

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 80 00612

(54) Circuit de synchronisation ligne pour téléviseur, et téléviseur comprenant un tel circuit.

(51) Classification internationale (Int. Cl. ³). H 04 N 5/04.

(22) Date de dépôt..... 11 janvier 1980.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 29 du 17-7-1981.

(71) Déposant : Société dite : THOMSON-BRANDT, société anonyme, résidant en France.

(72) Invention de : Patrice Soulard.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Michel Pierre, Thomson-CSF, SCPI,
173, bd Haussmann, 75360 Paris Cedex 08.

La présente invention se rapporte aux circuits de synchronisation ligne pour les téléviseurs destinés à recevoir les signaux d'un magnétoscope. Elle concerne également les téléviseurs munis d'un tel circuit.

Il est connu pour réaliser un tel circuit de synchronisation d'utiliser un
5 circuit intégré dont les références normalisées sont TBA 920. Ce circuit reçoit directement les signaux vidéo et à partir de ceux-ci, ainsi que des signaux de retour des étages de puissance de déviation ligne, il synchronise un oscillateur interne. L'oscillateur interne ainsi synchronisé commande un étage de sortie qui délivre des signaux carrés à rapport cyclique variable
10 destinés à commander l'étage de puissance de déviation ligne. Les organes de ce circuit comprennent notamment une boucle à verrouillage de phase qui est interrompue pour pouvoir être bouclée par l'intermédiaire d'un filtre extérieur au circuit intégré et connecté entre plusieurs bornes de celui-ci. Par ailleurs une autre borne de ce circuit permet de recevoir un signal
15 extérieur de commande qui sert à commuter d'une part le gain de la boucle de phase et d'autre part une résistance faisant partie du filtre.

Cette modification du gain et du filtre permet d'adapter les réactions du circuit d'une part à la réception des émissions de télédiffusion dites TDF et d'autre part à la réception des émissions enregistrées sur un magné-
20 toscope. On sait en effet que si les normes de ces émissions sont les mêmes, les fluctuations des paramètres caractéristiques de ces émissions à l'intérieur des tolérances sont différentes.

Pour les émissions de télédiffusion la stabilité de la fréquence ligne est relativement grande et les fluctuations de cette fréquence sont d'amplitude
25 faible et de fréquence basse. Par contre le niveau du signal reçu sur le téléviseur peut être très faible et dans ce cas le signal vidéo et donc les impulsions de synchronisation seront bruitées.

Pour les émissions reçues d'un magnétoscope le bruit est toujours relativement faible même si les bandes proviennent d'une duplication qui a
30 tendance à détériorer le rapport signal/bruit. Par contre les variations de la fréquence ligne sont plus importantes et situées à des vitesses plus élevées

car elles dépendent en grande partie des instabilités de la mécanique de lecture. D'autre part la plupart des magnétoscopes comportent deux têtes de lecture dont la commutation s'effectue pendant le retour trame. On constate alors un saut de phase au moment de cette commutation dû à la
 5 différence entre la longueur parcourue par la tête de lecture et la longueur de la piste enregistrée.

Pour recevoir ces deux types d'émission dans les meilleures conditions, l'invention propose un circuit de synchronisation ligne pour téléviseur, du type comprenant un oscillateur à boucle de phase synchronisé à partir d'un
 10 signal vidéo provenant d'une émission de télédiffusion ou d'un magnétoscope, cette boucle de phase comprenant un amplificateur à gain commutable et un filtre commutable pour ajuster la courbe de réponse de la boucle de phase selon la provenance du signal vidéo, principalement caractérisé en ce qu'il comprend des moyens permettant lorsque le signal vidéo provient d'un
 15 magnétoscope de commuter le gain de l'amplificateur et/ou le filtre en outre pendant le retour trame pour compenser le saut de phase éventuel des impulsions de synchronisation provoqué par le mécanisme du magnétoscope, en admettant une plus grande sensibilité au bruit.

D'autres particularités et avantages de l'invention apparaîtront clairement dans la description suivante présentée à titre d'exemple non
 20 limitatif et faite en regard des figures annexées suivantes :

- la figure 1, qui représente un ensemble de courbes de réponse d'un circuit de synchronisation ligne ;
- la figure 2, qui représente le schéma d'un circuit de synchronisation
 25 ligne de type connu ;
- la figure 3, qui représente le schéma d'un circuit de synchronisation selon l'invention.

En appelant φ_i la phase des impulsions de synchronisation contenues dans le signal vidéo et φ_s la phase des impulsions en sortie du circuit
 30 TBA 920, on peut étudier le comportement de ce circuit en traçant les courbes ayant en ordonnée le rapport $\frac{\varphi_i - \varphi_s}{\varphi_i}$, et en abscisse la fréquence f_m de modulation parasite des impulsions de synchronisation ligne.

Dans ces conditions, on a cherché quel était le meilleur compromis entre d'une part la sensibilité au bruit qui entraîne l'apparition de déchirements sur l'écran, et d'autre part l'effet dit de drapeau produit par une
 35 intégration trop forte pour éliminer ce bruit. Ceci a amené à deux gabarits

représentés sur la figure 1. L'un de ces gabarits, G_1 , correspond au mode télédiffusion. L'autre, G_2 , correspond au mode magnétoscope. Dans chacun de ces deux modes, si la courbe de réponse de la boucle de phase se trouve en dessous du gabarit, l'influence du bruit l'emporte, et si elle se trouve au-

5 dessus on a l'apparition d'un signal en drapeau. Le gabarit correspond à la limite tolérable pour le signal en drapeau et il est souhaitable que la courbe de réponse de la boucle de phase se trouve entièrement en-dessous du gabarit correspondant au mode d'exploitation. Cette condition étant réalisée, on cherchera par ailleurs à minimiser le bruit.

10 Il n'est pas pensable de situer dans les deux cas la courbe de réponse en-dessous de G_2 , parce que dans bien des cas le signal reçu en mode télédiffusion serait trop faible et donc l'influence du bruit trop grande.

C'est pour cette raison que l'on utilise la commutation mentionnée plus haut qui permet d'obtenir respectivement les deux courbes A_1 et A_2 de la

15 figure 1. On constate dans ces conditions que si la courbe A_1 est correctement située pour le mode télédiffusion, la courbe A_2 entraîne un risque important d'effet de drapeau en mode magnétoscope.

Le circuit intégré TBA 920 de la figure 2, représenté d'une manière très simplifiée et limitée aux éléments nécessaires pour la compréhension de

20 l'invention, reçoit sur sa borne 8 les signaux vidéo V, et sur sa borne 5 les impulsions de retour ligne RL en provenance du transformateur de sortie de l'étage de déviation horizontale.

Il émet par sa borne 2 les impulsions de commande IL de cet étage de sortie ligne.

25 Les circuits internes du TBA 920 comprennent un générateur de courant d'erreur EA comprenant un comparateur de phase suivi d'un amplificateur à gain commutable. La sortie de ce générateur de courant d'erreur est réunie à la borne 12.

On trouve par ailleurs un oscillateur commandé en courant dont

30 l'entrée de commande est réunie à la borne 15. Le comparateur de phase de EA reçoit le signal de cet oscillateur et les impulsions de synchronisations lignes extraites du signal V.

En réunissant la borne 12 à la borne 15 par l'intermédiaire d'un filtre destiné à obtenir une réponse correcte on commande l'oscillateur par le

35 courant d'erreur, ce qui ferme la boucle de phase.

Ce filtre est dans cet exemple constitué d'une résistance R_3 réunissant directement les bornes 12 et 15, et d'un condensateur C_1 en série par l'intermédiaire de la borne 11 avec un jeu de résistances R_1 et R_2 internes au TBA 920. Ce condensateur C_1 en série avec ces résistances réunit la
5 borne 12 à la masse.

La résistance R_2 est toujours connectée entre le condensateur C_1 et la masse, et la résistance R_1 vient shunter la résistance R_2 selon qu'un commutateur S est ouvert ou fermé. Ce commutateur S est bien entendu réalisé avec des circuits électroniques bien qu'il soit représenté sous la
10 forme d'un interrupteur mécanique. Pour commander cet interrupteur S on met la borne 10 du circuit TBA 920 soit à la masse soit à un potentiel haut de l'ordre de 12 volts. Lorsque la borne 10 est à la masse l'interrupteur est fermé et il est ouvert dans l'autre cas.

De plus le signal sur la borne 10 permet de commuter le gain du
15 générateur de courant d'erreur entre deux valeurs déterminées.

Lorsque S est ouvert le gain est de 120 000 et la résistance R_2 a une valeur de 2,2 Kohms.

Lorsque S est fermé le gain est de 50 000 et la résistance R_1 a une valeur de 100 ohms ; c'est-à-dire que la résistance équivalente à R_1 et R_2 en
20 parallèle est très sensiblement égale à 100 ohms.

Pour commander l'interrupteur S on part d'une tension délivrée par le magnétoscope lorsqu'il est en fonctionnement ou par l'ensemble de commande de téléviseur et qui est appliquée en un point A_3 . Cette tension fait fonctionner un circuit banal composé de deux résistances, d'un transistor
25 et d'un condensateur, et qui permet de mettre le point 10 à la masse lorsque la tension est présente au point A_3 .

En prenant pour C_1 une valeur de 25 microfarads et pour R_3 une valeur de 33 kilohms, on obtient les deux courbes de réponse A_1 et A_2 de la figure 1 selon que l'on est en mode télédiffusion ou magnétoscope.

30 Le saut de phase lors de la commutation entre les deux têtes de lecture du magnétoscope pendant le retour trame peut amener un effet de drapeau extrêmement désagréable dans le haut de l'image avec la courbe de réponse A_2 , mais celle-ci correspond au meilleur compromis actuel entre l'effet de drapeau et d'effet de déchirement et on ne peut la ramener en
35 dessous du gabarit G_2 .

Selon l'invention on introduit une commutation supplémentaire qui permet d'obtenir une courbe de réponse entièrement en dessous du gabarit G_2 , et donc très sensible au bruit, uniquement pendant le retour trame lorsque le signal vidéo n'est pas visible sur l'écran. Pendant l'aller du balayage par contre, on utilise une courbe de réponse qui se trouve en dessus du gabarit G_2 sur sa plus grande partie.

Pour obtenir cette commutation et cette courbe supplémentaire, on utilise le schéma de la figure 3. Dans ce schéma la sortie 12 du TBA 920 est reliée à son entrée 15 par une résistance R_4 . Cette sortie 12 est également reliée à la masse par un condensateur C_2 en série avec un condensateur C_3 puis une résistance R_3 . Le point commun aux condensateurs C_2 et C_3 est relié au collecteur d'un transistor T_1 . L'émetteur de ce transistor T_1 est relié à la borne 11 par une résistance R_6 . La base du transistor T_1 est reliée à une source de tension positive, 12 volts par exemple, par l'intermédiaire d'une résistance R_7 . La base du transistor T_1 est également reliée à une entrée A_4 sur laquelle on reçoit un signal de commande qui est une mise à la masse en mode magnétoscope et un interrupteur ouvert en mode TDF.

Par ailleurs, le circuit de commande connecté à la borne 10 comprend un transistor T_2 dont le collecteur est relié à la borne 10 et l'émetteur à la masse, et dont la base reçoit un signal de commande par l'intermédiaire d'une résistance R_{10} à partir d'une entrée B. Cette borne 10 est également reliée à la masse par l'intermédiaire de deux résistances R_8 et R_9 en série. La résistance R_8 est shuntée par une diode D et la résistance R_9 est shuntée par un condensateur C_4 . On applique à l'entrée B les signaux d'effacement en provenance du balayage vertical et qui sont caractérisés par des impulsions positives d'une durée de 1,2 milliseconde avec une période de répétition de 20 millisecondes. Entre ces impulsions le point B est relié à la masse.

Ainsi en mode TDF, le générateur de courant constitué par R_7 et la tension appliquée à son extrémité rend le transistor T_1 passant. Pendant l'aller du balayage le transistor T_2 est bloqué puisque sa base est ramenée au potentiel de la masse par l'intermédiaire de la résistance R_{10} . L'interrupteur S est donc fermé et l'amplificateur EA a un gain de 50 000. Dans ces conditions avec comme valeurs des éléments : $R_4 = 15$ kiloohms, $C_2 = 47$ microfarads, $C_3 = 0,22$ microfarads, $R_5 = 1,3$ kiloohms, $R_6 = 100$ ohms, le filtre connecté entre les bornes 12 et 15 se réduit essentiellement aux résistances R_1 , R_4 et R_6 et au condensateur C_2 , puisque

le transistor T_1 est saturé et que l'impédance du condensateur C_3 est très importante devant celles du condensateur C_2 et de la résistance R_1 .

On retrouve dans ces conditions une courbe de réponse N_1 très sensiblement équivalente à la courbe de réponse A_1 et qui est tout à fait
 5 correcte pour l'utilisation dans ce mode TDF. Pendant le retour trame le transistor T_2 se sature et cela change la forme de la courbe de réponse mais cela n'intervient pas puisque c'est dans une partie non visible de l'image et qu'il n'y a pas d'écart de phase particulier à rattraper pendant ce retour trame. On n'a donc pas représenté la courbe de réponse correspondant pour
 10 ne pas surcharger l'explication.

En mode magnétoscopé, le point A_4 étant mis à la masse le transistor T_1 est ouvert, et le filtre connecté entre les points 12 et 15 consiste essentiellement dans la résistance R_4 , le condensateur C_3 , et la résistance R_5 puisque l'impédance du condensateur C_2 est négligeable devant
 15 l'impédance du condensateur C_3 . Les résistances R_1 , R_2 et R_6 n'interviennent donc plus.

L'influence du signal sur l'entrée B se résume donc uniquement à une commutation du gain du générateur de courant EA. Durant l'aller du balayage, on obtient la courbe de réponse N_2 sur la figure 1 dont on constate
 20 qu'elle se rapproche plus du gabarit G_2 que la courbe A_2 mais qu'elle présente quand même toujours un risque de flottement en réponse au rattrapage des sauts de phase.

Pendant le retour de balayage, la commutation du gain provoque une simple translation de la courbe N_2 qui devient la courbe N_3 dont on voit
 25 qu'elle est entièrement située en dessous du gabarit G_2 . Dans ces conditions le rattrapage du saut de phase dû à la commutation des têtes est tout à fait correct pendant le retour de balayage mais l'influence du bruit peut être trop importante. Cette influence de bruit est dans ce cas sans importance puisque le retour de balayage n'est pas visible sur l'écran du téléviseur.
 30 Lorsque l'image recommence à devenir visible on se retrouve de nouveau sur la courbe N_2 avec un rattrapage complet du saut de phase, une disparition donc du flottement en début d'image, et une influence négligeable du bruit.

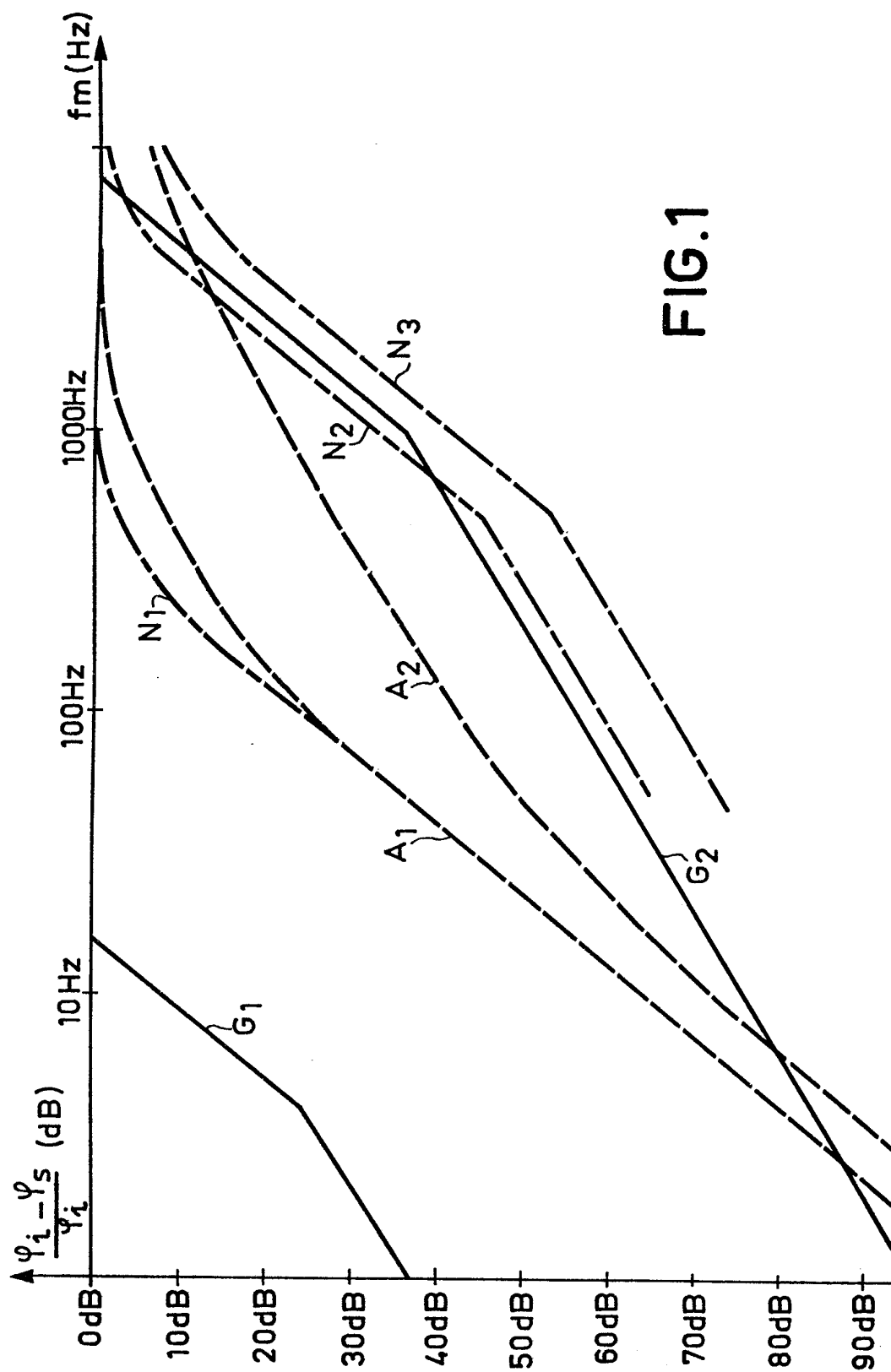
Dans une réalisation particulière du circuit permettant de commander le point 10 à partir de l'entrée B, on a pris comme valeurs :
 35 $R_8 = 33$ kiloohms, $R_9 = 100$ kiloohms, $R_{10} = 56$ kiloohms, et
 $C_4 = 0,22$ microfarads. La diode D permet de ne pas décharger le

condensateur C_4 lorsque le transistor T_2 est saturé. Ainsi dès que ce transistor se rebloque, le potentiel à la borne 10 remonte à la valeur de charge du condensateur, lequel ne se décharge que très légèrement par la résistance R_9 .

REVENDEICATIONS

1. Circuit de synchronisation ligne pour téléviseur, du type comprenant un oscillateur à boucle de phase synchronisé à partir d'un signal vidéo provenant d'une émission de télédiffusion ou d'un magnétoscope, cette boucle de phase comprenant un amplificateur (EA) à gain commutable et un
5 filtre ($R_1 - R_6, C_2, C_3$) commutable pour ajuster la courbe de réponse de la boucle de phase selon la provenance du signal vidéo, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens (T_2) permettant lorsque le signal vidéo provient d'un magnétoscope de commuter le gain de l'amplificateur et/ou le filtre en outre pendant le retour trame pour compenser le saut de phase éventuel des
10 impulsions de synchronisation provoqué par le mécanisme du magnétoscope, en admettant une plus grande sensibilité au bruit.
2. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que le filtre est commutable entre une première (R_1, R_2, R_4, R_6, C_2) et une deuxième (R_4, R_5, C_3) configurations selon que le signal vidéo provient d'une émission de
15 télédiffusion ou d'un magnétoscope, et que le gain de l'amplificateur est commutable entre une première et une deuxième valeur lors du retour trame.
3. Circuit selon la revendication 2, caractérisé en ce qu'une partie du filtre est formée d'éléments discrets reliés à un circuit intégré comprenant
20 les autres organes de la boucle de phase ; ces éléments discrets comprenant au moins un commutateur permettant de modifier la configuration du filtre, et le circuit intégré étant muni d'une borne de commande du gain de l'amplificateur reliée à un circuit de commutation permettant de commuter ce gain pendant le retour trame.
- 25 4. Téléviseur, caractérisé en ce qu'il comprend un circuit de synchronisation ligne selon l'une quelconque des revendications 1 à 3.

1/2



2/2

FIG. 2

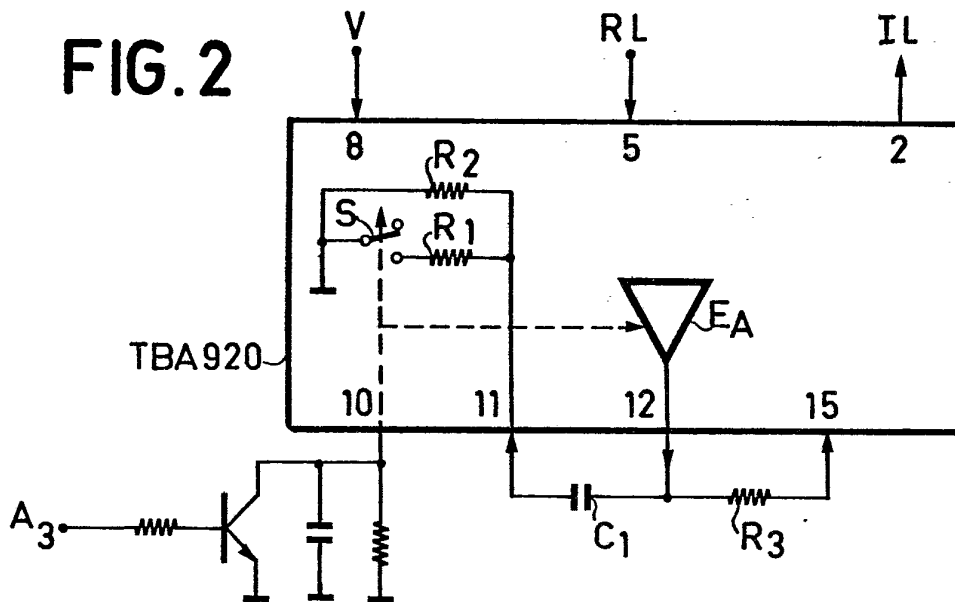


FIG. 3

