

A1

**DEMANDE  
DE BREVET D'INVENTION**

②

**N° 80 25174**

---

⑤④ Circuit d'alimentation en courant de déviation et en énergie.

⑤① Classification internationale (Int. Cl.<sup>3</sup>). H 04 N 3/18.

②② Date de dépôt..... 27 novembre 1980.

③③ ③② ③① Priorité revendiquée : *EUA, 28 novembre 1979, n° 098 255.*

④① Date de la mise à la disposition du  
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 24 du 12-6-1981.

---

⑦① Déposant : Société dite : RCA CORP., résidant aux EUA.

⑦② Invention de : Wolfgang Friedrich Wilhelm Dietz.

⑦③ Titulaire : *Idem* ⑦①

⑦④ Mandataire : Cabinet Z. Weinstein,  
20, av. de Friedland, 75008 Paris.

La présente invention se rapporte à des circuits défecteurs réglés pour des téléviseurs.

Dans des circuits typiques de déviation horizontale pour téléviseur, un commutateur d'aller du générateur de déviation est relié aux bornes de l'agencement en série d'un enroulement de déviation horizontale et d'un condensateur d'aller. Quand le commutateur d'aller est conducteur, la tension d'aller du condensateur est appliquée à l'enroulement de déviation pour produire un courant de déviation d'aller ou de balayage en dents de scie dans l'enroulement défecteur. Quand le conducteur d'aller devient non conducteur, l'enroulement de déviation horizontale et un condensateur de retour forment un circuit résonnant de retour pour produire une tension impulsionnelle de retour et un courant de déviation de retour dans l'enroulement de déviation horizontale.

La tension impulsionnelle de retour développée dans l'enroulement de déviation horizontale est appliquée à un enroulement d'un transformateur de sortie horizontale ou de retour à utiliser pour produire des tensions auxiliaires d'alimentation pour le téléviseur. Par exemple, une haute tension ou un potentiel final d'accélération est produit à partir de la tension impulsionnelle de retour dans un enroulement à haute tension du transformateur de retour. Des tensions redressées et plus faibles d'aller et de retour peuvent être utilisées pour alimenter d'autres circuits comme les circuits vidéo, vertical et audio.

L'énergie pour alimenter les circuits auxiliaires de charge et pour compenser les pertes se produisant dans le générateur de déviation est typiquement obtenue du courant alternatif de ligne ou de l'alimentation du réseau relié à un enroulement du transformateur de retour, ce transformateur de retour servant de mécanisme de transfert d'énergie du réseau aux circuits de charge. Pour contrôler la quantité d'énergie transférée, dans certains circuits d'alimentation en courant de téléviseur

est interposé un circuit régulateur de commutation entre la borne d'entrée de tension non régulée du réseau et le transformateur de retour. Le circuit régulateur comprend un commutateur réglable qui peut fonctionner à la fréquence  
5 de déviation horizontale de 15,75 kHz. Un circuit de contrôle modulateur d'impulsions applique des signaux dont les impulsions sont modulées au commutateur réglable pour faire varier le temps passant du commutateur. Un tel circuit de contrôle est de conception relativement compliquée  
10 et s'il est construit avec des composants électriques discrets, il peut être relativement coûteux à construire.

Certains circuits de contrôle de modulation d'impulsions peuvent être étudiés pour être fabriqués sous forme d'un circuit intégré. Un tel circuit intégré peut également  
15 contenir l'oscillateur horizontal et les circuits de réglage automatique de phase et de fréquence. En combinant la fonction du contrôle ou du réglage du commutateur du régulateur et du fonctionnement d'oscillateur horizontal en un circuit intégré, il y a réduction de la flexibilité  
20 de conception du circuit complet d'alimentation de déviation et de puissance, parce qu'un étage différent de sortie du régulateur de commutateur ou un étage d'attaque de transistor de sortie horizontale différent peut être requis pour chaque circuit intégré où est incorporé un circuit oscilla-  
25 teur horizontal différent ou un circuit de contrôle de régulateur différent.

Selon l'invention, l'énergie d'une source de tension est d'abord stockée dans une inductance telle qu'un transformateur de retour. Le stockage et le transfert  
30 d'énergie sont régulés en faisant varier le moment de coupure du commutateur d'aller ou du transistor de sortie horizontale. Dans un mode de réalisation spécifique, un commutateur réglable est incorporé entre la source et l'inductance. Le commutateur amorce le stockage d'énergie  
35 dans l'inductance quand il devient conducteur.

Une autre caractéristique de l'invention provient du fait qu'en contrôlant le moment de passage à l'ouverture

du transistor de sortie horizontale plutôt que le moment du passage à la fermeture du commutateur réglable, la complexité du circuit régulateur peut être réduite parce que le circuit d'attaque de base du transistor de sortie horizontale peut alors être combiné au commutateur réglable et au circuit de contrôle de régulateur. La régulation peut être obtenue en utilisant un circuit de contrôle relativement simple qui ne doit pas être formé de façon monolithique et qui peut être utilisé avec de nombreux types différents de circuits d'oscillateur horizontal. Selon une autre caractéristique de l'invention, les tensions impulsionnelles pour contrôler les états conducteurs du commutateur réglable et du transistor de sortie horizontale peuvent être obtenues d'enroulements d'un seul transformateur plutôt qu'en utilisant des transformateurs séparés pour chacun des deux dispositifs.

Selon un mode de réalisation préféré de l'invention, un circuit d'alimentation en courant de déviation et en énergie comprend un enroulement défecteur et une capacité de retour reliée à l'enroulement défecteur. Un commutateur d'aller comprend un moyen de commutation à transistor relié à l'enroulement défecteur pour produire un courant de déviation d'aller dans l'enroulement défecteur quand le commutateur d'aller est conducteur. Une inductance est reliée à une charge pour transférer l'énergie stockée dans l'inductance à la charge. Un commutateur réglable est relié à une source de tension d'entrée et à l'inductance pour lui appliquer la tension d'entrée et y stocker de l'énergie. La quantité d'énergie stockée dans l'inductance est contrôlée par la durée de conduction du commutateur réglable avant amorce du transfert de l'énergie stockée à la charge.

Des moyens sont reliés au moyen de commutation à transistor et sont sensibles à un signal à la fréquence de déviation pour produire un signal d'attaque de base pour contrôler le courant de base du moyen de commutation à transistor. Le moyen générateur d'attaque de base produit

une partie de polarisation en direct du signal d'attaque de base pendant un premier intervalle pendant chaque cycle du signal à la fréquence de déviation. Le moyen générateur d'attaque de base produit également une partie en polarisation inverse pendant un second intervalle pendant chaque cycle du signal à la fréquence de déviation pour interrompre l'écoulement du courant de collecteur dans le moyen de commutation à transistor après l'écoulement d'un délai de passage à l'ouverture à partir de l'amorce de la partie de polarisation en inverse. La capacité de retour et l'enroulement défecteur forment un circuit résonnant de retour lors de la coupure du courant de collecteur après l'écoulement du délai de passage à l'ouverture, pour appliquer ainsi une tension impulsionnelle de retour à l'inductance afin d'amorcer le transfert de l'énergie stockée à la charge.

Des moyens sont sensibles au signal à la fréquence de déviation pour faire passer le commutateur réglable à la fermeture pendant chaque cycle de déviation. Des moyens sont reliés au moyen générateur d'attaque de base et sont sensibles à des variations d'une quantité de circuit de déviation pour faire varier le délai de passage à l'ouverture en réponse à des variations de la quantité de circuit de déviation afin de modifier le transfert de l'énergie stockée tandis que la quantité du circuit de déviation varie.

L'invention sera mieux comprise et d'autres buts, caractéristiques, détails et avantages de celle-ci apparaîtront plus clairement au cours de la description explicative qui va suivre faite en référence aux dessins schématiques annexés donnés uniquement à titre d'exemple illustrant plusieurs modes de réalisation de l'invention et dans lesquels :

- la figure 1 illustre un circuit d'alimentation en courant de déviation et en énergie selon l'invention ;
- la figure 2 montre des formes d'ondes associées au circuit de la figure 1 ; et

- la figure 3 illustre un autre mode de réalisation d'un circuit d'alimentation en courant de déviation et en énergie selon l'invention.

5 Dans le circuit 10 d'alimentation en courant de déviation horizontale et en énergie illustré sur la figure 1, une source de tension alternative est reliée par un commutateur marche/arrêt 14a aux bornes d'entrée 21 et 22 d'un pont redresseur 25 d'une alimentation non régulée d'entrée 90. La source de tension alternative peut  
10 comprendre, par exemple, le courant alternatif de ligne ou du réseau. La tension alternative aux bornes 21 et 22 est redressée à double alternance par le pont redresseur 25 et est filtrée par un condensateur 28 pour produire une tension continue d'entrée non régulée  $V_1$  à une borne 27. Le courant s'écoule d'une borne d'entrée 23 du pont  
15 redresseur 25 à la borne 27 par un rupteur de circuit électronique traditionnel 26 qui met en circuit ouvert le trajet de courant entre les bornes 23 et 27 dans des conditions de surcharge. Le trajet de retour pour le courant sortant  
20 de la borne 27 est effectué le long d'une ligne conductrice 29 jusqu'à une borne de retour 24 du pont redresseur 25.

Une borne d'un enroulement primaire 30a de transformateur de sortie horizontale ou de retour 30 est reliée à la borne 27. L'autre borne de l'enroulement primaire 30a  
25 est reliée à la ligne conductrice de retour 29 par un commutateur réglable et bidirectionnellement conducteur 65. Le commutateur 65 se compose d'un thyristor 65a et d'une diode en parallèle et polarisée de façon opposée 65b, la cathode du thyristor 65a et l'anode de la diode 65b étant  
30 reliées à la ligne conductrice de retour 29.

Le transformateur de retour 30 est de construction traditionnelle, son enroulement primaire 30a étant enroulé sur une branche d'un noyau rectangulaire 230. Autour de la branche opposée du noyau rectangulaire 230 sont enroulés  
35 cinq enroulements 30b, 30c, 30d, 30e et 30f. Les enroulements 30b-30f peuvent être enroulés concentriquement et sont ainsi magnétiquement couplés de façon très serrée.

L'enroulement 30b du transformateur de retour est relié à un enroulement de déviation horizontale 31 d'un générateur de déviation horizontale 36. Le générateur 36 se compose de l'agencement en série de l'enroulement de déviation horizontale 31 et d'un condensateur d'aller 32 avec un commutateur d'aller 68 et un condensateur de retour 33. Le commutateur d'aller 68 se compose d'un transistor de sortie horizontale 35 et d'une diode d'amortissement 34 en parallèle, polarisée de façon opposée. Une borne de l'enroulement 30b du transformateur de retour qui est éloignée de l'enroulement de déviation horizontale 31 est reliée à une borne de référence ou à la masse 61 par un condensateur de blocage en courant continu 37.

La borne de référence ou à la masse 61 est isolée du conducteur de retour 29 de la source de tension alternative d'entrée reliée au pont redresseur 25. Un tel agencement offre une protection contre les dangers d'électrocution pour tous les circuits, comme le générateur de déviation horizontale 36 qui utilise la borne 61 comme borne de référence.

Le transistor de sortie horizontale 35 est mis en conduction et hors de conduction à chaque cycle de déviation horizontale par une tension en créneau appliquée à sa base au moyen d'une bobine d'inductance 50 par un circuit synchronisé oscillateur horizontal et d'attaque 12. Le circuit 12 contient un circuit traditionnel 54 de réglage automatique de phase et de fréquence, un circuit oscillateur horizontal traditionnel 55 et un transistor d'attaque 51. Pour obtenir une déviation horizontale synchronisée, le circuit 54 est rendu sensible aux impulsions de retour horizontal 130d développées dans l'enroulement 30b du transformateur de retour et appliquées au circuit à une borne A. Le circuit 54 est également rendu sensible aux impulsions de synchronisation horizontale 56 appliquées à une borne C et qui se répètent à une fréquence horizontale de  $1/T_H$ . Les impulsions de synchronisation horizontale 56 sont

obtenues d'un séparateur traditionnel de synchronisation, non représenté, qui sépare l'information de synchronisation de l'information d'image du signal vidéo composé. Le circuit 54 applique une tension de contrôle à l'oscillateur horizontal 55 pour contrôler la phase et la fréquence de l'oscillateur d'une façon qui synchronise la déviation horizontale sur l'information d'image et de synchronisation

L'oscillateur horizontal 55 produit une tension en créneau à la fréquence de déviation horizontale  $V_{55}$ , illustrée sur les figures 1 et 2a, qui est alors appliquée à la base du transistor d'attaque 51. Le collecteur du transistor 51 est relié à une borne d'un enroulement primaire W1 d'un transformateur d'attaque T1. L'autre borne de l'enroulement primaire W1 est reliée à une borne d'alimentation en basse tension d'alimentation B+ par une résistance 52. Un condensateur de filtrage 53 est relié à la jonction de l'enroulement W1 et de la résistance 52.

La faible tension d'alimentation B+ peut être traditionnellement développée par une alimentation 13. La source de tension alternative est reliée à un transformateur 58 de l'alimentation 13 par un commutateur marche/arrêt 14b, solidaire du commutateur marche/arrêt 14a puis elle est redressée par un pont redresseur 59 et est filtrée par un condensateur 60 pour produire, à la borne B, la basse tension d'alimentation B+.

L'alimentation 13 applique une basse tension B+ à l'oscillateur horizontal 55 et au collecteur du transistor d'attaque 51 pendant l'intervalle initial après fermeture des commutateurs marche/arrêt 14a et 14b. Quand des impulsions de retour d'une amplitude suffisamment importante sont produites dans l'enroulement 30c du transformateur de retour pour produire une basse tension d'alimentation B+ à une borne B1, quand elle est redressée par une diode 66 et filtrée par un condensateur 91, la tension d'alimentation développée à la borne B1 peut alors remplacer, au moyen d'un circuit traditionnel, non représenté, la tension développée à la borne B à utiliser par l'oscillateur



horizontal 55 et le transistor d'attaque 51.

La tension à la fréquence de déviation  $V_{55}$  est amplifiée et inversée par le transistor d'attaque 51 et est appliquée à l'enroulement W1 du transformateur d'attaque T1 pour  
 5 développer une tension alternative en créneau  $V_2$  dans un enroulement W2, comme cela est illustré sur la figure 2b. Une borne 15 de l'enroulement W2 est reliée à la bobine d'inductance 50. Une borne 16 de l'enroulement W2 est reliée à la masse par un condensateur 45. Une résistance  
 10 46 est reliée aux bornes du condensateur 45.

Pendant la partie positive de la tension  $V_2$  en créneau en courant alternatif, entre les temps  $t_7$  et  $t_9$  de la figure 2b, la jonction base-émetteur du transistor de sortie horizontale 35 devient polarisée en direct. La jonction  
 15 fonctionne comme une diode pour redresser la partie positive de la tension  $V_2$  afin de produire une tension continue de grandeur  $V_c$  dans le condensateur 45, l'armature du condensateur 45 reliée à la borne 16 étant à une tension négative par rapport à la masse. Ainsi, la tension appliquée  
 20 à la combinaison en série de la bobine d'inductance 50 et de la jonction base-émetteur du transistor de sortie horizontale 35 est illustrée sur la figure 2 comme étant la même forme d'onde  $V_2$ , référencée, cependant, à une ligne zéro en courant alternatif 18 plutôt que la ligne zéro  
 25 en courant alternatif 17 de la forme d'onde  $V_2$ , ces deux lignes étant décalées de la tension  $V_c$  dans le condensateur.

Pendant la partie positive  $V_{b+}$  de la tension d'attaque de base  $V_b$ , illustrée sur la figure 2b par la tension  $V_2$  référencée sur la ligne zéro en courant continu 18, le  
 30 courant  $i_b$  s'écoulant par la jonction base-émetteur du transistor de sortie horizontale 35 est illustré sur la figure 2c par la partie positive 80 de la forme d'onde en traits pleins entre les temps  $t_7$  et  $t_9$ . L'amplitude de la partie positive du courant de base  $i_b$  est fonction de  
 35 la tension  $V_c$  dans le condensateur 45. Une plus faible grandeur de la tension  $V_c$  produira par exemple une plus forte grandeur de la partie de tension  $V_{b+}$  et ainsi une

plus forte amplitude pour la partie de courant d'attaque de base directe 80 du courant de base  $i_b$ .

Pour amorcer le retour horizontal, la tension d'attaque de base  $V_b$  devient négative au temps  $t_1$  sur la figure 2b.

5 La partie négative ou en polarisation inverse  $V_{b-}$  de la tension d'attaque de base  $V_b$  s'étend entre  $t_1$  et  $t_7$ . Après application de la partie négative d'attaque de base à la base du transistor de sortie horizontale 35, une partie inverse 81 du courant de base  $i_b$  s'écoule dans le trajet  
10 en série de la bobine d'inductance 50 et de la jonction base-émetteur du transistor de sortie horizontale 35, comme cela est illustré par la forme d'onde en traits pleins 81 sur la figure 2c entre les temps  $t_1$  et  $t_2$ .

Le transistor de sortie horizontale 35 reste conduc-  
15 teur et le courant de collecteur du transistor continue à s'écouler pendant l'intervalle  $t_1-t_2$ , la partie initiale de la partie négative de la tension d'attaque de base  $V_b$ . Comme cela est illustré sur la figure 2d, la tension au collecteur du transistor de sortie horizontale 35 ou la  
20 tension  $V_r$  dans le condensateur de retour 33 est à peu près zéro pendant cet intervalle de délai de passage à l'ouverture. Le délai de passage à l'ouverture du transistor provient partiellement de la présence d'une charge stockée de porteurs minoritaires dans la région de base du transistor  
25 de sortie horizontale 35. Le transistor 35 ne peut être coupé jusqu'à ce que cette charge de base soit retirée de la région de base.

La durée du délai de passage à l'ouverture est fonction de facteurs tels que la géométrie et la construction  
30 du transistor, la grandeur de la partie directe du courant de base  $i_b$  et la grandeur de la partie de tension négative  $V_{b-}$  de la tension  $V_b$  appliquée à la base du transistor de sortie horizontale 35. Par exemple, l'augmentation de la grandeur de la partie directe 80 du courant de base  
35 s'écoulant avant l'application de la tension négative à la base du transistor de sortie horizontale 35 augmente le délai de passage à l'ouverture. De même, une diminution

de la grandeur de la partie négative de la tension  $V_b$  appliquée à la base du transistor de sortie horizontale 35 après le temps  $t_1$  des figures 2b et 2c augmente le délai de passage à l'ouverture.

5            Au temps  $t_2$ , après écoulement du délai de passage à l'ouverture, c'est-à-dire quand la charge stockée a été retirée de la région de base et qu'une nouvelle distribution de charge dans les régions de jonction du transistor de sortie horizontale 35 a été établie, le courant de  
10 collecteur cesse de s'écouler dans le transistor. L'enroulement de déviation horizontale 31 et le condensateur de retour 33 forment un circuit résonnant de retour pour produire une tension impulsionnelle de retour dans l'enroulement  
15 des temps  $t_2$  et  $t_4$ . L'intervalle subséquent d'aller horizontal commence au temps  $t_4$ , quand la diode d'amortissement 34 commence à être conductrice.

          Pour transférer l'énergie de l'alimentation non régulée d'entrée 90 aux divers circuits de charge reliés  
20 aux enroulements 30b-30f du transformateur de retour, l'énergie est d'abord stockée dans l'inductance de fuite 67 du transformateur de retour 30 pendant la dernière partie de l'intervalle d'aller horizontal puis elle est transférée aux divers circuits de charge pendant l'inter-  
25 valle de retour horizontal.

          Une borne d'un enroulement  $W_3$  du transformateur d'attaque T1 est reliée à la cathode du thyristor 65a du commutateur réglable et bidirectionnellement conducteur 65. L'autre borne de l'enroulement  $W_3$  est reliée à la  
30 gâchette du thyristor 65a par une diode 62 et un condensateur 63. Une résistance 64 est reliée aux bornes de la diode 62. La tension  $V_3$  produite dans l'enroulement  $W_3$  est semblable, par sa forme, à la tension à la fréquence de déviation  $V_{55}$ , produite par l'oscillateur horizontal 55,  
35 et elle est en phase avec elle. Au temps  $t_1$ , le flanc menant ou positif de la tension en créneau  $V_3$  est différencié par la diode 62 et le condensateur 63 pour produire une

impulsion de déclenchement 82, schématiquement illustrée sur la figure 2e, pour mettre le thyristor 65a en conduction. A cause des effets de retard de temps de stockage, le transistor de sortie horizontale 35 fonctionne  
5 toujours comme un commutateur fermé entre les temps  $t_1$  et  $t_2$ , l'intervalle de retour horizontal ne commençant pas jusqu'au temps  $t_2$ , la fin du délai de passage à l'ouverture précédemment décrit.

Avec le thyristor 65a du commutateur réglable  
10 et bidirectionnellement conducteur 65 mis en conduction au temps  $t_1$ , la tension d'entrée non régulée  $V_1$  est appliquée à l'enroulement primaire 30a du transformateur de retour à ce moment. Comme cela est illustré sur la figure 2f, le courant primaire  $i_p$  s'écoulant dans l'enroule-  
15 ment 30a se compose d'un courant positif en dents de scie entre les temps  $t_1$  et  $t_2$ . Pendant cette dernière partie de l'intervalle d'aller, de l'énergie est stockée sensiblement dans l'inductance de fuite 67 du transformateur de retour 30, l'énergie stockée atteignant une valeur maximum  
20 au temps  $t_2$ , déterminée par le courant de crête  $I_{p1}$  du courant  $i_p$  dans l'enroulement primaire.

Au temps  $t_2$ , la fin du délai de passage à l'ouverture du transistor de sortie horizontale 35, le transistor est coupé et empêche le courant de collecteur de s'y  
25 écouler. Une tension impulsionnelle de retour horizontal est alors développée dans l'enroulement de déviation horizontale 31 pendant l'intervalle de retour horizontal  $t_2-t_4$ . Cette tension impulsionnelle de retour est appliquée à l'enroulement 30b du transformateur de retour et elle  
30 force le courant primaire  $i_p$  à subir une oscillation sinusoïdale, comme cela est illustré sur la figure 2f entre les temps  $t_2$  et  $t_4$ . A proximité du centre de l'intervalle de retour horizontal, le courant positif  $i_p$  a diminué à zéro, point auquel le thyristor 65a est mis hors de conduc-  
35 tion. La partie négative du courant sinusoïdal  $i_p$  s'écoule alors dans la diode 65b, atteignant une valeur négative de grandeur de crête  $I_{p2}$  au temps  $t_4$ .

Comme l'énergie est transférée pendant l'intervalle de retour aux circuits de charge comme la charge finale appliquée à la borne U, par une diode 69, la grandeur de crête du courant primaire  $i_p$  à la fin de l'intervalle de retour est inférieure à la grandeur de crête du courant au début de cet intervalle de retour. Pendant l'intervalle subséquent d'aller entre les temps  $t_4$  et  $t_5$ , l'énergie restante stockée dans le transformateur de retour 30 est ramenée à l'alimentation non régulée d'entrée 90, tandis que le courant  $i_p$  diminue jusqu'à zéro en dent de scie. Au temps  $t_5$ , tandis que le courant primaire  $i_p$  tente de devenir positif, la diode 65 se trouve commutée hors de conduction, mettant ainsi en circuit ouvert le commutateur bidirectionnellement conducteur et réglable 65 jusqu'à ce qu'une autre impulsion de déclenchement 82 soit appliquée au thyristor 65a au temps  $t_9$ .

Une résistance 38 et une diode 39 sont reliées entre la borne d'alimentation de mise en marche B et le condensateur 37 pour charger les condensateurs 37 et 32 pendant l'intervalle de mise en marche après fermeture des commutateurs marche/arrêt 14a et 14b. Avec un tel agencement, des tensions impulsionnelles de retour sont immédiatement développées dans l'enroulement 30b du transformateur de retour et provoquent une mise hors circuit du thyristor 65a du commutateur réglable et bidirectionnellement conducteur 65 pendant l'intervalle de mise en marche. Pendant un fonctionnement à l'état stable, la tension continue dans le condensateur 37 polarise en inverse la diode 39 et découple le générateur de déviation 36 de l'alimentation de mise en marche 13.

Pour réguler le transfert d'énergie aux circuits de charge couplés au transformateur de retour pour diverses valeurs de la tension d'entrée  $V_i$ , et pour diverses conditions de charge, la conduction du commutateur réglable et bidirectionnellement conducteur 65 est contrôlée au moyen d'un circuit de contrôle de régulateur 83 qui contrôle le délai de passage à l'ouverture du transistor de sortie

horizontale 35. En contrôlant ce délai du transistor 35, et en contrôlant ainsi l'amorce de l'intervalle de retour horizontal, la quantité d'énergie stockée dans l'inductance de fuite 67 immédiatement avant amorce de l'intervalle de retour horizontal peut être contrôlée, afin de réguler ainsi le transfert d'énergie. Le degré de couplage magnétique entre l'enroulement primaire 30a et les enroulements secondaires 30b-30f est tel qu'une inductance de fuite suffisante soit créée pour stocker une quantité sensible de l'énergie qu'il faut transférer de l'alimentation d'entrée non régulée. Pour un téléviseur ayant une consommation de puissance de l'ordre de 100 watts, l'inductance de fuite 67 sera typiquement de l'ordre de 1 à 5 millihenrys

Le circuit de contrôle de régulateur 83 comporte deux transistors 47 et 48 agencés en configuration Darlington, le collecteur du transistor 48 étant relié à la masse et son émetteur étant relié à la borne 16. Une résistance 49 est reliée entre la base du transistor 47 et la borne 16.

Les transistors 47 et 48 servent de shunt aux bornes du condensateur 45, pour décharger le condensateur d'une quantité déterminée par la conduction des deux transistors. La conduction des transistors 47 et 48 est contrôlée par une tension appliquée à la base du transistor 47.

La tension de contrôle peut, par exemple, être représentative d'une quantité d'un circuit de déviation comme le niveau d'énergie du circuit d'alimentation en courant de déviation et en énergie 10 comme cela est déterminé par l'amplitude de l'impulsion de retour dans l'enroulement 30f du transformateur de retour. La tension impulsionnelle de retour dans l'enroulement 30f est redressée par une diode 40 et filtrée par un condensateur 41. Une résistance 42 est prévue pour décharger légèrement le condensateur 41. La tension impulsionnelle redressée de retour, développée dans le condensateur 41 est appliquée, comme tension de contrôle, à la base du transistor 47 par une diode Zéner 43 et une résistance 44.

En contrôlant la grandeur de la tension  $V_c$  dans le condensateur 45, le circuit de contrôle de régulateur 83 contrôle la tension d'attaque de base  $V_b$  appliquée au transistor 35 et contrôle ainsi le délai de passage à l'ouverture du transistor afin de produire la régulation requise de transfert d'énergie. Par exemple, si la tension d'entrée  $V_i$  diminue à une valeur  $V'_i$ , l'amplitude de l'impulsion de retour dans l'enroulement 30f a également tendance à diminuer. Les transistors 47 et 48 du circuit de contrôle de régulateur 83 répondent en devenant plus conducteurs, diminuant ainsi la grandeur de la tension  $V_c$  dans le condensateur 45. Comme cela est illustré sur la figure 2b, comme la tension d'attaque de base  $V_b$  se compose de la somme algébrique de la tension alternative de grandeur fixe crête à crête et à durée fixe des impulsions par cycle  $V_2$  et de la tension  $V_c$  au condensateur, une diminution de la grandeur de la tension  $V_c$  à une grandeur  $V'_c$  a pour résultat l'établissement d'un nouveau niveau zéro 19 en courant continu pour les conditions d'une tension d'entrée diminuée  $V'_i$ . La partie positive de la tension  $V_b$  augmentera en grandeur jusqu'à une valeur  $V'_{b+}$ , et la partie négative de la tension  $V_b$  diminuera jusqu'à une nouvelle valeur  $V'_{b-}$ . Un tel changement de la tension d'attaque de base  $V_b$  provoquera un changement correspondant du courant de base  $i_b$  s'écoulant par la jonction base-émetteur du transistor de sortie horizontale 35 comme cela est illustré par la forme d'onde en pointillés sur la figure 2c.

La partie positive accrue  $V'_{b+}$  de l'attaque de base  $V_b$  a pour résultat une partie de courant de base directe accrue 80' du courant de base  $i_b$  et la diminution de la grandeur de la partie négative  $V'_{b-}$  de la tension d'attaque de base  $V_b$  a pour résultat une évacuation plus lente de la charge stockée dans la région de base du transistor de sortie horizontale 35 après amorce de la partie négative de l'attaque de base  $V_b$  au temps  $t_1$ . Les effets du courant de base direct accru dans le

transistor 35 au moment  $t_1$  et de la grandeur réduite de la tension négative appliquée à la base du transistor 35 après le temps  $t_1$  contribuent à une augmentation de la durée de la partie de courant inverse du courant de base  $i_b$ , comme cela est illustré sur la figure 2c par la partie de forme d'onde en pointillés 81'. Le délai du passage à l'ouverture est ainsi retardé jusqu'au temps  $t_3$ , comme cela est illustré sur la figure 2d, ce qui permet à l'énergie stockée dans l'inductance de fuite 67 à la fin de l'aller d'être à peu près la même, même à la tension d'entrée réduite  $V'_1$ , comme cela est illustré sur la figure 2f. L'intervalle de retour horizontal se produit alors entre les temps  $t_3$  et  $t_6$ , et le commutateur réglable et bidirectionnellement conducteur 65 devient décommuté au temps  $t_8$ .

Le moment de passage à la fermeture du commutateur réglable et bidirectionnellement conducteur 65 se produit au même instant fixe  $t_1$  pendant chaque cycle de la tension alternative  $V_{55}$ , sensiblement indépendamment de l'activité du circuit de contrôle de régulateur 83 ou de la quantité de circuit de déviation à contrôler, comme cela est illustré sur la figure 2e par la coïncidence d'emplacement de l'impulsion de déclenchement 82 et de l'impulsion de déclenchement 82' produite sur la ligne plus basse.

La régulation de l'énergie est obtenue en contrôlant l'amorce de l'intervalle de retour horizontal en faisant varier le délai de passage à l'ouverture du transistor de sortie horizontale 35. Pour empêcher une distorsion de l'image, le circuit 54, d'une façon traditionnelle, remet en phase la tension  $V_{55}$  à la fréquence de déviation par rapport à la présence des impulsions de synchronisation 56 afin que la déviation horizontale soit maintenue en synchronisme avec l'information d'image et de synchronisation du signal vidéo composé.

En maintenant un instant fixe de passage à l'ouverture du commutateur réglable et bidirectionnellement conducteur 65, la tension à la fréquence de déviation  $V_{55}$



produite par l'oscillateur horizontal 55 peut être utilisée pour attaquer à la fois le commutateur 65 et le transistor de sortie horizontale 35. Un seul transformateur T1 peut alors être utilisé pour appliquer les formes d'ondes

5 d'entraînement ou d'attaque aux éléments appropriés. En contrôlant le délai de passage à l'ouverture du transistor de sortie horizontale 35, il ne faut aucune modulation du flanc avant de la tension en créneau  $V_{55}$ . Tout circuit oscillateur horizontal traditionnel peut alors être

10 typiquement utilisé comme bloc oscillateur horizontal 55 de la figure 1, même un circuit étudié pour être fabriqué sous forme de circuit intégré ou un circuit étudié pour être construit avec des composants distincts.

En contrôlant le délai de passage à l'ouverture

15 du transistor de sortie horizontale 35, on peut utiliser un circuit de contrôle de régulateur actif 83 relativement simple, par exemple un seul étage à transistor shuntant le condensateur 45.

La figure 3 illustre un autre circuit 310 d'alimenta-

20 tion en courant de déviation et en énergie, selon l'invention, où la borne de référence ou à la masse 61 pour les divers circuits de charge reliés au transformateur de retour est reliée de façon conductrice, au conducteur de retour 29 de l'alimentation d'entrée non

25 régulée. Les articles des figures 1 et 3 qui sont identifiés par les mêmes repères fonctionnent de façon semblable ou représentent des quantités semblables. La fonction de l'inductance de fuite 67 de la figure 1 est accomplie par l'inductance d'une bobine d'inductance d'entrée 367

30 reliée entre la cathode du thyristor 65a et le collecteur du transistor de sortie horizontale 35. Le transformateur de retour 30 de la figure 3 peut alors être construit de façon que tous ses enroulements soient magnétiquement couplés de façon très serrée. La tension d'alimentation de mise

35 en marche pour l'oscillateur horizontal 55 et la tension d'alimentation de collecteur pour le transistor d'attaque 51 sont obtenues, sur la figure 3, à une borne B3 reliée

à la borne d'alimentation non régulée 27.

Le fonctionnement du circuit de la figure 3 est semblable à celui du circuit de la figure 1, des formes d'ondes semblables à celles de la figure 2 s'appliquant également au  
5 circuit de la figure 3. Pendant l'intervalle d'aller horizontal, le commutateur d'aller 68 étant conducteur, le collecteur du transistor de sortie horizontale 35 est sensiblement à la masse. Au temps  $t_1$  des figures 2a-2f, lors de la présence du flanc menant de la forme d'onde  
10  $V_{55}$  à la fréquence de déviation, une impulsion de déclenchement 82 est appliquée à la gâchette du thyristor 65a, le mettant en conduction. Un courant primaire  $i_p$  en dents de scie commence à s'écouler de la borne 27 à travers le thyristor 65a, la bobine d'inductance 367 et le transis-  
15 tor de sortie horizontale 35 jusqu'à la masse, stockant de l'énergie dans le champ magnétique de la bobine d'inductance 367. Après l'écoulement d'un intervalle de délai réglable de passage à l'ouverture  $t_1-t_2$ , le transistor de sortie horizontale 35 est coupé, amorçant l'intervalle  
20 de retour horizontal, entre  $t_2$  et  $t_4$ .

L'énergie est transférée aux divers circuits de charge couplés au transformateur de retour pendant l'intervalle de retour. La tension impulsionnelle de retour produite dans l'enroulement défecteur 31 est  
25 appliquée à la bobine d'inductance 367, forçant le courant primaire  $i_p$  à subir un demi-cycle ou une alternance d'oscillation. Le thyristor 65a est mis hors de conduction à proximité du centre de l'intervalle de retour horizontal et la diode 65b est conductrice ensuite jusqu'au temps  
30  $t_5$ , moment auquel la diode est également mise hors de conduction.

Le transfert d'énergie est contrôlé en contrôlant l'amorce de l'intervalle de retour horizontal en faisant varier le délai de passage à l'ouverture. Le délai de  
35 passage à l'ouverture est modifié en faisant varier la tension  $V_c$  dans le condensateur 45 en réponse aux variations d'une tension de contre-réaction appliquée à la base

du transistor 47 du circuit de contrôle de régulateur 83.

Bien entendu, l'invention n'est nullement limitée aux modes de réalisation décrits et représentés qui n'ont été donnés qu'à titre d'exemple. En particulier, elle comprend tous les moyens constituant des équivalents techniques des moyens décrits, ainsi que leurs combinaisons si celles-ci sont exécutées suivant son esprit et mises en oeuvre dans le cadre de la protection comme revendiquée.

5

REVEN DICATIONS

1. Circuit d'alimentation en courant de déviation et en énergie, du type comprenant : un enroulement défecteur ; une capacité de retour reliée audit enroulement défecteur ; un commutateur d'aller comprenant un  
5 moyen de commutation à transistor relié audit enroulement défecteur pour produire un courant de déviation d'aller dans ledit enroulement défecteur quand ledit commutateur d'aller est conducteur ; une source de tension d'entrée ;  
10 une charge ; une inductance reliée à ladite charge pour transférer l'énergie stockée dans ladite inductance à ladite charge ; un commutateur réglable relié à ladite source et à ladite inductance pour appliquer ladite tension d'entrée à ladite inductance afin d'y stocker de l'énergie, la  
15 quantité d'énergie stockée dans ladite inductance étant contrôlée par la durée de conduction dudit commutateur réglable avant l'amorce du transfert de ladite énergie stockée dans ladite charge, caractérisé par un moyen (T1, 83) relié audit moyen de commutation à transistor (68)  
20 et sensible à un signal à la fréquence de déviation ( $V_{55}$ ) pour produire un signal d'attaque de base ( $V_b$ ) pour contrôler le courant de base dans ledit moyen de commutation à transistor (68), ledit moyen générateur d'attaque de base (T1, 83) produisant une partie en polarisation directe dudit signal d'attaque de base ( $V_b$ ) pendant un  
25 premier intervalle pendant chaque cycle du signal à la fréquence de déviation et produisant une partie en polarisation inverse pendant un second intervalle pendant chaque cycle dudit signal à la fréquence de déviation pour interrompre l'écoulement de courant de collecteur dans  
30 ledit moyen de commutation à transistor (68) après l'écoulement d'un délai de passage à l'ouverture à partir de l'amorce de ladite partie en polarisation inverse, ladite capacité de retour (33) et ledit enroulement défecteur (31) formant un circuit résonnant de retour lors de la

coupure dudit courant de collecteur après l'écoulement dudit délai de passage à l'ouverture, appliquant une tension impulsionnelle de retour à ladite inductance (67; 367) pour amorcer le transfert de ladite énergie stockée à ladite charge ; un moyen (W3) sensible audit signal à la fréquence de déviation pour mettre ledit commutateur réglable (65) en conduction pendant chaque cycle de déviation ; et un moyen (45-49) relié audit moyen générateur d'attaque de base (T1, 83) et sensible à des variations d'une quantité d'un circuit de déviation pour faire varier ledit délai de passage à l'ouverture en réponse à des variations de la quantité du circuit de déviation afin de modifier le transfert de l'énergie stockée tandis que la quantité du circuit de déviation varie.

2. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que le moyen générateur d'attaque de base précité comporte un transformateur d'attaque (T1) avec des premier (W1) et second (W2) enroulements, le signal précité à la fréquence de déviation étant appliqué audit premier enroulement, une composante en courant alternatif du signal d'attaque de base précité se développant dans ledit second enroulement.

3. Circuit selon l'une quelconque des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce que le moyen précité de passage à la fermeture du commutateur réglable précité comprend un troisième enroulement (W3) du transformateur d'attaque précité qui est relié à une borne de contrôle dudit commutateur réglable (65) pour lui appliquer un signal de passage à la fermeture amorcé en même temps que l'amorce de la partie en polarisation directe du signal d'attaque de base précité.

4. Circuit selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le moyen précité faisant varier le retard de passage à l'ouverture comporte un moyen (45-49) relié au second enroulement (W2) du transformateur d'attaque précité pour développer une composante en courant continu du signal d'attaque de

base précité, représentative des variations de quantité du circuit de déviation.

5           5. Circuit selon la revendication 4, caractérisé en ce que le moyen précité développant une composante en courant continu comprend un condensateur (45) relié en série avec le second enroulement (W2) du transformateur d'attaque précité et une diode base-émetteur du moyen de commutation à transistor (68) précité, ladite diode redressant une polarité de la composante en courant alternatif du signal d'attaque de base précité.

10           6. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'inductance (67) précitée comprend un transformateur de retour (30) avec des premier (30a) et second (30e) enroulements, ledit premier enroulement (30a) étant relié au commutateur réglable (65) précité, ledit second  
15 enroulement (30e) étant relié au circuit de charge précité.

          7. Circuit selon la revendication 6, caractérisé en ce que le premier enroulement (30a) du transformateur de retour précité est magnétiquement relié de façon lâche au second enroulement (30e) dudit transformateur  
20 de retour, afin de créer une inductance de fuite suffisante (67) pour stocker au moins une quantité sensible de l'énergie transférée dans ladite inductance de fuite.

          8. Circuit selon l'une quelconque des revendications 6 ou 7, caractérisé en ce que le commutateur réglable  
25 (65) précité est bidirectionnellement conducteur, comprenant un semi-conducteur réglable (65a) polarisé pour être conducteur d'un courant direct de la source de tension d'entrée précitée et un second commutateur (65b) polarisé pour être conducteur d'un courant de retour vers ladite  
30 source de tension d'entrée.

          9. Circuit selon la revendication 8, caractérisé en ce que le semi-conducteur réglable (65a) précité est mis en conduction à chaque cycle de déviation quand le commutateur d'aller (68) précité est conducteur, la tension  
35 impulsionnelle de retour précitée faisant passer ledit semi-conducteur réglable à l'ouverture.

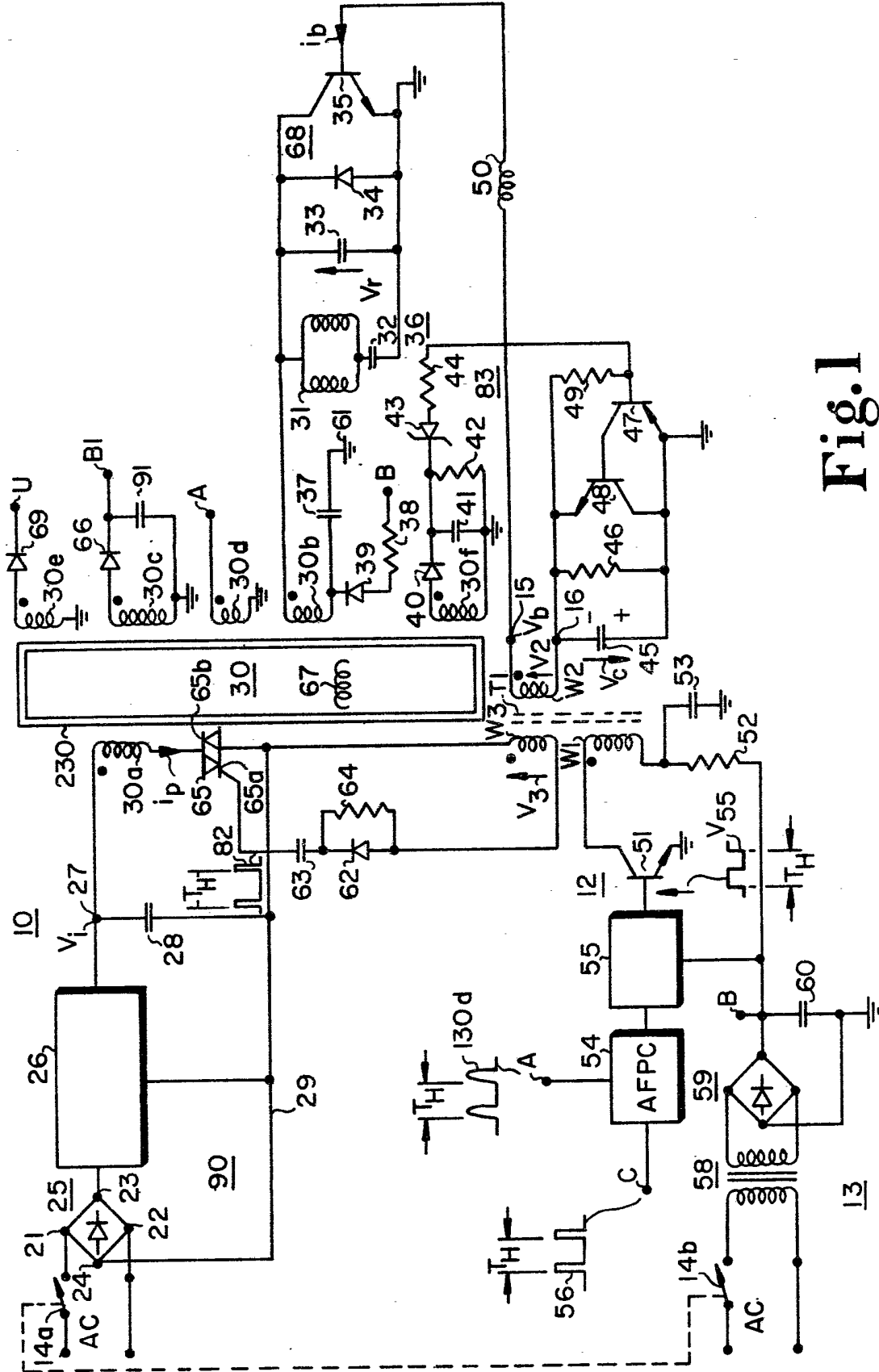


Fig. 1

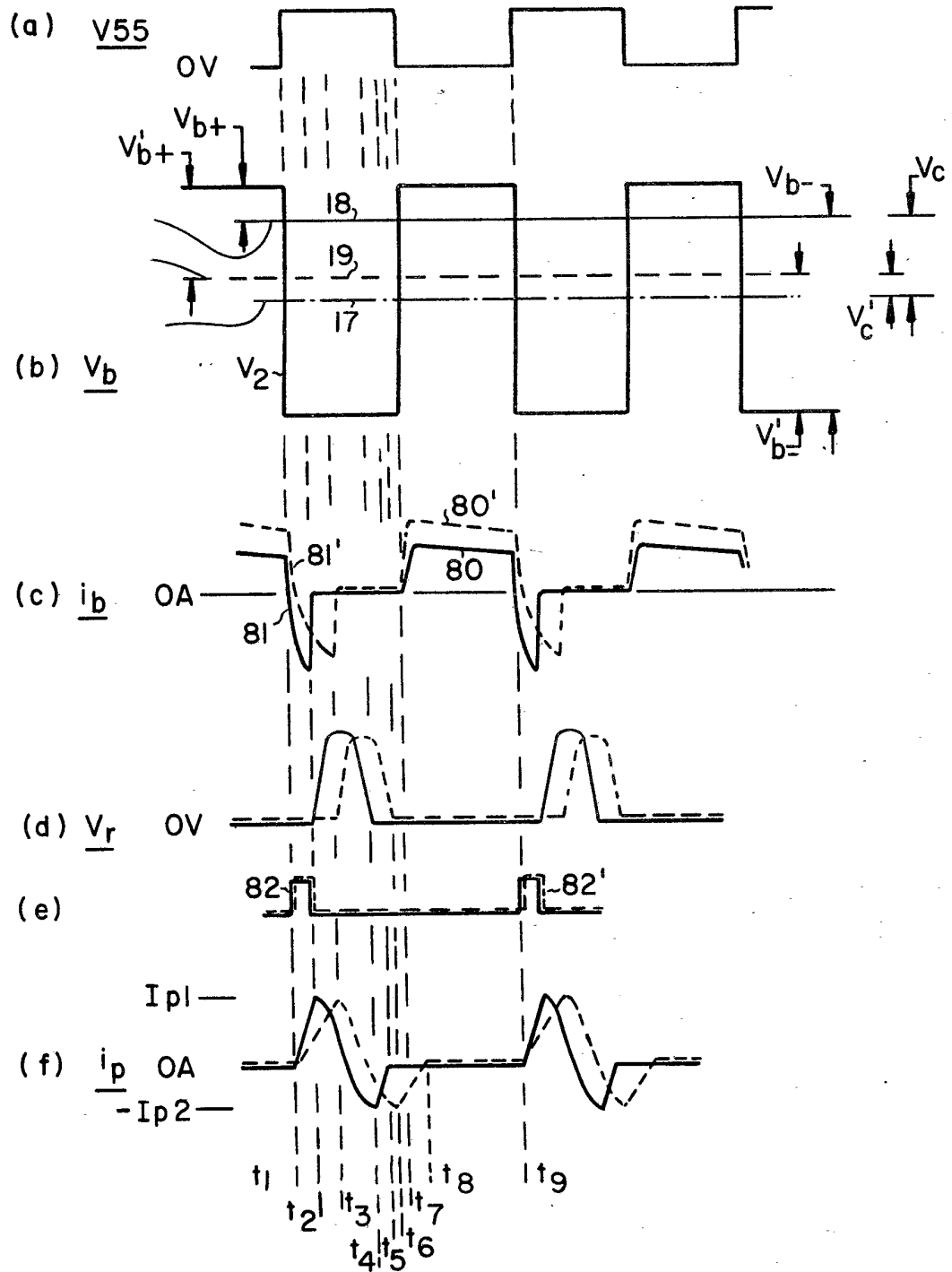


Fig. 2



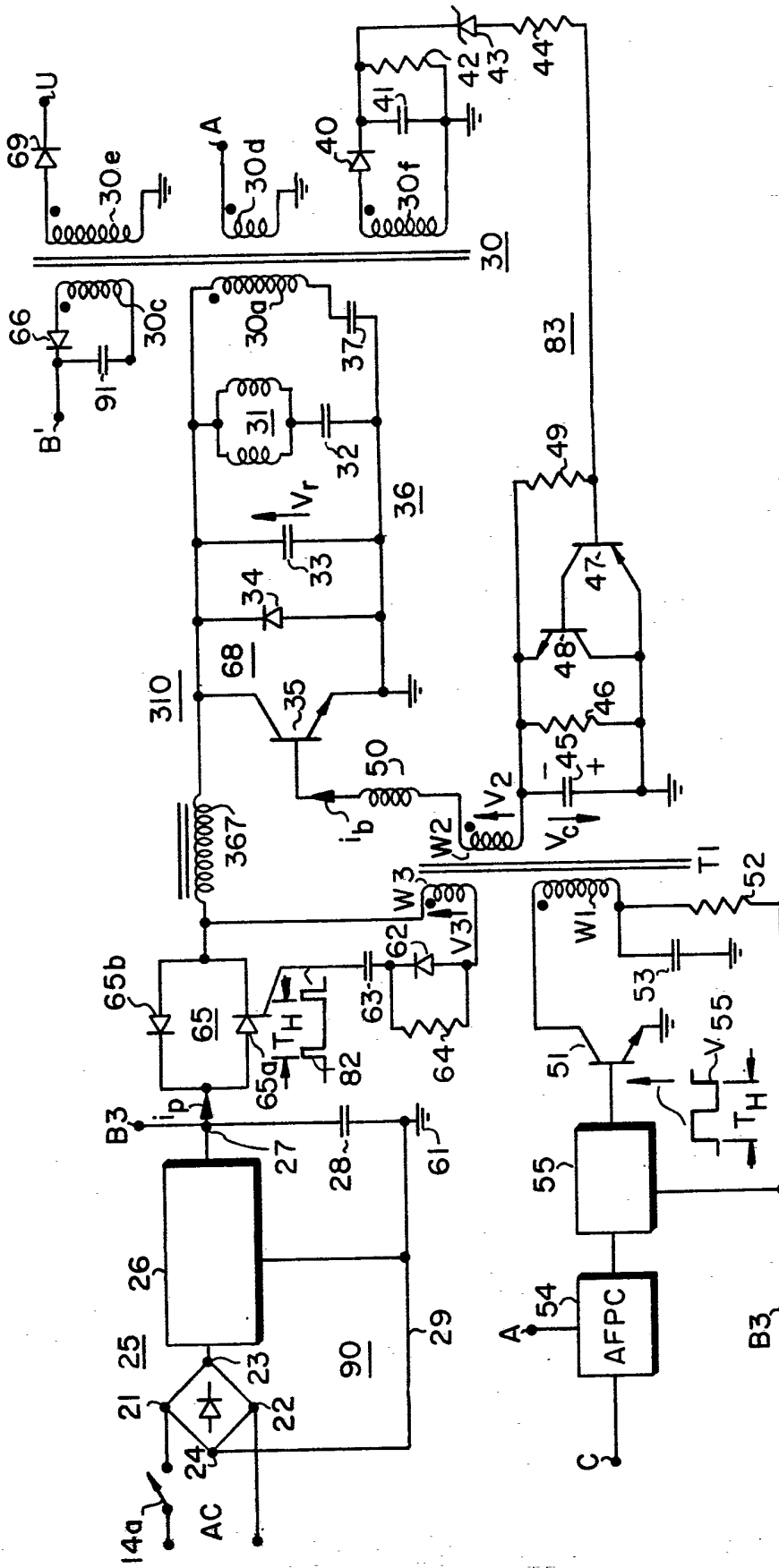


Fig. 3