\varphi$  est filtré par un filtre passe-bas  $F$  qui applique une tension de commande à l'oscillateur  $OSC$ . Grâce à la boucle de réglage de phase ainsi formée, on obtient que le signal de l'oscillateur  $OSC$  et, par conséquent,
- 15 le courant de déviation de ligne traversant la bobine de déviation  $L$  ont la fréquence et la phase correctes par rapport au signal  $S$ .

REVENDEICATIONS :

1. Circuit prévu pour un dispositif de reproduction d'images et servant à engendrer un courant de déviation en dents de scie ayant un aller et un retour à travers une bobine de déviation de ligne qui, durant le temps d'aller, est raccordée à un condensateur d'aller par l'intermédiaire d'au moins deux commutateurs de déviation commandables montés en série et commutant à la fréquence de ligne, commutateurs qui, durant le temps de retour, sont à peu près simultanément bloqués, temps de retour durant lequel la bobine de déviation, le condensateur d'aller et des composants formant ensemble une capacité de retour font partie d'un réseau de résonance dont les éléments déterminent la durée du temps de retour, circuit comportant en outre un enroulement d'alimentation couplé à une source de tension d'alimentation et servant à fournir de l'énergie d'alimentation au réseau de résonance durant le temps de retour, caractérisé en ce que l'enroulement d'alimentation est divisé en au moins deux enroulements partiels ( $L_2$ ,  $L_3$ ) qui, chacun, sont reliés d'une part au réseau de résonance à travers une diode d'alimentation ( $D_3$ ,  $D_4$ ) et d'autre part à un commutateur de déviation ( $T_1$ ,  $D_1$  et  $T_2$ ,  $D_2$ ), et qui sont couplés à la source de tension d'alimentation ( $V_B$ ) à travers un commutateur d'alimentation commandable ( $T_3$ ) commutant également à la fréquence de ligne, commutateur d'alimentation qui, durant au moins une partie ( $\tau$ ) du temps d'aller, est conducteur afin d'emmagasiner de l'énergie d'alimentation dans l'enroulement d'alimentation tandis que les diodes d'alimentation sont bloquées et qui, durant le reste de la période de ligne ( $H_1$ ,  $H_2$ ) est bloqué tandis que les diodes d'alimentation sont conductrices, des pertes étant compensées par le courant qui traverse les diodes d'alimentation durant le temps de retour.
2. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que la durée de conduction ( $\tau$ ) du commutateur

d'alimentation ( $T_3$ ) est ajustable en vue de l'ajustage de l'amplitude du courant de déviation ( $i$ ).

3. Circuit selon la revendication 2, caractérisé en ce que la durée de conduction ( $\tau$ ) du commutateur d'alimentation ( $T_3$ ) est ajustable en fonction de la tension d'alimentation ( $V_B$ ).

4. Circuit selon la revendication 2, caractérisé en ce que la durée de conduction ( $\tau$ ) du commutateur d'alimentation ( $T_3$ ) est modulable à la fréquence de trame pour la correction de la distorsion de trame.

5. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que le point commun aux commutateurs de déviation ( $T_1$ ,  $D_1$  et  $T_2$ ,  $D_2$ ) est branché sur un potentiel de référence.

6. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'un condensateur de retour ( $C_1$ ,  $C_2$ ) d'une part et le montage en série d'un enroulement partiel ( $L_2$ ,  $L_3$ ) et d'une diode d'alimentation ( $D_3$ ,  $D_4$ ) d'autre part sont montés en parallèle avec chaque commutateur de déviation ( $T_1$ ,  $D_1$  et  $T_2$ ,  $D_2$ ), le rapport entre la capacité du premier condensateur de retour et celle du second condensateur de retour étant égal au rapport entre le nombre de spires du second enroulement partiel et celui du premier enroulement partiel.

7. Circuit selon la revendication 6, caractérisé en ce que le montage en série d'un condensateur d'aller ( $C'$ ,  $C''$ ) et d'une moitié de bobine de déviation de ligne ( $L'$ ,  $L''$ ) est monté en parallèle avec chaque commutateur de déviation ( $T_1$ ,  $D_1$  et  $T_2$ ,  $D_2$ ).

8. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'un troisième commutateur de déviation ( $T_4$ ,  $D_7$ ) est monté en série avec les deux commutateurs de déviation ( $T_1$ ,  $D_1$  et  $T_2$ ,  $D_2$ ), alors qu'un troisième condensateur de retour ( $C_4$ ) d'une part et le montage en série d'un troisième enroulement partiel ( $L_5$ ) de l'enroulement d'alimentation et d'une troisième diode d'alimentation ( $D_6$ ) d'autre part est monté en parallèle avec le troisième commutateur de déviation.

9. Circuit selon l'une quelconque des revendications 1 à 4 et la revendication 8, caractérisé en ce que le premier commutateur de déviation comporte le montage en série du commutateur d'alimentation ( $T_1$ ) pouvant être conducteur dans un sens et d'une diode ( $D_0$ ) ayant le même sens de conduction, alors qu'une autre diode ( $D_1$ ) ayant le sens de conduction opposé se trouve dans une branche parallèle, le point commun aux commutateurs de déviation étant branché sur un potentiel de référence, et le commutateur d'alimentation et le second commutateur de déviation ( $T_2$ ,  $D_2$ ) étant à peu près simultanément bloqués à l'instant final du temps d'aller.

10. Circuit selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que les enroulements partiels ( $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_5$ ) sont des enroulements secondaires d'un transformateur ( $T$ ) dont l'enroulement primaire ( $L_1$ ) est monté en série avec le commutateur d'alimentation ( $T_3$ ), le montage en série ainsi formé étant branché sur la source de tension d'alimentation ( $V_B$ ).

11. Circuit selon la revendication 1, dans lequel les commutateurs de déviation comportent chacun un commutateur commandable qui peut être conducteur dans un sens ainsi qu'une diode qui est montée en parallèle avec ce commutateur et dont le sens de conduction est opposé à celui dudit commutateur, caractérisé en ce qu'une source de tension ( $C_5$ ,  $C_6$ ) est montée en série avec lesdites diodes ( $D_1$ ,  $D_2$ ) pour maintenir les diodes dans l'état conducteur au moins à l'instant d'enclenchement desdits commutateurs commandables ( $T_1$ ,  $T_2$ ).

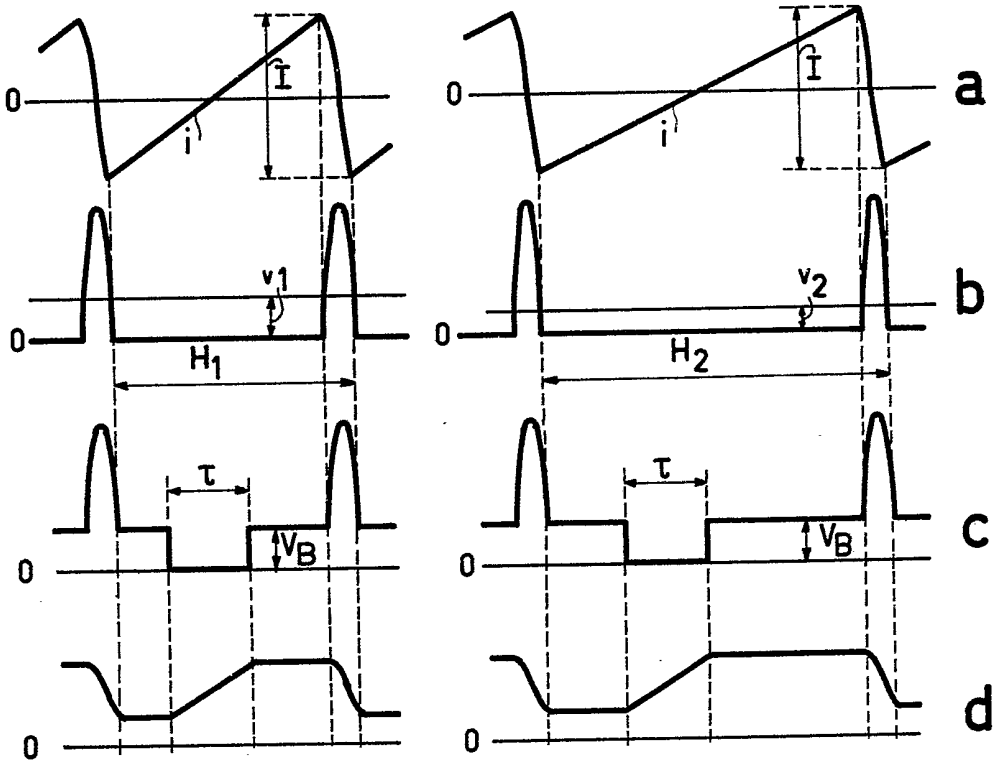
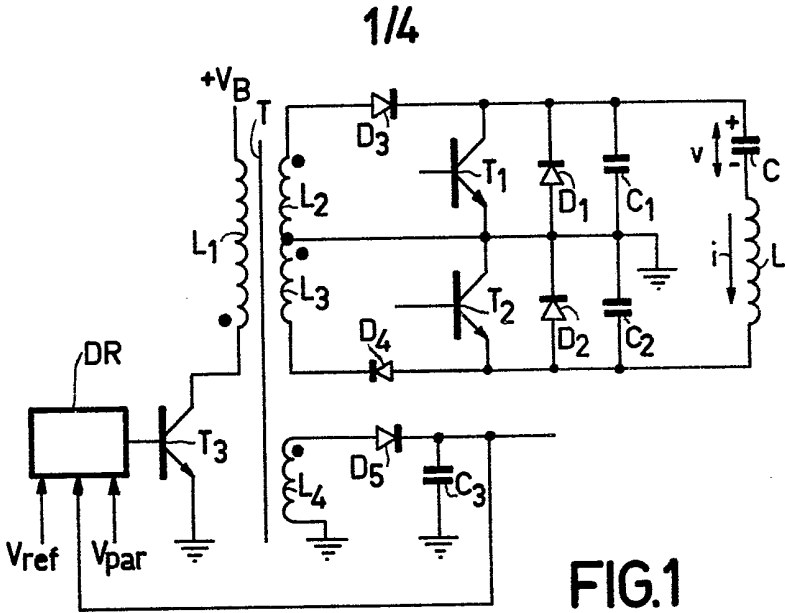
12. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'électrode de commande d'un commutateur de déviation ( $T_1$ ,  $T_2$ ) est reliée à un enroulement secondaire d'un transformateur de commande ( $T'$ ,  $T''$ ) dont l'enroulement primaire est relié à une source de courant ( $T_5$ ,  $T_6$ ), les deux enroulements étant simultanément traversés par du courant pour amener et maintenir le commutateur de déviation dans l'état conducteur, et en ce que l'électrode de

commande est reliée en outre à un transistor ( $T_7$ ,  $T_8$ ) pour bloquer le commutateur de déviation.

13. Circuit selon la revendication 3, caractérisé par un rétrocouplage d'une tension de retour aux moyens de commande du commutateur d'alimentation ( $T_3$ ) pour influencer la durée de conduction ( $\tau$ ) de ce commutateur.

14. Circuit selon l'une quelconque des revendications 2, 3 et 4, caractérisé en ce que les moyens de commande du commutateur d'alimentation ( $T_3$ ) comportent un générateur de tension en dents de scie ( $T_{10}$ ) et un étage comparateur ( $COMP_2$ ) pour la génération d'un signal de commande impulsif, un flanc du signal de commande engendré étant ajustable en fonction d'une tension continue et d'un signal à fréquence de trame, alors que la pente de la tension en dents de scie est variable sous l'effet de la tension d'alimentation ( $V_B$ ).

15. Circuit selon la revendication 1, dans lequel les commutateurs de déviation comportent chacun un commutateur commandable pouvant être conducteur dans un sens ainsi qu'une diode qui est montée en parallèle avec ce commutateur et dont le sens de conduction est opposé à celui dudit commutateur, caractérisé en ce que lesdits deux commutateurs commandables ( $T_1$ ,  $T_2$ ) sont des commutateurs commandés par porte.



2/4

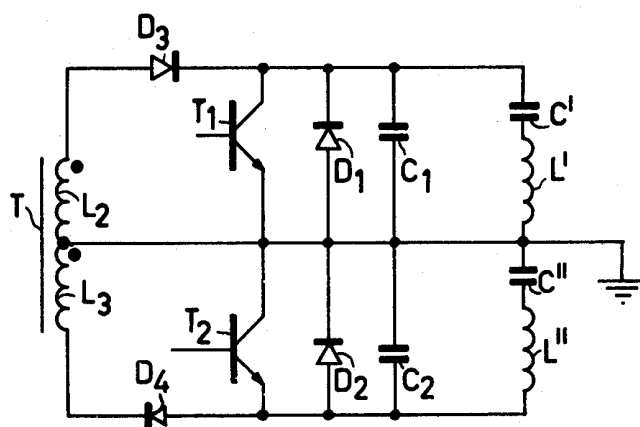


FIG.3

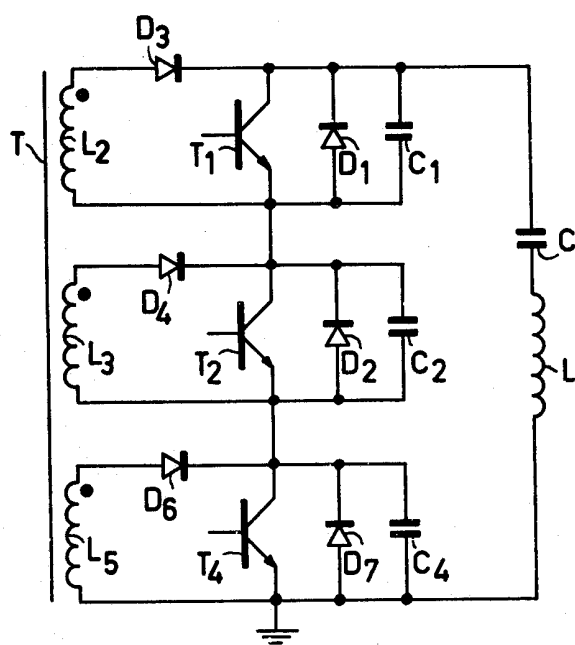


FIG.4

3/4

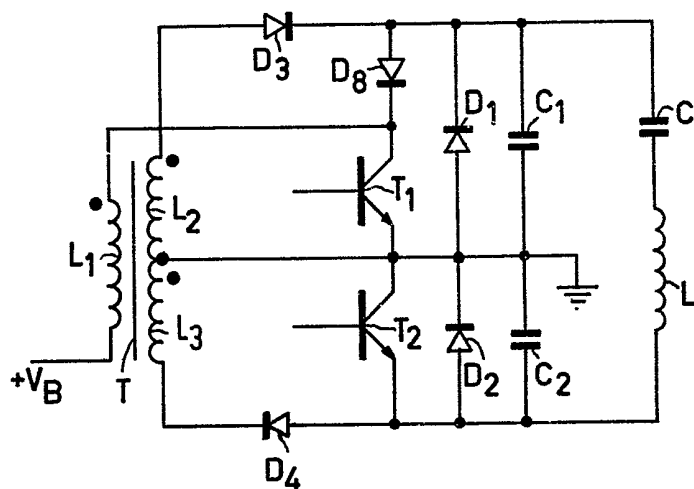


FIG. 5

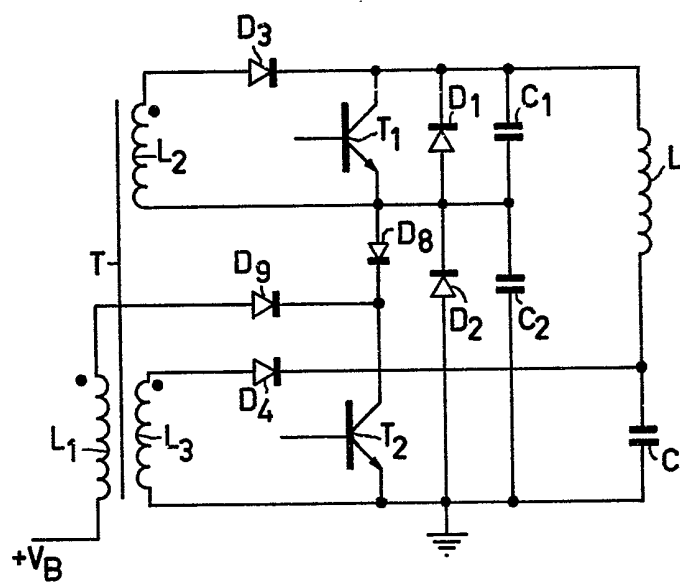


FIG. 6

