

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

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

2 549 670

②1 N° d'enregistrement national :

84 11564

⑤1 Int CI⁴ : H 04 N 5/68.

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

⑫2 Date de dépôt : 20 juillet 1984.

⑫3 Priorité : US, 21 juillet 1983, n° 515,851.

⑫4 Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 4 du 25 janvier 1985.

⑫6 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

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

⑦2 Inventeur(s) : Saiprasad Vasudev Naimpally et James Charles Tallant, II.

⑦3 Titulaire(s) :

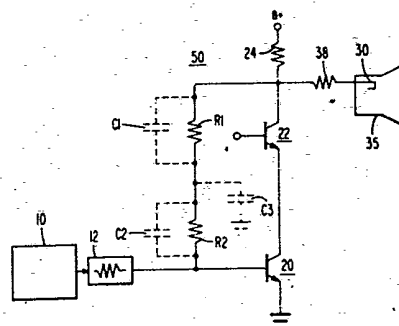
⑦4 Mandataire(s) : Z. Weinstein.

⑫5 Amplificateur à large bande pour l'attaque d'un tube-image.

⑫7 L'invention concerne un amplificateur d'attaque d'un tube-image.

Selon l'invention, il comprend un trajet de contre-réaction résistive 50 qui est relié entre la sortie (collecteur de 22) et l'entrée (base de 20) de l'amplificateur; le réseau de contre-réaction comprend des première R1 et seconde R2 résistances en série de valeurs mutuellement différentes; la résistance R1 de plus grande valeur est connectée à la sortie de l'amplificateur et la résistance R2 de plus faible valeur est connectée à l'entrée de l'amplificateur.

L'invention s'applique notamment aux téléviseurs.



FR 2 549 670 - A1

La présente invention concerne un amplificateur d'attaque d'un tube-image pour appliquer des signaux vidéo à un haut niveau de sortie à un dispositif reproducteur de l'image tel qu'un tube-image dans un téléviseur. En particulier, l'invention concerne un amplificateur d'attaque avec un réseau de contre-réaction comprenant des éléments résistifs localisés pour produire une largeur de bande accrue de l'amplificateur ainsi qu'une réponse accrue à haute fréquence.

Les amplificateurs d'attaque vidéo avec réseau associé de contre-réaction sont souvent utilisés pour appliquer des signaux vidéo de haut niveau aux électrodes de réglage de l'intensité (comme les cathodes) d'un tube-image dans un téléviseur. Le réseau de contre-réaction aide à établir le gain du signal de l'amplificateur et à stabiliser la tension continue de fonctionnement à la sortie de l'amplificateur. Le réseau en contre-réaction sert également à réduire l'impédance à la sortie de l'amplificateur, pour ainsi améliorer la largeur de bande et la réponse à haute fréquence de l'amplificateur en réduisant l'effet de limitation de la largeur des capacités parasites associées au circuit de sortie de l'amplificateur. Un autre perfectionnement de la réponse à haute fréquence de l'amplificateur peut être produit en employant une ou plusieurs "bobines d'accentuation" dans le circuit de sortie de l'amplificateur. Cependant, l'utilisation de bobines d'accentuation à haute fréquence dans le circuit de sortie de l'amplificateur est considérée comme n'étant pas souhaitable du fait de l'augmentation du prix du circuit ainsi que de la complexité introduite par l'utilisation de tels éléments.

On reconnaît ici que la réponse à haute fréquence d'un amplificateur d'attaque d'un tube-image peut être compromise par les effets des capacités

parasites associées au circuit de sortie de l'amplificateur en combinaison avec les capacités parasites associées aux résistances incorporées dans le réseau de contre-réaction.

5 Selon les principes de la présente invention, la réponse à haute fréquence de l'amplificateur d'attaque est accrue en utilisant plusieurs résistances de contre-réaction reliées en série entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur. La valeur de résistance totale des
10 résistances est sensiblement égale à la valeur d'une seule résistance qui serait autrement requise pour établir le gain souhaité du signal de l'amplificateur. On a trouvé que si les diverses résistances avaient des valeurs mutuellement inégales, la résistance de plus
15 grande valeur étant connectée directement à la sortie de l'amplificateur, la réponse à haute fréquence de l'amplificateur pouvait être accrue de manière significative sans production d'oscillations importantes non souhaitables dans le signal amplifié de sortie.

20 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
25 illustrant un mode de réalisation de l'invention, et dans lesquels :

la figure 1 montre une partie d'un téléviseur comprenant un amplificateur d'attaque du tube-image auquel est associé un réseau résistif de contre-réaction
30 selon la présente invention ;

la figure 2 montre la réponse à haute fréquence de l'amplificateur selon l'invention ; et

la figure 3 montre des formes d'onde de signaux utiles à la compréhension de la réponse d'un amplificateur
35 selon l'invention.

Sur la figure 1, des signaux vidéo d'une source 10 sont appliqués à un amplificateur d'attaque d'un tube-image par un trajet de signaux d'entrée comprenant un réseau de couplage de signaux d'entrée 12. L'amplificateur d'attaque comprend un amplificateur en cascade 5 comportant des transistors 20 et 22. Le transistor amplificateur d'entrée 20 est configuré en étage amplificateur en émetteur commun et le transistor amplificateur de sortie 22 est configuré en étage amplificateur en base commune. Des signaux vidéo amplifiés sont 10 développés dans une résistance de charge 24 (par exemple de 12 kilohms) dans le circuit de sortie de collecteur du transistor 22, et ils sont appliqués à une électrode de réglage d'intensité d'image de cathode 30 d'un tube-image 35 reproducteur de l'image par un trajet de signaux de sortie comprenant une résistance 38 de limitation de courant (par exemple de 2,2 kilohms). La résistance 38 sert de dispositif de protection pour empêcher l'amplificateur d'attaque du tube-image d'être endommagé par 20 les transitoires à haute tension produits par la formation d'un arc dans le tube-image. Une tension d'alimentation de l'étage d'attaque du tube-image provient d'une source de tension continue B+ (comme + 230 volts). Dans le cas d'un téléviseur couleur, trois amplificateurs d'attaque 25 du tube-image seront requis pour coupler respectivement les signaux vidéo représentatifs de l'image du rouge, du vert et du bleu aux cathodes associées du tube-image couleur. Les signaux vidéo amplifiés par l'étage d'attaque 20, 22, dérivés d'un signal composite de diffusion de télévision, contiennent une largeur de bande de fréquences 30 comprise entre zéro Hertz et environ 4 MHz.

La contre-réaction est appliquée à l'amplificateur d'attaque du tube-image par un réseau résistif 50 comprenant des résistances R1 et R2 couplées en série entre la 35 sortie ou collecteur de signaux vidéo du transistor 22

et le trajet de couplage de signaux vidéo d'entrée à l'entrée ou base du transistor 20. La base du transistor 20 représente un point virtuel à la masse, c'est-à-dire que le potentiel permanent à la base du transistor 20 correspond à un potentiel fixe et relativement faible égal à la somme du potentiel de la masse à l'émetteur du transistor 20 plus la tension de décalage de la jonction base-émetteur sensiblement constante de + 0,7 volt du transistor 20.

Le gain de l'amplificateur 20, 22 est déterminé par le rapport de la somme des valeurs des résistances de contre-réaction R1 et R2 à la valeur de l'impédance d'entrée (comme 3 kilohms) présentée par le réseau de couplage d'entrée 12 à l'entrée du transistor amplificateur 20. La valeur de cette impédance d'entrée, qui représente une charge de sortie pour la source des signaux 10, doit être suffisamment élevée pour empêcher les circuits de sortie de la source 10 d'être conducteurs

courants excessifs avec la dissipation excessive de puissance qui en découle. Cette considération est particulièrement importante lorsque la source de signaux vidéo correspond à un dispositif à circuit intégré car une conduction et une dissipation excessives de courant représentent une perte et peuvent produire une contrainte thermique destructrice dans un dispositif à circuit intégré. Dans cet exemple, la résistance de contre-réaction déterminée par la somme des valeurs des résistances R1 et R2 est de l'ordre de 160 kilohms, ce qui produit un gain en tension du signal de l'amplificateur d'environ 54. Des valeurs relativement plus importante de la résistance de contre-réaction aident également avantageusement à réduire la consommation de courant de l'amplificateur d'attaque.

Le gain souhaité du signal de l'amplificateur peut également être produit en employant une seule résistance

de contre-réaction (comme par exemple un dispositif à film de carbone de 160 kilohms, $\frac{1}{2}$ watt), à la place des résistances R1 et R2. Cependant, on a trouvé qu'il résultait une réponse à haute fréquence de l'amplificateur accrue de manière significative de l'utilisation de plusieurs (comme 2) résistances pour remplacer la seule résistance de contre-réaction. Dans le cas du réseau de contre-réaction à une seule résistance, les capacités parasites sont plus efficaces pour limiter de manière souhaitable la réponse à haute fréquence de l'amplificateur. La réponse accrue à haute fréquence résultant de l'utilisation de plusieurs résistances de contre-réaction peut cependant être associée à des caractéristiques non voulues comme des "oscillations" associées aux transitions d'amplitude dans le signal amplifié. Une largeur importante de bande est souhaitable dans de nombreuses applications de traitement de signaux vidéo car elle favorise une meilleure définition d'une image vidéo reproduite. Les "oscillations" que l'on peut rencontrer dans un système amplificateur à large bande dégradent de manière non souhaitable la définition autrement bonne de l'image donnée par le traitement des signaux sur large bande. L'effet visible de telles oscillations du signal dans une image visualisée ressemble à un effet "d'écho" ou de "raies" le long des bords des transitions de l'image.

Les résistances R1 et R2 du réseau de contre-réaction 50 sont placées d'une façon ayant pour résultat une amélioration sensible de la réponse à haute fréquence de l'amplificateur d'attaque 20, 22 du tube-image, et qui élimine, virtuellement, les effets de distorsion de l'image des oscillations du signal à la sortie de l'amplificateur. Cela est accompli en employant plusieurs résistances de contre-réaction R1 et R2 de valeurs différentes et en plaçant la résistance ayant la plus grande

valeur (R1) le plus près du circuit de sortie du transistor de sortie 22. Dans ce mode de réalisation, la résistance R1 correspond à un dispositif à film de carbone de $\frac{1}{2}$ watt d'une valeur de 130 kilohms et la
5 résistance R2 correspond à un dispositif à film de carbone de $\frac{1}{4}$ de watt d'une valeur de 33 kilohms.

On expliquera maintenant la façon dont le résultat ci-dessus est obtenu.

Des capacités parasites de divers types affectent
10 la réponse en fréquence du réseau de contre-réaction 50. Parmi les plus importantes de ces capacités parasites, il y a C1, C2 et C3 de la figure 1. La capacité C1 se compose de la capacité parasite associée à la résistance R1 elle-même (environ 0,3 pF pour un dispositif de $\frac{1}{2}$
15 watt), avec toutes les capacités parasites des connecteurs et de câblage pouvant apparaître entre les connecteurs du circuit au collecteur du transistor 22 et les connecteurs du circuit à la jonction des résistances R1 et R2. La capacité C2 est formée de la capacité parasite associée
20 à la résistance R2 elle-même (environ 0,2 pF pour un dispositif de $\frac{1}{4}$ de watt) avec toutes les capacités parasites associées des connecteurs et du câblage. La capacité C3 est formée d'une capacité parasite à la masse associée
25 aux connexions du circuit à la jonction des résistances R1 et R2. Les valeurs de ces capacités parasites sont influencées, par exemple, par le type des connexions de circuit utilisées et par la disposition du circuit (par exemple par rapport aux points du potentiel à la masse, et la proximité physique des éléments de circuit).

30 Les valeurs de telles capacités parasites sont difficiles à déterminer ou à mesurer avec précision dans de nombreux cas, mais on peut quelquefois les estimer à une précision acceptable. Dans cet exemple, la capacité C1 est plus importante de manière marquée, que la capacité C2 parce que la résistance R2 est un dispositif
35

de $\frac{1}{2}$ watt physiquement plus grand en comparaison à la résistance R2 de $\frac{1}{4}$ de watt, et parce qu'une capacité parasite considérable apparaît au collecteur du transistor de sortie 22. De ce dernier point de vue, on peut noter que la résistance de charge de l'amplificateur 24 est typiquement une résistance de puissance relativement importante (comme 2 watt ou plus) avec matériel de connexion de dimension correspondante, pouvant comprendre un moyen pour élever la résistance 24 au-dessus de sa planche associée de circuit imprimé pour une meilleure dissipation de la chaleur. Un tel matériel de connexion ajoute une composante importante à la capacité parasite C1. De même, un facteur à considérer ici est la façon dont le collecteur du transistor 22 et les résistances 24, 38 et R1 sont interconnectés et placés. On a également trouvé que les valeurs des capacités C1 et C2 étaient relativement indépendantes des valeurs des résistances respectives R1 et R2.

Comme on l'a précédemment mentionné, la réponse à haute fréquence de l'amplificateur d'attaque du tube-image peut être améliorée en utilisant deux résistances de contre-réaction plutôt qu'une. Pour illustrer graphiquement cet effet dans un sens général, la figure 2 montre la capacité approximative de réponse à haute fréquence de l'amplificateur d'attaque, au point à - 3 db à haute fréquence, pour diverses combinaisons des valeurs des résistances de contre-réaction. Pour la simplicité, on suppose des résistances de $\frac{1}{4}$ watt avec une capacité parasite associée de 0,2pF et les autres effets des capacités parasites sont négligés.

Sur la figure 2, l'axe horizontal désigne un rapport K, de 0,01 à 100, entre les valeurs des résistances de contre-réaction. L'axe vertical désigne une réponse

normalisée à haute fréquence de l'amplificateur par rapport à une haute fréquence "f" de référence (par exemple de l'ordre de 4 MHz). Une réponse maximale à haute fréquence (correspondant à la limite supérieure de fréquence au point à - 3 db) comprise entre 1,75 f et 2 f est associée à un rapport des résistances K = 1, qui correspond à deux résistances de contre-réaction de valeur égale, par exemple deux dispositifs de $\frac{1}{4}$ watt, 82 kilohms. Une réponse minimum à haute fréquence est associée au rapport des résistances à proximité de K = 0,01 et K = 100. Cette condition correspond à l'utilisation d'une seule résistance de contre-réaction de 160 kilohms.

On peut ainsi obtenir une meilleure réponse à haute fréquence en employant deux résistances de contre-réaction plutôt qu'une, en particulier lorsque les valeurs de telles résistances présentent un rapport compris entre 1: 10 (K = 0,1) et 10:1 (K = 10). A titre d'exemple, dans un sens général, on peut s'attendre à une limite supérieure de fréquence de 1,35 f (comme 5,4 MHz par rapport à une fréquence de référence f de 4 MHz) lorsque les deux résistances de contre-réaction présentent des valeurs correspondant à un rapport de K = 0,25.

Cependant, on a trouvé que lorsque deux résistances de contre-réaction de valeur égale sont employées pour obtenir une réponse maximale à haute fréquence de l'amplificateur, il en résulte une "oscillation" du signal à la sortie de l'amplificateur comme le montre la forme d'onde A de la figure 3. La forme d'onde A correspond au signal à la sortie de l'amplificateur d'attaque du tube-image produit en réponse à un signal à l'entrée de l'amplificateur montré en tracé fantôme. Le signal d'entrée et le signal correspondant de sortie A comprennent une transition d'amplitude accentuée du niveau du noir au blanc avec une accentuation produite

par une pré-oscillation et une sur-oscillation du signal. Au niveau du blanc du signal de sortie A est associée une composante non voulue d'oscillation qui dégrade la qualité et le détail d'une image reproduite en réponse au signal de sortie A. On a pu observer des composantes d'oscillation ayant de fortes amplitudes formant 40 % de la transition de l'amplitude du signal vidéo du niveau du noir au niveau du blanc.

La réponse à haute fréquence de l'amplificateur d'attaque du tube-image peut être réduite de la limite aux hautes fréquences maximum ($2f$ sur la figure 2) en modifiant le rapport des résistances K entre les résistances de contre-réaction. Cependant, on a trouvé que le problème des oscillations n'était pas résolu si la résistance plus faible de 33 kilohms était placée le plus près de la sortie de l'amplificateur. Plus particulièrement, lorsque l'on choisit une résistance de 33 kilohms, $\frac{1}{4}$ watt, pour la résistance de contre-réaction R_1 de la figure 1, et une résistance de 130 kilohms, $\frac{1}{2}$ watt pour la résistance R_2 , il y a une composante d'oscillation, d'une amplitude d'environ 25 % de la transition du signal vidéo.

Cependant, on a trouvé que l'amplitude de la composante était considérablement réduite en plaçant la résistance plus importante plus près de la sortie de l'amplificateur, c'est-à-dire lorsque R_1 de la figure 1 correspond à la résistance de 130 kilohms. Dans un tel cas, la composante d'oscillation s'est révélée présenter une amplitude négligeable de moins de 10 % de la transition du niveau du noir au niveau du blanc du signal vidéo, comme cela est indiqué par la forme d'onde B sur la figure.

On peut noter, par rapport à ce qui précède, que le gain du signal de l'amplificateur d'attaque peut être défini par l'expression qui suit dans la fréquence

complexe (ou plan "S") :

$$5 \quad \frac{-1}{R1N} \frac{C1 + C2 + C3}{C1 C2} \frac{S + \frac{1}{Rp (C1 + C2 + C3)}}{\left(S + \frac{1}{R1C1}\right) \left(S + \frac{1}{R2C2}\right)}$$

dans laquelle

R1N est l'impédance d'entrée présentée au transistor d'entrée 20 ;

10 R1, R2 correspondent respectivement aux valeurs des résistances R1 et R2 ;

C1, C2, C3 correspondent respectivement aux valeurs des capacités C1, C2 et C3 ;

15 Rp correspond à la combinaison en parallèle des résistances R1 et R2 ; et

S correspond à $j2\pi f$, où "f" correspond à la fréquence.

Dans cette expression les termes

$$20 \quad S + \frac{1}{R1C1} \quad \text{et} \quad S + \frac{1}{R2C2}$$

définissent chacun un emplacement séparé d'un "pole" de fréquence d'où la réponse en fréquence diminue à 6db-octave. Le terme

$$25 \quad S + \frac{1}{Rp (C1 + C2 + C3)}$$

défini un seul emplacement de fréquence "zéro" d'où la réponse en fréquence augmente à + 6 db/octave. Ainsi, le terme "pole" de fréquence provoque une dégradation de la réponse à haute fréquence de l'amplificateur. Au contraire, 30 le terme fréquence "zéro" favorise la réponse à haute fréquence de l'amplificateur et aide à augmenter la largeur de bande de l'amplificateur.

35 Pour des emplacements donnés des poles de fréquence, une diminution de la fréquence "zéro" augmente la largeur de bande de l'amplificateur et la limite à haute fréquence

au point à - 3 db. En effet, l'augmentation de la réponse en fréquence "zéro" prend effet plus rapidement et la réponse de l'amplitude en fonction de la fréquence de l'amplificateur est forcée à augmenter plus rapidement (c'est-à-dire à une plus basse fréquence). La condition de limite maximum de largeur de bande et de haute fréquence au point à - 3 db existe lorsque l'on emploie des résistances de contre-réaction des valeurs égales, parce que dans un tel cas R_p est au maximum et que la fréquence "zéro" associée est au minimum.

La réponse à haute fréquence à la sortie de l'amplificateur peut être diminuée en forçant la réponse en fréquence "zéro" croissante à prendre effet plus tard (c'est-à-dire à une fréquence relativement supérieure). Cet effet peut être produit en choisissant les résistances R_1 et R_2 à des valeurs mutuellement différentes de façon que la fréquence "zéro" dans l'expression ci-dessus augmente. Dans ce cas R_p n'est plus un maximum car la valeur de résistance de la combinaison en parallèle de R_1 et R_2 devient de plus en plus faible tandis que ces résistances divergent en valeur. Une simple réduction de la limite à haute fréquence de l'amplificateur de cette façon n'est pas suffisante pour éliminer le problème précédemment décrit des "oscillations" du signal. Cela est particulièrement vrai lorsque la coopération de la réponse en fréquence "zéro" croissante et des réponses aux poles de fréquence décroissantes développe une crête dans la partie à haute fréquence du spectre des fréquences (comme une crête entre 3 et 4 MHz).

La localisation de la résistance de contre-réaction de plus grande valeur (R_1) le plus près de la sortie de l'amplificateur produit un pole de fréquence à proximité de la plage des fréquences supérieures

souhaitée (3-5 MHz) de l'amplificateur. En conséquence, un tel agencement annule la caractéristique d'accentuation associée à la réponse à fréquence "zéro" croissante d'une quantité suffisante pour provoquer une réduction sensible de l'amplitude de la composante d'oscillations.

On a pu observer qu'un amplificateur d'attaque de tube-image du type montré sur la figure 1 avec des résistances R1 et R2 de 130 kilohms et de 33 kilohms respectivement, présentait une largeur de bande d'environ 5,5 MHz sans composante sensible d'oscillations du signal de sortie, comme on l'a décrit. Les rapports des résistances de $K = 0,14$ (pour R1 = 139 kilohms et R2 = 20 kilohms) à $K = 0,43$ (pour R1 = 110 kilohms et R2 = 47 kilohms) se sont révélés produire une largeur de bande appropriée de l'amplificateur d'attaque et une réponse à haute fréquence appropriée sans introduire des quantités gênante d'oscillations du signal. Le rapport $K = 0,14$ produit moins d'oscillations mais une largeur de bande quelque peu plus faible en comparaison au rapport préféré choisi des résistances de $K = 0,25$ tandis que le rapport $K = 0,43$ permet d'obtenir une plus grande largeur de bande avec un peu plus d'oscillations du signal.

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

=====

1.- Etage amplificateur d'attaque pour appliquer des signaux vidéo à un dispositif reproducteur d'image dans un système de traitement de signaux vidéo comprenant ledit dispositif reproducteur d'image pour visualiser
5 l'information vidéo en réponse à des signaux vidéo qui lui sont appliqués par une source de signaux vidéo, du type comprenant :

un trajet de signaux d'entrée ;

10 un amplificateur ayant une entrée de signaux recevant le signal vidéo d'entrée de ladite source transféré par ledit trajet de signaux d'entrée et une sortie de signaux par où les signaux vidéo amplifiés sont appliqués au dispositif reproducteur de l'image ; caractérisé en ce que ledit amplificateur a :

15 un trajet de contre-réaction (50) couplé entre la sortie de l'amplificateur (collecteur de 22) et le trajet de couplage de signaux d'entrée, ledit trajet de contre-réaction comprenant plusieurs résistances (R1, R2) de valeurs mutuellement différentes qui sont
20 reliées en série ;

l'une (R1) desdites résistances ayant une valeur plus importante que l'autre desdites résistances et étant placée plus près de la sortie de l'amplificateur.

25 2.- Etage amplificateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que la première (R1) des résistances ayant la plus forte valeur est placée plus près de la sortie de l'amplificateur (collecteur de 22).

30 3.- Etage amplificateur selon l'une quelconque des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce que le trajet de contre-réaction (50) comprend une première résistance (R1) et une seconde résistance (R2) de plus faible valeur que la première, lesdites première et seconde résistances étant couplées en série entre la sortie de l'amplificateur et le trajet de signaux d'entrée de façon que ladite première résistance soit plus proche de la sortie de l'amplificateur.

4.- Etage amplificateur selon la revendication 3, caractérisé en ce que le rapport de la valeur de la première résistance (R1) à la valeur de la seconde résistance (R2) est compris entre 5 et 10.

5 5.- Etage amplificateur selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que l'entrée de l'amplificateur (base de 20) représente un point virtuel à la masse.

10 6.- Etage amplificateur selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que les diverses résistances (R1, R2) comprennent des résistances à film de carbone.

15 7.- Etage amplificateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit amplificateur comprend un amplificateur en cascode comprenant :

un premier transistor (20) ayant une première électrode (base) et des seconde (émetteur) et troisième (collecteur) électrodes définissant un trajet de conduction de courant principal dudit premier transistor ;

20 un second transistor (22) ayant une première électrode (base) et des seconde (émetteur) et troisième (collecteur) électrodes définissant un trajet de courant principal dudit second transistor, lesdits trajets desdits premier et second transistors étant couplés en série ;

25 un moyen (12) pour coupler les signaux vidéo à amplifier à ladite première électrode dudit premier transistor ;

30 un moyen pour appliquer une tension continue de polarisation à ladite première électrode dudit second transistor,

un moyen pour dériver des signaux vidéo amplifiés de ladite troisième électrode dudit second transistor ; et

35 un moyen pour coupler le trajet en contre-réaction de la troisième électrode dudit second transistor à ladite première électrode dudit premier transistor, ladite

résistance de plus forte valeur se trouvant le plus près de la troisième électrode dudit second transistor.

5. 8.- Etage amplificateur selon la revendication 7, caractérisé en ce que les première, seconde et troisième électrodes correspondent respectivement à la base, à l'émetteur et au collecteur ; et la base du premier transistor (20) représente un point virtuel à la masse.

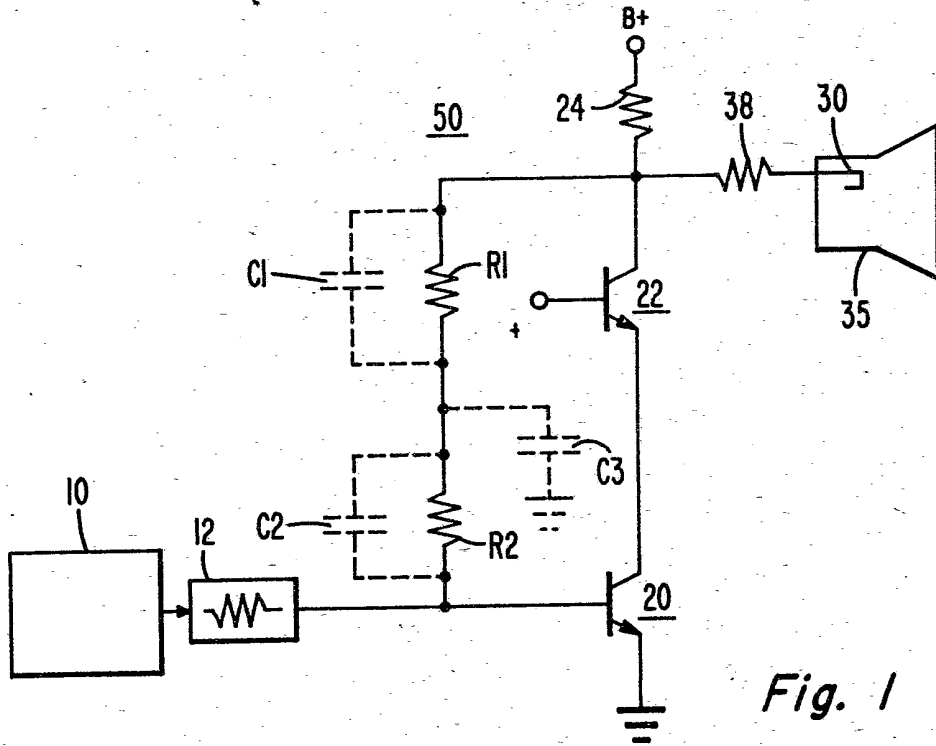


Fig. 1

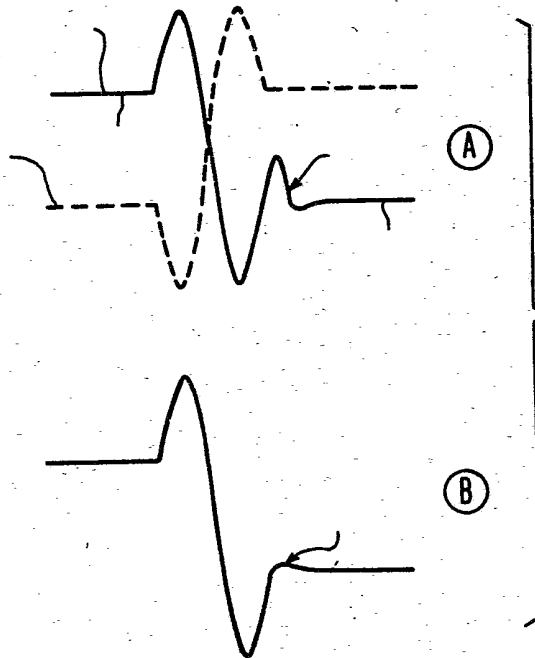


Fig. 3

Fig. 2.

