

①2

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 12 décembre 1985.

③0 Priorité : GB, 13 décembre 1984, n° 8431548 et 17 avril 1985, n° 8509833.

④3 Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 25 du 20 juin 1986.

⑥0 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : Société dite : RCA CORPORATION. — US.

⑦2 Inventeur(s) : Peter Eduard Haferl.

⑦3 Titulaire(s) :

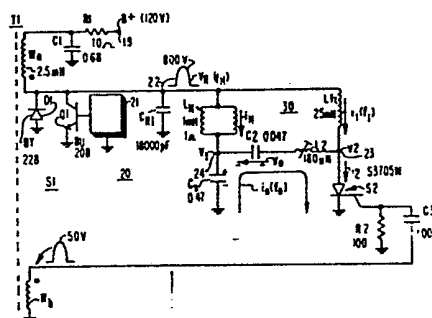
⑦4 Mandataire(s) : Cabinet Z. Weinstein.

⑤4 Circuit de correction de linéarité horizontale.

⑤7 L'invention concerne un circuit de déviation dont la linéarité est corrigée.

Selon l'invention, il comprend une première bobine d'inductance L2, une capacité résonante C2, formant un circuit résonant de retour C_{RI}, L_H et une seconde inductance L1 reliée au circuit résonant de retour C_{RI}, L_H.

L'invention s'applique notamment à la télévision.



La présente invention se rapporte à un circuit de déviation dont la linéarité est corrigée.

Les circuits de déviation horizontale sont sujets à des erreurs asymétriques de linéarité horizontale provo-
5 quées par des pertes dans l'enroulement de déviation horizontale et le commutateur d'aller. Des bobines polarisées de linéarité ou des circuits de correction de linéarité à dispositif actif ont été utilisés pour produire une correction de la linéarité. De tels agencements de correction de
10 linéarité peuvent avoir diverses caractéristiques non souhaitables de fonctionnement qui peuvent les rendre moins adaptés à une utilisation dans des applications à haute performance comme des moniteurs, des téléviseurs couleurs avec des tubes-images à face plate, tels que les tubes-
15 images plats carrés de RCA Corporation, des systèmes de déviation avec des largeurs de balayage variables ou des systèmes de déviation qui nécessitent une grande quantité de correction de trame est-ouest.

Dans certains types de circuits de correction de
20 linéarité, la quantité de correction de linéarité peut ne pas suivre de manière appropriée les variations de l'amplitude du courant de déviation. La linéarité peut se dégrader lorsque la largeur de la trame change. Une correction est-ouest de la trame peut être affectée de manière néfaste par
25 le circuit de linéarité.

Dans un circuit actif de correction de linéarité, le condensateur de mise en forme de S ou d'aller peut acquérir une charge supplémentaire pendant l'aller pour

obtenir un courant accru de déviation pendant la seconde moitié de l'aller. Cette charge supplémentaire peut être extraite du condensateur d'aller pendant le retour pour éviter une composante en courant continu dans le courant de déviation. Par ailleurs, un circuit qui produit une opération réglable de charge-décharge ne doit pas produire une dissipation excessive de puissance.

Selon un aspect de l'invention, un circuit de déviation dont la linéarité est corrigée comprend un enroulement défecteur, un condensateur d'aller et un condensateur de retour. Un premier commutateur relié à l'enroulement défecteur et commandé à une fréquence de déviation applique une tension d'aller à l'enroulement défecteur pour produire un courant de déviation d'aller. Le condensateur de retour et l'enroulement défecteur forment un circuit résonant de retour pendant l'intervalle de retour. Une première inductance et une capacité résonante forment un second circuit résonant dont la fréquence de résonance est supérieure à ou à peu près égale à la fréquence de retour. Un second commutateur relié au second circuit résonant et à la capacité d'aller commute les états conducteurs pendant l'intervalle de retour pour produire une impulsion de courant oscillant dans le second circuit résonant qui supprime une quantité prédéterminée de charge de la capacité d'aller. Une seconde inductance couplée à l'enroulement défecteur fournit, pendant l'intervalle d'aller, un courant de correction à la capacité d'aller par la capacité résonante pour produire la correction de la linéarité.

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 de déviation dont la linéarité est corrigée selon l'invention;

5 - la figure 2 illustre des formes d'onde associées au fonctionnement du circuit de la figure 1;

- la figure 3 illustre un autre circuit de déviation dont la linéarité est corrigée;

- la figure 4 illustre des formes d'onde associées au fonctionnement du circuit de la figure 3;

10 - la figure 5 montre un troisième circuit de déviation dont la linéarité est corrigée selon l'invention; et

- la figure 6 montre un quatrième circuit de déviation dont la linéarité est corrigée selon l'invention.

15 Dans le circuit de déviation horizontale 20 de la figure 1 dont la linéarité est corrigée, selon l'invention, l'agencement en série d'un enroulement de déviation horizontale L_H et d'un condensateur de mise en forme de S ou d'aller C_S à la masse, est relié à un commutateur d'aller S1 à une
20 borne 22. Le commutateur d'aller S1 comprend un transistor de sortie horizontale Q1 et une diode d'amortissement D1. Un condensateur de retour C_{R1} est relié à la borne 22, la jonction de l'enroulement de déviation horizontale L_H et du commutateur d'aller S1.

25 Le transistor de sortie horizontale Q1 est commandé à une fréquence de déviation horizontale f_H de 15,625 kHz, par un circuit oscillateur horizontal et d'attaque 21, pour produire dans l'enroulement de déviation horizontale L_H , un courant de déviation horizontale i_H ,
30 illustré par la forme d'onde en trait plein sur la figure 2b. Une tension impulsionnelle de retour V_R illustrée sur la figure 2a, est développée à la borne 22 pendant l'intervalle de retour horizontal $t1-t4$.

35 Pour compenser les pertes résistives subies dans le circuit de déviation 20, l'énergie est fournie au circuit de déviation par une borne 19 de tension $B+$ via une

résistance R1 de faible valeur et l'enroulement primaire W_a d'un transformateur de retour T1. Un condensateur de filtrage C1 est relié à la borne supérieure de l'enroulement primaire W_a .

5 Pendant l'intervalle d'aller horizontal, entre le temps t_4 et le temps t_1' de la figure 2, le commutateur d'aller S1 est conducteur, permettant au condensateur d'aller C_s et à l'enroulement déflecteur L_H de former un circuit résonant d'aller (L_H, C_s) qui applique, à l'enroulement déflecteur L_H , la tension d'aller V_t développée par le condensateur d'aller C_s à la borne 24. La fréquence de résonance du circuit résonant d'aller (L_H, C_s) est légèrement plus faible que la moitié de la fréquence de déviation, ou environ 7,3 kHz pour les valeurs de circuit montrées, 10 sur la figure 1. Comme cela est illustré par la forme d'onde en trait plein de la figure 2b, le circuit résonant d'aller (L_H, C_s) produit une mise en forme de S symétrique du courant de déviation horizontale i_H .

15 Les pertes résistives dans le commutateur d'aller S1 et l'enroulement de déviation horizontale L_H ont tendance à introduire une distorsion asymétrique de linéarité du courant de déviation i_H pendant l'intervalle d'aller. Les pertes résistives ont tendance à aplatir la pente du courant de déviation horizontale à proximité de l'extrémité de l'intervalle d'aller relativement à la pente correspondante à proximité du début de l'intervalle d'aller. De plus, 25 la distorsion asymétrique de linéarité a tendance à déplacer le moment du passage par zéro du courant de déviation horizontale i_H à un instant plus précoce relativement au centre de l'intervalle d'aller horizontal. La forme d'onde en pointillé du courant de déviation i_H de la figure 2b illustre la distorsion asymétrique de linéarité ci-dessus décrite.

30 Selon un aspect de l'invention, le circuit de déviation horizontale 20 comprend un circuit 30 de correction

de linéarité qui corrige la distorsion asymétrique de linéarité dans le courant de déviation horizontale i_H . Le circuit de correction de linéarité 30 comprend un circuit résonant (L2, C2) relié au condensateur d'aller C_s à la borne 24. Le circuit résonant (L2, C2) comprend une bobine d'inductance L2, dont la valeur est réglable, et un condensateur C2. La fréquence de résonance, f_0 , du circuit résonant (L2, C2) est supérieure à ou à peu près égale à la fréquence de retour horizontal. Pour les valeurs de circuit qui sont indiquées sur la figure 1, la fréquence de résonance du circuit résonant (L2, C2) est d'environ 55 kHz, en comparaison à une fréquence de retour horizontal d'environ 44 kHz, lorsque la bobine d'inductance L2 est ajustée pour présenter une inductance de 180 microhenrys. L'inductance de la bobine L2 est relativement faible en comparaison à l'inductance de 1 millihenry de l'enroulement déflecteur L_H . Le circuit 30 de correction de linéarité comprend également une bobine d'inductance relativement importante L1 qui est reliée à l'enroulement de déviation horizontale L_H à la borne 22 et qui est reliée au circuit résonant (L2, C2) à une borne 23. Pour les valeurs de circuit qui sont montrées sur la figure 1, l'inductance de la bobine L1 est à peu près égale à 25 fois l'inductance de l'enroulement déflecteur L_H . Un commutateur réglable S2 est relié entre la borne 23 et la masse. Le commutateur S2 se compose, à titre d'exemple, d'un thyristor.

Pendant l'intervalle de retour horizontal, t_1 - t_4 sur la figure 2, l'enroulement déflecteur L_H et le condensateur de retour C_{R1} forment un circuit résonant de retour pour développer une tension impulsionnelle de retour V_R à la borne 22. La tension impulsionnelle de retour V_R est appliquée à la bobine d'inductance L1 du circuit 30 de correction de linéarité. La tension impulsionnelle de retour développée dans l'enroulement W_b du transformateur de retour T1 est appliquée à la gâchette du commutateur à

thyristor S2 par un réseau de différenciation comprenant un condensateur C3 et une résistance R2 pour mettre le thyristor en circuit au début du retour, au temps t_1 de la figure 2.

5 Lorsque le thyristor S2 devient conducteur au début du retour, la borne 23 est mise à la masse, comme cela est illustré par la forme d'onde en trait plein de la tension V_2 sur la figure 2c. Au début du retour, le courant i_1 dans l'inductance L1 commence à monter en rampe sous l'influence
10 de la tension impulsionnelle de retour V_R qui lui est appliquée, comme cela est illustré par la forme d'onde en trait plein de la figure 2e. Le courant i_1 s'écoule de la borne 22 à la masse par le thyristor S2.

La tension V_0 dans le condensateur résonant C2 est
15 positive au début du retour, comme cela est illustré par la forme d'onde en trait plein de la figure 2f. Le circuit résonant (L2, C2) subit une alternance d'oscillation pour produire une impulsion positive de courant résonant i_0 qui s'écoule dans le circuit résonant via le thyristor S2 et le
20 condensateur d'aller C_s . Le condensateur résonant C2 est sensiblement plus petit que le condensateur d'aller C_s , à titre d'exemple d'un dixième de la capacité du condensateur C_s pour les valeurs de circuit de la figure 1. La durée de l'oscillation résonante du courant i_0 est par
25 conséquent essentiellement déterminée par la fréquence de résonance f_0 du circuit résonant (L2, C2).

Le courant résonant i_0 produit, pendant le retour, une impulsion de courant i_2 dans le thyristor S2 entre les temps t_1 - t_3 , comme cela est illustré par la forme d'onde
30 en trait plein de la figure 2d. L'impulsion de courant i_2 est égale à la somme du courant i_0 et du courant i_1 de relativement faible amplitude dans la bobine d'inductance L1. A proximité du temps t_3 , le courant i_2 est sensiblement nul, avec le courant résonant i_0 ayant subi légèrement
35 plus d'une oscillation d'une alternance pour produire une

annulation dans le thyristor S2 du courant d'inductance i_1 .
Le commutateur S2 par conséquent devient avantageusement
non conducteur sensiblement à un niveau de courant zéro
avec une faible dissipation, à proximité du temps t_3
5 de la figure 2d.

En négligeant la valeur de la bobine d'inductance L2
relativement à la bobine d'inductance L1 d'une valeur bien
plus importante, la borne 23 reste un point à la masse en
mode de courant alternatif à la fréquence de retour après
10 mise hors circuit du thyristor S2 en un temps t_3 de la
figure 2. La borne 23 représente une masse en courant
alternatif parce qu'à la fréquence de retour, le condensateur
C2 et le condensateur d'aller C_s sont à une très faible
impédance en comparaison à l'impédance de la bobine d'induc-
15 tance L1. Le courant i_1 dans la bobine d'inductance L1
continue par conséquent à monter en rampe pendant le restant
de l'intervalle de retour, entre les temps t_3 et t_4 sous
l'influence d'une tension impulsionnelle de retour V_R ,
comme cela est illustré par la forme d'onde en trait plein
20 de la figure 2e.

L'alternance de l'oscillation de courant du circuit
résonant (L2, C2) inverse la polarité de la tension V_0
développée dans le condensateur C2 d'une tension positive
au début du retour, au temps t_1 , à une tension négative
25 à la fin de l'oscillation de courant au temps t_3 , comme
cela est illustré par la forme d'onde en trait plein de la
figure 2f. Le condensateur C2 commence à se recharger au
temps t_3 par le courant i_1 dans la bobine d'inductance
comme cela est illustré sur la figure 2f par la ligne en
30 trait plein de la tension montant en rampe V_0 entre les temps
 t_3 et t_4 .

Au début de l'intervalle d'aller horizontal, au
temps t_4 , la diode d'amortissement D1 du commutateur
d'aller S1 devient conductrice, mettant la borne 22 à la
35 masse. Le courant i_1 dans la bobine d'inductance continue

à recharger le condensateur C2 pendant l'intervalle d'aller horizontal $t_4 - t_1'$ par le trajet du courant à travers le condensateur d'aller C_s . La bobine d'inductance L1 et le condensateur C2 forment un autre circuit résonant (L1, C2) pendant l'intervalle d'aller, dont la fréquence de résonance f_1 est sensiblement plus faible que pour le circuit résonant d'aller de déviation (L_H , C_s). Pour les valeurs de circuit montrées sur la figure 1, la fréquence de résonance f_1 est d'environ 4,6 kHz. Le courant i_1 produit par la bobine d'inductance L1 est mis en forme d'onde pendant l'intervalle d'aller horizontal par le circuit résonant (L1, C2) comme cela est illustré par la forme d'onde en trait plein de la figure 2e entre les temps t_4 et t_1' .

Le courant i_1 sert de courant de correction de linéarité pendant l'intervalle d'aller horizontal en fournissant une charge supplémentaire au condensateur d'aller C_s , via le condensateur C2, qui modifie la tension d'aller V_t appliquée à l'enroulement de déviation horizontale L_H . La quantité ou le degré de correction de linéarité est déterminé selon le niveau moyen du courant de correction i_1 . Un courant de correction de niveau supérieur i_1 produit plus de correction de linéarité du courant de déviation i_H ; un niveau inférieur produit moins de correction de linéarité.

Pour contrôler la quantité de correction de linéarité, la valeur moyenne du courant de correction i_1 dans la bobine d'inductance L1 est contrôlée selon la décharge résonante des condensateurs C2 et C_s produite par le courant oscillant i_0 pendant le retour. Une plus forte décharge des condensateurs C2 et C_s par le courant oscillant i_0 a pour résultat une plus grande valeur moyenne du courant de correction i_1 .

La tension de retour V_R dans le condensateur de retour C_{R1} alimente le circuit de correction de linéarité 30. La valeur de di/dt du courant i_1 montant en rampe de la

figure 2e pendant l'intervalle t_1-t_4 est sensiblement indépendante de la durée de conduction du commutateur S2, car la valeur de di/dt dépend de la tension appliquée de retour V_R . Ainsi, une plus forte amplitude du courant i_1 au temps t_1 a pour résultat une plus forte amplitude au temps t_4 et une plus forte valeur moyenne du courant i_1 .

L'amplitude du courant i_1 au temps t_1 est contrôlée par la durée de conduction du commutateur S2 par ajustement du courant résonant dans la boucle de décharge i_0 par la bobine d'inductance variable L2 comme cela est illustré par la forme d'onde des figures 2c et 2d. Un plus long temps de conduction du commutateur S2 pendant l'intervalle de retour a deux effets. D'abord, la charge résonante des condensateurs C2 et C_s commence plus tard, et deuxièmement la tension V2 de la figure 2c reste négative pendant plus longtemps entre le temps t_4 et le centre de l'allier.

Le courant i_1 augmente par les deux effets comme cela est illustré sur la figure 2e. Le premier effet augmente le courant i_1 au temps t_1 du fait du temps plus tardif du début de la charge résonante. L'intervalle de charge est ainsi écourté et le courant i_1 descend moins au temps t_1 . Le second effet diminue la pente en rampe descendante du courant i_1 pendant le temps où la tension V2 est négative, avec pour résultat une plus ample augmentation du courant i_1 au temps t_1 .

Le courant i_1 charge les condensateurs C2 et C_s en série pendant l'intervalle d'allier. Les formes d'onde des figures 2g et 2f illustrent la tension V_t dans le condensateur C_s et la tension V_0 dans le condensateur C2 respectivement. En négligeant la bobine d'inductance L2 de faible valeur, la tension V2 de la figure 2c illustre la somme des tensions V_t et V_0 . En particulier, la tension V2 indique la charge produite par le courant i_1 dans les condensateurs en série C_s et C2. Un courant supérieur i_1 produit une plus forte charge dans les condensateurs C_s et C2

avec pour résultat une plus haute tension V_2 aux temps t_1 et t_1' .

La charge supplémentaire produite par le courant i_1 pendant l'allier est supprimée pendant le retour par le courant résonant en boucle de décharge i_0 . La figure 2d illustre le courant i_2 dans le commutateur S2, qui indique l'impulsion de courant de décharge i_0 . La décharge en mode de résonance force les tensions V_2 et V_0 à changer de polarité.

La tension V_t dans le condensateur C_s bien plus grand est abaissée par l'opération de décharge comme cela est indiqué sur la figure 2g. La forme d'onde en trait plein illustre un ajustement de linéarité qui produit une grande quantité de correction de linéarité. La tension ΔV_t indique la charge retirée du condensateur C_s pendant le retour. Pendant l'allier, la même charge est ajoutée par le courant i_1 pour produire une correction de la linéarité.

La forme d'onde en pointillé de la figure 2g illustre un ajustement qui produit une faible quantité d'ajustement de linéarité. La tension V_t est sensiblement la même aux temps t_1 et t_4 et ΔV_t est de zéro. Un ajustement moyen de linéarité a pour résultat une valeur de ΔV_t d'environ 20 volts. Sans aucune correction de linéarité, la tension V_t est légèrement supérieure au temps t_4 qu'au temps t_1 du fait de l'énergie ajoutée par l'enroulement W_a et le condensateur de retour C_{R1} .

Pour ajuster la quantité de correction de linéarité produite par le circuit 30 de correction de linéarité, la bobine d'inductance L2 est ajustée pour faire varier la fréquence de résonance f_0 du circuit résonant (L2, C2) pour ainsi ajuster la durée de l'impulsion de courant oscillant i_0 et la quantité de charge retirée du condensateur C_s . Par exemple, pour produire une moindre quantité de correction de linéarité, la bobine d'inductance L2 est ajustée pour être d'une plus faible valeur, augmentant ainsi la fréquence

de résonance f_0 du circuit résonant (L2, C2). Le courant oscillant i_0 subit son alternance d'oscillation pendant un intervalle bien plus petit pendant le retour, comme cela est indiqué sur la figure 2d par la forme d'onde en pointillé de l'impulsion de courant i_2 .

L'impulsion de courant en pointillé i_2 a une durée bien plus courte, intervalle t_1-t_2 , que la durée, intervalle t_1-t_3 , de l'impulsion de courant en trait plein. Bien que l'amplitude de l'impulsion de courant en pointillé i_2 soit plus importante que l'amplitude de l'impulsion de courant en trait plein, la durée bien plus courte de l'impulsion de courant en pointillé a pour résultat que la valeur moyenne est plus faible que la valeur moyenne de l'impulsion de courant en trait plein. Ainsi, lorsque le circuit résonant (L2, C2) est ajusté pour une oscillation supérieure à la fréquence de résonance, la quantité de charge retirée par le condensateur C_s pendant le retour est plus faible, et un plus faible courant de correction de linéarité i_1 s'écoule pendant l'intervalle d'aller. Le plus faible courant de correction de linéarité produit de manière correspondante une moindre correction de linéarité du courant de déviation horizontale i_H comme cela est illustré par la forme d'onde en pointillé de la figure 2b.

Lorsque le circuit résonant (L2, C2) est accordé par ajustement de la bobine d'inductance L2, la durée de conduction du commutateur S 2 varie. En conséquence, le condensateur C2 commence à se recharger en différents instants pendant le retour, ce qui à son tour fait varier l'amplitude du courant de correction i_1 pendant l'intervalle subséquent d'aller.

Au temps t_4 , le début de l'aller, la somme du courant de déviation i_H et du courant i_1 dans la bobine d'inductance L1 est maintenue constante parce que la tension impulsionnelle de retour V_R est maintenue constante en amplitude selon la tension B+ développée à la borne 19.

L'amplitude du courant de déviation i_H au début de l'aller est par conséquent d'une valeur inférieure, variant dans un sens opposé à celui de l'amplitude du courant i_1 .

Le condensateur d'aller C_s est chargé plus lentement par le courant de déviation i_H pendant la première partie de l'intervalle d'aller. Cela a pour résultat que le moment du passage par zéro du courant de déviation i_H est retardé à un instant ultérieur qui correspond au centre de l'intervalle d'aller, comme cela est requis pour une bonne correction de linéarité. Le courant de correction i_1 dans la bobine d'inductance $L1$ traverse le condensateur $C2$ et ajoute une charge supplémentaire au condensateur d'aller C_s , provoquant une augmentation du courant de déviation i_H pendant la seconde moitié de l'aller.

Pendant le retour, la charge supplémentaire est extraite du condensateur d'aller C_s par l'oscillation résonante du circuit résonant ($L2$, $C2$), pour ainsi éviter une composante en courant continu dans le courant de déviation. L'oscillation résonante pendant le retour inverse également la polarité de la tension V_0 dans le condensateur $C2$ pour permettre au courant de correction i_1 de charger de nouveau le condensateur $C2$ pendant l'intervalle d'aller subséquent.

La charge retirée du condensateur C_s pendant le retour par l'impulsion de courant i_0 fait baisser la tension d'aller V_t au début de l'aller. La pente du courant de déviation i_H est ainsi rendue moins raide au début de l'aller. Le courant de correction i_1 ajoute de la charge au condensateur C_s pendant l'intervalle d'aller, augmentant la tension d'aller V_t . Pendant la seconde moitié de l'aller, la pente du courant de déviation i_H devient plus raide pour agir contre les effets des pertes résistives sur la pente du courant de déviation.

Les formes d'onde en trait plein des figures 2b-2f illustrent une situation où la bobine d'inductance $L2$ est

ajustée pour produire une quantité un peu supérieure à la moyenne de correction de linéarité. Les formes d'onde correspondantes en pointillé illustrent la situation où la bobine d'inductance L_2 est ajustée pour accorder le circuit résonant (L_2 , C_2) à une fréquence supérieure de résonance. Une plus faible quantité de correction de linéarité est ainsi obtenue.

Comme on vient de le décrire, le circuit 30 de correction de linéarité selon l'invention, contient un agencement de commutation des dispositifs actifs qui permet la commutation pendant l'intervalle de retour horizontal, laissant le courant de correction i_1 et le circuit résonant (L_1 , C_2) non perturbés par les transitoires de commutation pendant tout l'intervalle d'aller. L'agencement de commutation applique pas de composante en courant continu au courant de déviation, éliminant la nécessité d'un circuit de centrage de compensation. Il ne faut aucune source réglable de courant continu, pour produire la capacité d'ajustement de linéarité, ce qui évite une dissipation excessive de puissance de la source.

Du fait de l'inversion de polarité de la tension V_0 dans le condensateur résonant C_2 pendant le retour, une gamme importante de correction de linéarité est rendue possible à une relativement faible consommation de courant. De plus, la largeur de la trame ne change pas de manière significative pendant toute la gamme d'ajustement de linéarité, avantage sensible par rapport à une bobine réglable polarisée de linéarité.

La figure 3 montre un circuit de déviation horizontale 120 qui comprend un circuit 130 de correction de linéarité selon l'invention. Les articles des figures 1 et 3 identifiés de manière identique représentent des quantités semblables ou éléments fonctionnant de manière analogue. Sur la figure 3, un circuit actif de correction est-ouest 40 est relié à l'enroulement de déviation horizontale L_H par

une self L_c . Le condensateur d'aller C_s et le condensateur de retour C_{R1} ne sont pas directement reliés à la masse mais flottent au-dessus du potentiel de la masse du fait de leur couplage à la jonction d'un second condensateur de retour C_{R2} et d'une seconde diode d'amortissement D2. Un circuit de réglage est-ouest 25 produit un courant de correction en coussinet i_c dans la self L_c qui module, à une fréquence verticale, d'une manière parabolique, l'amplitude de la tension impulsionnelle de retour V_{R2} développée dans le condensateur de retour C_{R2} . Les amplitudes du courant de déviation i_H et de la tension impulsionnelle de retour V_{R1} sont modulées de manière correspondante. L'amplitude de la tension impulsionnelle de retour V_R à la borne 22, illustrée sur les figures 2 et 4a, reste non modulée. Le circuit de correction de coussinet 40 est plus amplement décrit dans la demande de brevet britannique 2 150 796A publiée le 3 Juillet 1985 et intitulée "East-West Correction Circuit". D'autres circuits de correction de coussinet, comme des circuits modulateurs à diode en mode commuté peuvent remplacer le circuit de correction de coussinet de la figure 3.

Il faut noter que le courant i_1 de correction de linéarité est modulé par le fonctionnement du circuit de correction est-ouest 40. Cette modulation produit avantageusement une correction est-ouest symétrique et une ligne centrale verticale droite.

La tension impulsionnelle de retour V_{R1} est différenciée par un condensateur C3 et une résistance R2 et est appliquée à la gâchette du thyristor S2 pour le mettre en circuit au début du retour horizontal, amorçant ainsi l'oscillation résonante du courant i_0 qui supprime la charge du condensateur d'aller C_s pendant l'intervalle de retour. Comme sur la figure 1, la quantité de correction de linéarité produite est ajustée en ajustant le courant moyen de l'impulsion oscillante i_0 et la quantité totale de

charge retirée du condensateur d'aller C_s pendant le retour, pour ainsi ajuster la valeur moyenne du courant de correction i_1 pendant l'intervalle d'aller. Cependant, contrairement au circuit de correction de linéarité 30 de la figure 1, le circuit de correction de linéarité 130 de la figure 3 ajuste la valeur moyenne du courant de correction i_1 en ajustant l'inductance de la bobine L1 tout en maintenant la fréquence de résonance f_0 du circuit résonant (L2, C2) inchangée.

L'ajustement de l'inductance de la bobine L1, ajuste la fréquence de résonance f_1 du circuit résonant (L1, C2) formé de la bobine d'inductance L1 et du condensateur C2 pendant l'intervalle d'aller. En ajustant la fréquence de résonance f_1 , la pente du courant i_1 de correction de linéarité dans la bobine d'inductance L1 varie, avec pour résultat une quantité moyenne variable de courant i_1 . Le courant variable i_1 charge les condensateurs C_s et C2 en série, avec pour résultat des tensions variables V_0 , V_t et V2 au temps t_a de la figure 4. Une tension supérieure V2 au temps t_a a pour résultat une charge plus importante retirée des condensateurs C_s et C2 pendant l'intervalle $t_a - t_b$. La charge plus importante retirée a également pour effet que la tension V2 reste négative pendant plus longtemps après le centre de l'aller. Cela a pour résultat une plus ample augmentation du courant moyen i_1 , parce que le courant i_1 commence à descendre en rampe en un instant plus tard. Le fonctionnement ci-dessus est illustré par les formes d'onde des figures 4b-4f. Contrairement à la figure 2d, la valeur de di/dt du courant i_1 de la figure 4b n'est plus constante pendant l'intervalle $t_a - t_c$, pour différents ajustements de linéarité, parce que la bobine d'inductance L1 est maintenant réglable.

L'établissement d'une plus faible fréquence de résonance pour le circuit résonant (L1, C2) au moyen de l'augmentation de l'inductivité de la bobine d'inductance L1,

a pour résultat un courant moyen i_1 supérieur et une plus ample correction de linéarité.

L'amplitude de l'alternance de l'oscillation du courant résonant i_0 au début du retour, qui supprime la charge du condensateur d'aller C_s , est déterminée par l'amplitude de la tension V_0 à la fin de l'aller. Ainsi, pour une forte quantité de correction de linéarité, correspondant à une assez forte tension qui est développée dans le condensateur C2, l'oscillation résonante, représentée sur la figure 4c par l'impulsion de courant i_2 dans le thyristor S2, est de forte amplitude. Bien que la durée de l'oscillation du courant pendant le retour soit un intervalle fixe aussi bien pour les quantités forte que faible de correction de linéarité, la valeur moyenne de l'oscillation de courant est plus importante lorsque l'on prévoit une plus forte quantité de correction de linéarité.

En ajustant l'inductance de la bobine L1 pour contrôler la quantité de correction de linéarité produite, le circuit 130 de correction de linéarité de la figure 3 présente une gamme accrue d'ajustement de linéarité relativement au circuit 30 de correction de linéarité de la figure 1. Le circuit 130 de correction de linéarité produit également une faible dissipation dans le thyristor S2 parce que la durée de conduction du thyristor ne change pas. Comme le courant i_1 de correction de linéarité sur la figure 3 peut être rendu négatif pendant la seconde moitié de l'aller, un ajustement différentiel du courant moyen i_1 est rendu possible. Seule une faible variation de la fréquence de résonance du circuit résonant (L1, C2) a pour résultat un changement important du courant moyen i_1 et une large gamme d'ajustement de linéarité. Les parties positive et négative du courant i_1 sont intégrées par le condensateur C_s . L'avantage de l'ajustement différentiel réside dans le fait que quelques spires du noyau de la bobine d'inductance réglable L1 couvrent une large gamme

d'ajustement de linéarité.

Les critères suivants sont donnés comme directives pour choisir les valeurs des divers composants du circuit de la figure 3. La fréquence de résonance f_1 du circuit résonant (L2, C2) est supérieure d'environ 20% à la fréquence de retour de déviation. La fréquence de résonance f_1 du circuit résonant (L1, C2) est à peu près égale à la moitié de la fréquence de résonance du circuit résonant d'aller de déviation (L_H , C_S). L'inductance de la bobine L2 peut être
5
10 négligée dans le calcul de la fréquence de résonance f_1 .

Lorsque le condensateur d'aller C_S produit une mise en forme de S symétrique du courant de déviation horizontale i_H en conjonction avec un balayage de la trame sur l'écran d'un tube à grand écran, grand angle comme le
15 tube-image plan carré de 27V, 110 degrés, la valeur du condensateur C2 est empiriquement déterminée pour être à peu près égale au dixième de celle du condensateur C_S . La valeur du condensateur C2 en conjonction avec le point d'ajustement de la bobine d'inductance L1 établit la
20 quantité moyenne de correction de linéarité, qui à son tour dépend des pertes de déviation.

Il faut remarquer que la valeur du condensateur C_S est en rapport avec la valeur de l'enroulement de déviation L_H et de l'angle de déviation. L'amplitude du courant de
25 déviation i_H est en rapport avec l'amplitude de la tension de retour V_R . Si le condensateur C2 est empiriquement choisi égal à un dixième du condensateur C_S , alors la valeur de la bobine d'inductance L1 devient empiriquement en rapport avec celle de l'enroulement défecteur L_H du
30 fait des critères précédemment indiqués de choix pour la fréquence de résonance f_1 . La valeur de la bobine d'inductance L1 est également en rapport avec l'amplitude du courant de déviation via la relation du courant de déviation avec la tension impulsionnelle de retour.

35 Un plus petit condensateur C2 nécessite une bobine

d'inductance L_1 de plus forte inductivité. La plus haute tension V_0 qui en résulte réduit le courant moyen i_1 , et il peut en résulter une correction insuffisante de linéarité. Inversement, un plus grand condensateur C_2 nécessite une bobine d'inductance L_1 de moindre inductivité. Le courant i_1 peut alors devenir excessivement élevé, et il peut en résulter une correction excessive de linéarité.

Le critère de choix de un dixième pour un fonctionnement à une fréquence de déviation de $1f_H$ devient un critère de choix de un vingtième pour un fonctionnement à une fréquence de déviation de $2f_H$ parce que la charge ajoutée au condensateur C_s pendant l'aller et supprimée pendant le retour est à peu près la même dans les deux cas (charge = courant x temps).

La figure 5 illustre un circuit de déviation horizontale 220 dont la linéarité est corrigée, qui comprend un circuit 230 de correction de linéarité, selon l'invention, où un commutateur à transistor bipolaire Q2 remplace le thyristor du commutateur réglable S2. Une diode D3 dans le trajet de courant de collecteur du transistor Q2 empêche un écoulement d'un courant négatif de collecteur. Le fonctionnement du circuit 230 de correction de linéarité de la figure 5 est sensiblement le même que celui du circuit de correction de linéarité 130 de la figure 3. Les articles des figures 3 et 5 identifiés de manière identique représentent des quantités semblables ou éléments fonctionnant de manière analogue.

Sur la figure 5, un troisième condensateur de retour C_{R3} est interposé en série entre les condensateurs de retour C_{R1} et C_{R2} . La tension impulsionnelle de retour V_{R3} développée dans le condensateur de retour C_{R3} est appliquée, par un réseau comprenant un condensateur C4 et des résistances R3 et R4, à la base du transistor Q2 pour mettre le transistor en circuit au début du retour pour amorcer une alternance de l'oscillation du courant résonant dans le

circuit résonant (L2, C2). Une résistance R5 est reliée à la bobine d'inductance L2 pour amortir les transitoires développés pendant l'ouverture du commutateur S2.

La figure 6 illustre un circuit de déviation horizontale 320 dont la linéarité est corrigée, fonctionnant à une fréquence de déviation de $2f_H$, le double de la fréquence des circuits de déviation des figures 1, 3 et 5. Les articles des figures 5 et 6 identifiés de manière identique représentent des quantités semblables ou des éléments fonctionnant de manière analogue. Le circuit 330, de correction de linéarité, selon l'invention, est semblable aux circuits de correction de linéarité précédemment décrits, à l'exception que le commutateur S2 comprend un transistor métal-oxyde-semiconducteur Q3 plutôt que le transistor bipolaire de la figure 5. De plus, la tension impulsionnelle de retour V_{R3} est appliquée à la porte du transistor métal-oxyde-semiconducteur Q3 par une résistance R6. Une diode Zener Z1 limite la tension appliquée à la porte. Un réseau d'amortissement est relié à la bobine d'inductance L2 et comprend une résistance R7 et un condensateur C5.

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

1.- Circuit de déviation horizontale dont la linéarité est corrigée du type comprenant :

un enroulement défecteur;

5 une capacité d'aller reliée audit enroulement défecteur pour développer une tension d'aller;

 une capacité de retour reliée audit enroulement défecteur;

10 un premier moyen de commutation relié audit enroulement défecteur et fonctionnant à une fréquence de déviation pour appliquer ladite tension d'aller audit enroulement défecteur pendant un intervalle d'aller d'un cycle de déviation pour produire un courant de déviation d'aller dans ledit enroulement défecteur, ladite capacité de retour et

15 ledit enroulement défecteur formant un circuit résonant de retour pendant un intervalle de retour dudit cycle de déviation pour développer une tension impulsionnelle de retour et pour produire un courant de déviation de retour dans ledit enroulement défecteur; caractérisé par

20 une première inductance (L_2) ;

 une capacité résonante (C_2) reliée à ladite première inductance (L_2) pour former un second circuit résonant dont la fréquence de résonance est à peu près égale ou supérieure à la fréquence de retour dudit circuit résonant de retour

25 (C_{R1} , L_H);

 un second moyen de commutation (S_2) relié audit second circuit résonant (L_2 , C_2) et à ladite capacité d'aller (C_s) et changeant d'état de conduction pendant ledit intervalle de retour pour produire, pendant ledit intervalle

30 de retour, une impulsion de courant oscillant dans ledit second circuit résonant (L_2 , C_2), selon sa fréquence de résonance, pour retirer une quantité prédéterminée de charge de ladite capacité d'aller (C_s); et

une seconde inductance (L_1) reliée audit circuit résonant de retour (C_{R1} , L_H) et à laquelle est appliquée ladite tension impulsionnelle de retour pour fournir un courant de correction à ladite capacité d'aller (C_s) par ladite capacité résonante (C_2) pendant ledit intervalle d'aller pour produire une quantité prédéterminée de correction de linéarité pour ledit courant de déviation d'aller.

2.- Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'impulsion de courant oscillant précitée subit à peu près une alternance d'oscillation pendant l'intervalle de retour précité.

3.- Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que la valeur moyenne du courant de correction précité est établie selon la quantité prédéterminée de charge précitée.

4.- Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'enroulement déflecteur (L_H) précité et la capacité d'aller (C_s) précitée forment un circuit résonant d'aller pendant l'intervalle d'aller et en ce que la seconde inductance précitée (L_1) et la capacité résonante (C_2) précitée forment un quatrième circuit résonant pendant ledit intervalle d'aller qui produit le courant de correction, ledit quatrième circuit résonant (L_1 , C_2) ayant une fréquence de résonance plus faible que la fréquence de résonance du circuit résonant d'aller (L_H , C_s).

5.- Circuit selon la revendication 4, caractérisé en ce que la seconde inductance (L_1) précitée est reliée au second moyen de commutation (S_2) précité, ledit second moyen de commutation (S_2) étant conducteur de ladite impulsion de courant oscillant pendant ledit intervalle de retour et détournant en même temps le courant dans ladite seconde bobine d'inductance (L_1) de la capacité résonante précitée.

6.- Circuit selon la revendication 5, caractérisé en ce que le second moyen de commutation (S_2) précité reste

à un état conducteur donné pendant tout l'intervalle d'aller précité pour laisser le quatrième circuit résonant (L1, C2) précité non perturbé par les transitoires de commutation pendant tout ledit intervalle d'aller.

5 7.- Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que la première inductance (L2) précitée est réglable pour ajuster la fréquence de résonance du second circuit résonant (L2, C2) précité, pour ainsi ajuster la quantité prédéterminée de charge et de correction de
10 linéarité.

 8.- Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que la seconde inductance (L1) précitée est réglable pour ajuster concurremment l'amplitude de
l'impulsion de courant oscillant, pour ainsi ajuster la
15 quantité prédéterminée de correction de linéarité.

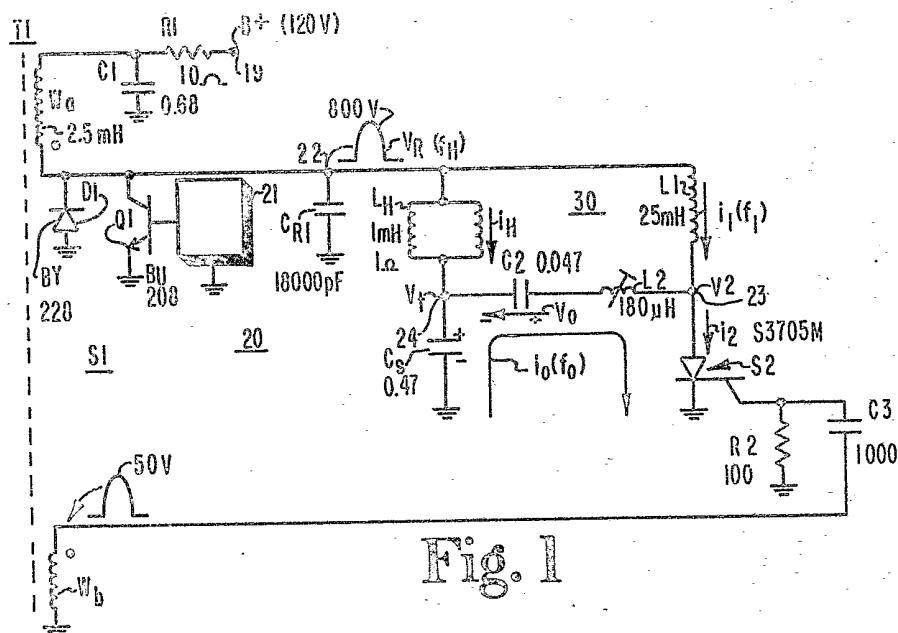


Fig. 1

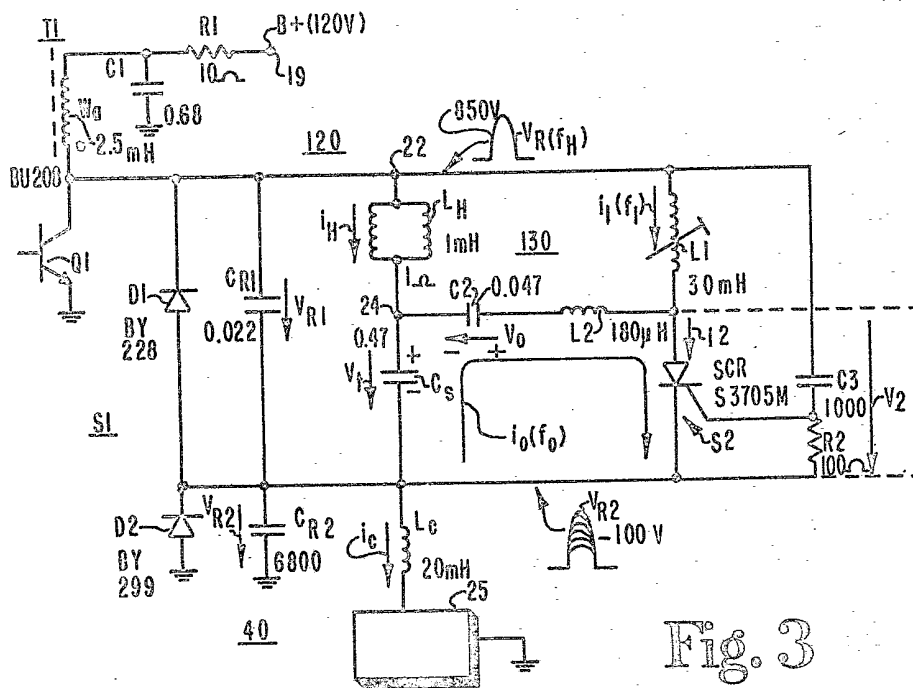


Fig. 3

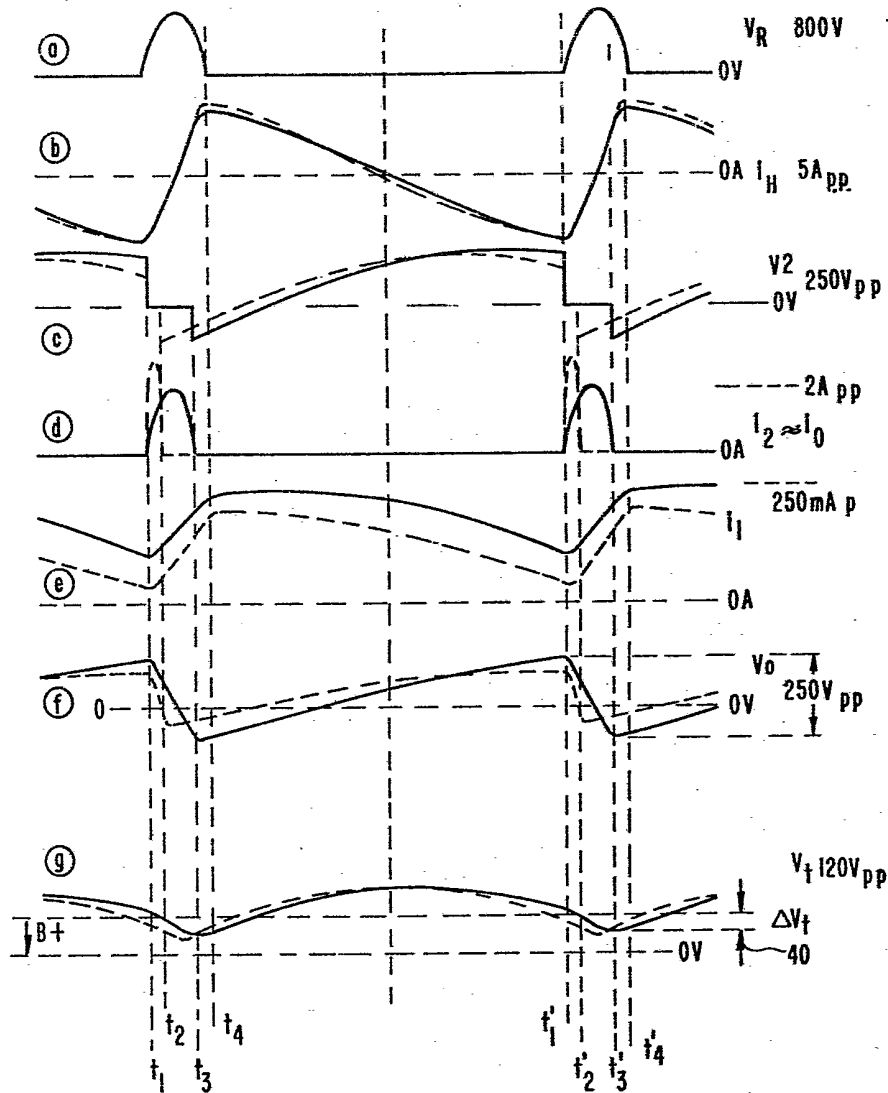


Fig.2

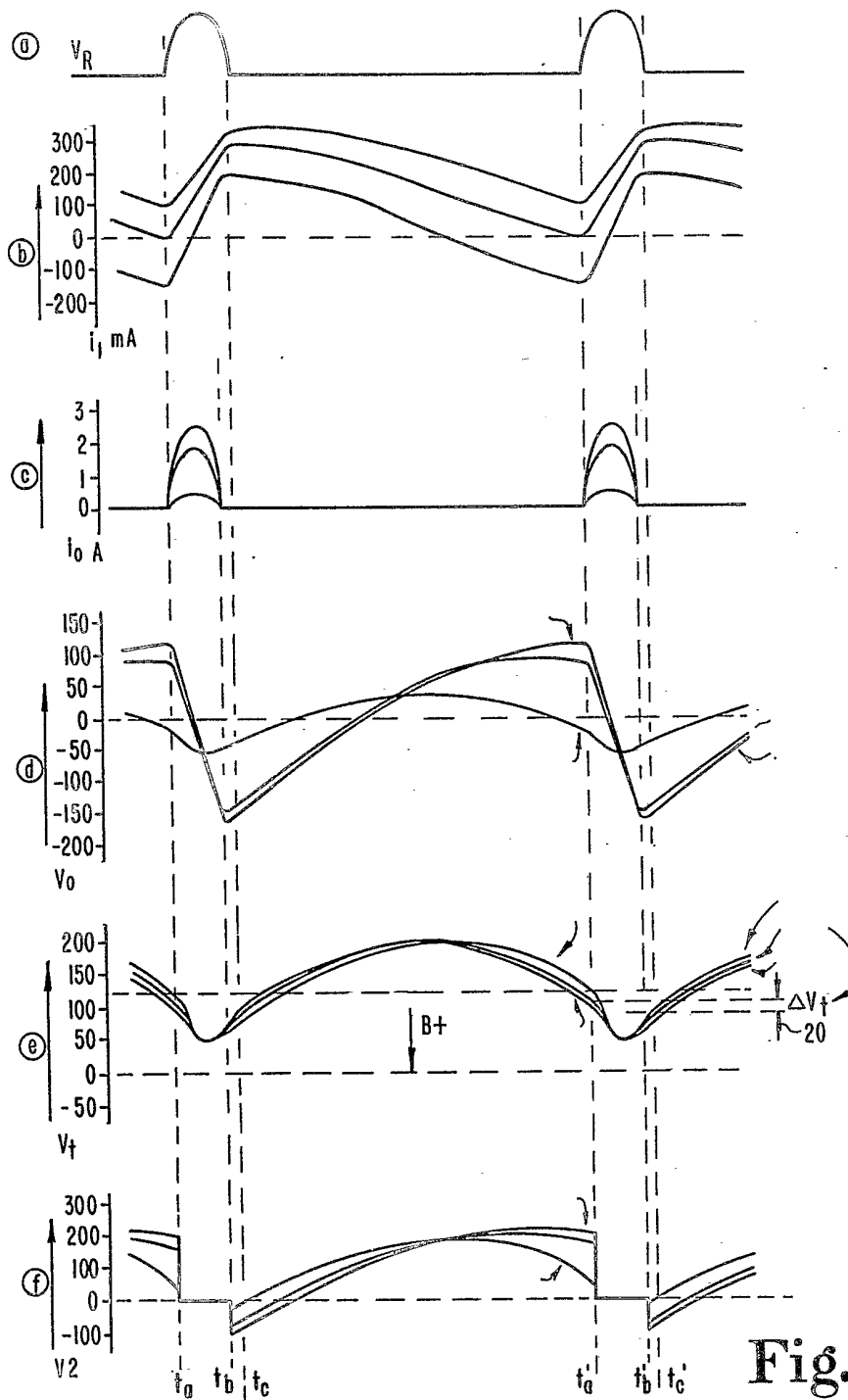
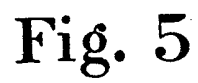


Fig.4



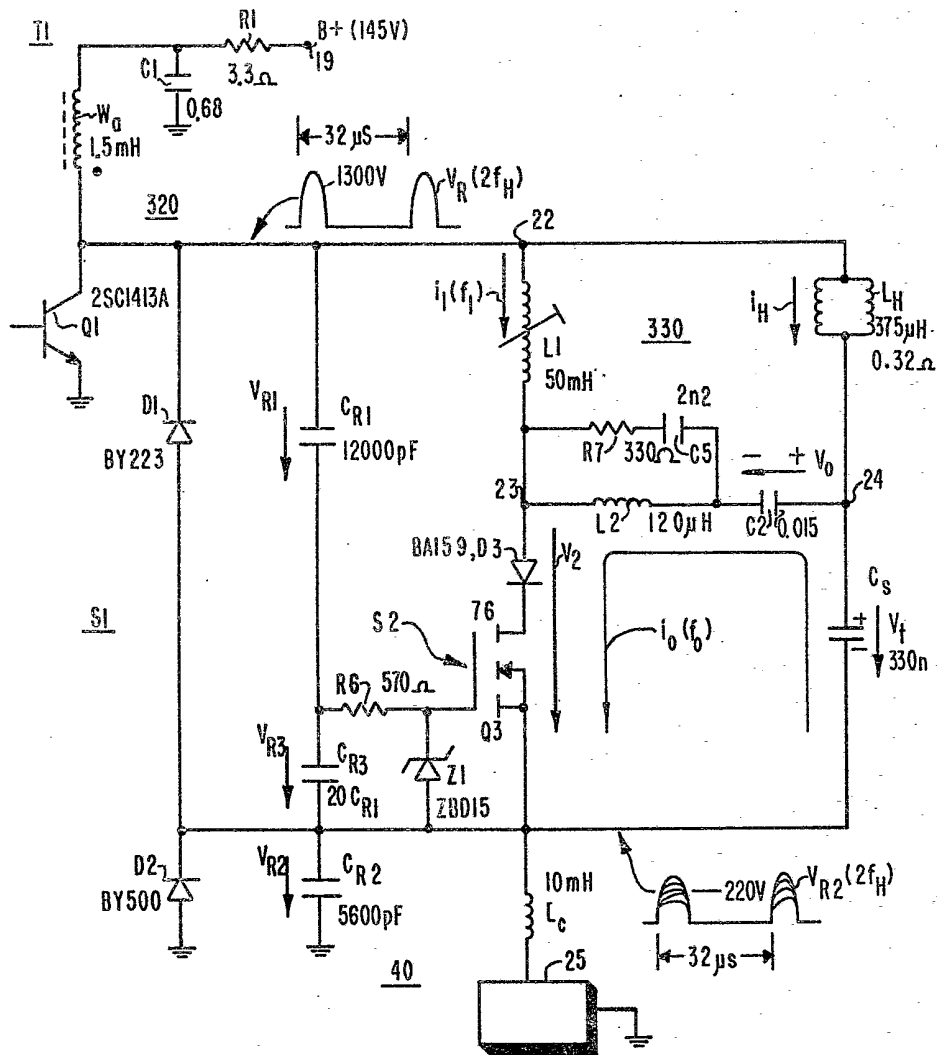


Fig. 6