

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
—  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
—  
PARIS  
—

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

**2 499 341**

A1

**DEMANDE  
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

**N° 82 01102**

---

(54) Circuit son d'un récepteur de télévision.

(51) Classification internationale (Int. Cl. <sup>3</sup>). H 04 N 5/60.

(22) Date de dépôt..... 25 janvier 1982.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée : Japon, 30 janvier 1981, n° 12564/1981.

(41) Date de la mise à la disposition du  
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 31 du 6-8-1982.

---

(71) Déposant : Société dite : SONY CORPORATION, résidant au Japon.

(72) Invention de : Yoshihiro Yamamoto, Masayuki Hongu, Shigeru Ohmuro et Hiromi Kawakami.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Cabinet Bert, de Keravenant et Herrburger,  
115, bd Haussmann, 75008 Paris.

La présente invention concerne un circuit son d'un récepteur de télévision améliorant la qualité du son émis par le récepteur.

Comme l'émission son, multiplexée, se développe dans le domaine de la télévision, il convient de s'intéresser à la qualité du son du récepteur bien que cette qualité ait été plus ou moins négligée actuellement.

Les circuits de réception et de démodulation de la partie son d'un signal de télévision sont actuellement des circuits de réception à démodulation par battements et à porteuse divisée.

Ces systèmes seront décrits ci-après.

La figure 1 est un schéma-bloc d'un système de démodulation par battements dans lequel le signal reçu par l'antenne 1 est appliqué à un dispositif d'accord 2 qui fournit un signal de fréquence intermédiaire IF contenant une composante de porteuse vidéo d'une fréquence égale à  $f_p = 58,75$  MHz et une composante de porteuse son d'une fréquence  $f_s = 54,25$  MHz. Ce signal IF est appliqué à un amplificateur vidéo de fréquence intermédiaire 3 ainsi qu'à un filtre 4 pour extraire seulement les deux composantes de porteuse formant le signal de sortie qui est appliqué par l'amplificateur 5 à un détecteur son 6. Le détecteur son 6 donne un signal son à modulation de fréquence FM comme signal de battement de 4,5 MHz ; cette fréquence correspond à la différence entre celle de la porteuse vidéo et celle de la porteuse son ; ce signal est appliqué à un discriminateur de fréquence 7 qui assure la démodulation de fréquence et donne un signal de sortie à un décodeur de signal son multiplexé 8. Le décodeur 8 donne des signaux son, mono normaux,  $S_A$ ,  $S_B$  lorsque le son de télévision, émis n'est pas un son multiplexé ; lorsque le son de télévision, émis, est un son multiplexé tel qu'un son stéréo, le décodeur 8 fournit un signal son de canal gauche (signal son correspondant à une langue) comme signal de sortie  $S_A$  et un signal son de canal droit (signal son d'une autre langue) comme signal de sortie  $S_B$ . Une partie du signal fourni par le détecteur son 6 est appliquée en retour à l'amplificateur 5 pour assurer la commande automatique de gain (commande CAG).

La figure 2 est un schéma-bloc d'un circuit de démodulation de son à porteuse divisée ; dans ce circuit, le signal

de sortie du dispositif d'accord peut être appliqué à un filtre 9 à onde acoustique de surface ayant une caractéristique passe-bande tel qu'il donne seulement la composante de la porteuse son d'une fréquence  $f_s = 54,25$  MHz. Cette composante de la porteuse son est appliquée par l'amplificateur 10 au mélangeur 11. Un oscillateur local 12 fournit un signal oscillant d'une fréquence de 64,95 MHz au mélangeur 11 pour permettre le multiplexage des deux signaux. Le mélangeur 11 donne ainsi un signal dont la fréquence est égale à 10,7 MHz ; cette fréquence correspond à la différence de la fréquence de la composante de la porteuse son et de la fréquence du signal oscillant. Ce signal est fourni par l'intermédiaire d'un filtre en céramique 13 à un discriminateur de fréquence 14 qui assure la démodulation ; la sortie du discriminateur de fréquence 14 est appliquée au 15 décodeur de signal son multiplexé 8 qui donne les signaux de sortie  $S_A$ ,  $S_B$  analogues à ceux du circuit de la figure 1.

Le signal de sortie du discriminateur de fréquence 14 est appliqué à l'oscillateur local 12 pour former une boucle de commande automatique de fréquence (commande CAF) pour régler la 20 fréquence de fonctionnement de l'oscillateur local 12.

Comme le système de démodulation par battements décrit ci-dessus est un système utilisant une composante de fréquence égale à 4,5 MHz correspondant à la différence entre la composante de la porteuse vidéo et la composante de la porteuse son, 25 ce système présente l'inconvénient inhérent que la composante de la porteuse vidéo risque de se mélanger au canal son et créer ainsi un bruit de ronflement.

Dans l'émission son mono sans multiplexage, comme la composante de la bande supérieure chute dans une certaine mesure 30 en général dans un circuit de désaccentuation d'un détecteur de signal son FM, le bruit de ronflement n'est pas perçu de façon très distincte. Toutefois dans le cas d'une émission de son multiplexée, pour le signal du sous canal, la qualité du son de télévision est très influencée par le bruit d'interférence 35 de ronflement, puisqu'il faut extraire le signal du sous canal dans l'étage qui précède le circuit de désaccentuation.

Au contraire dans le système à démodulation de son à porteuse divisée, la composante de la porteuse son et la composante de la porteuse vidéo sont séparées indépendamment l'une 40 de l'autre et sont traitées de façon que la composante de la

porteuse son ne soit jamais influencée par la composante de signal vidéo, ce qui permet d'obtenir un signal son de bonne qualité.

Comme dans le système à démodulation son à porteuse divisée, la porteuse son est traitée indépendamment de la porteuse vidéo, lorsque la fréquence d'oscillation locale se décale et que la commande CAF se débloque lorsqu'on prérégule le canal par le préréglage du dispositif d'accord ou pour assurer un accord fin, il se produit de façon artificielle que le son de télévision disparaît alors que l'image apparaît toujours sur l'écran du récepteur. Ce phénomène peut ne pas être perceptible pour le spectateur en général si le récepteur de télévision est constitué seulement d'un dispositif de contrôle sans partie de reproduction de son et si le décodeur de démodulation du signal son, multiplexé est réalisé de façon séparée. Toutefois dans le cas où à la fois le récepteur de télévision et le décodeur de démodulation sont regroupés, lorsque l'image est reproduite sans son, le spectateur ne peut comprendre cette situation ; un tel récepteur est gênant en pratique et son utilisation est complexe.

Au contraire dans le cas d'un système à démodulation de son par battements, comme on utilise la différence entre la fréquence de la porteuse vidéo et la fréquence de la porteuse son, il n'arrive jamais que l'image et le son du récepteur de télévision ne soient pas synchronisés l'un sur l'autre.

Dans le cas d'une réception dans la bande VHF, comme il n'y a pas de bruit de bourdonnement ou de battement dans le système de démodulation son à porteuse divisée, on peut démontrer les possibilités satisfaisantes sur le plan de l'amélioration de la qualité du son. Toutefois dans le cas de la réception de la bande UHF, il a été prouvé que l'amélioration de la qualité du son ne peut toujours se réaliser à l'aide du système de démodulation son à porteuse divisée et souvent cette qualité est inférieure à celle du système de démodulation son par battements.

En d'autres termes, au Japon, la fréquence de l'oscillateur local du dispositif d'accord est fixée à un niveau qui dépasse de 58,75 MHz celle du signal reçu. Si le niveau du signal reçu c'est-à-dire le niveau du signal d'entrée est faible, l'oscillateur local peut osciller de façon stable à une

fréquence d'oscillation locale prédéterminée. Si le niveau du signal d'entrée augmente, une onde parasite est combinée à un élément qui détermine la fréquence tel que le condensateur variable de l'oscillateur local, de sorte que la fréquence  
5 d'oscillation locale est forcée de fluctuer sous l'effet de la porteuse vidéo c'est-à-dire que l'oscillateur local est en quelque sorte enclenché.

La commande CAG est appliquée au dispositif d'accord de façon que cette commande fixe un rapport S/N (son/bruit) de  
10 l'image par rapport à la plage VHF ou à la plage UHF au moment où le niveau du signal d'entrée est égal ou supérieur à 65 dB $\mu$ .

Dans le cas de la plage VHF, l'enclenchement de l'oscillateur local est supprimé par cette commande CAG qui la rend négligeable.

15 Par contre dans le cas de la plage UHF, comme la fréquence est élevée, la sensibilité de l'élément qui détermine la fréquence tel que le condensateur variable de l'oscillateur local est quatre fois supérieure à celle utilisée pour la plage VHF. C'est pourquoi dans le cas de la plage UHF, l'enclenche-  
20 ment décrit ci-dessus risque d'être produit par un niveau de signal d'entrée de l'ordre de 50 à 60 dB $\mu$  que l'on ne peut commander par la commande CAG, si bien que la fréquence d'oscillation locale est obligée de changer suivant le niveau du signal d'entrée. Dans le cas d'un récepteur de télévision, comme le  
25 signal d'entrée est un signal à modulation d'amplitude AM, la fréquence d'oscillation locale est susceptible de fluctuer en fonction de la porteuse vidéo.

Dans le système de démodulation son à porteuse divisée, comme la fluctuation de la fréquence d'oscillation locale entraîne la séparation du signal son, fluctuant et cette fluctua-  
30 tion correspond au bruit de bourdonnement.

Le degré de détérioration de la qualité du son par le bruit de bourdonnement augmente rapidement dans la partie dans laquelle la commande CAG n'agit pas dans la plage UHF. Après la  
35 détection du bruit de bourdonnement, et si le niveau du signal d'entrée augmente en outre d'environ 5 dB, la qualité du son est beaucoup plus détériorée que celle du système à démodulation son par battements.

Pour éviter que ce phénomène ne se produise, il faut  
40 que la commande CAG du dispositif d'accord pour la plage UHF

soit plus efficace lorsque le niveau du signal d'entrée est toujours de 50 à 60 dB $\mu$ . Dans ces conditions, le rapport signal/bruit (S/N) de l'image sera détérioré et ne sera plus utilisable en pratique. Pour remédier à cette situation, bien qu'un amplificateur-tampon soit prévu entre l'oscillateur local du dispositif d'accord UHF et le mélangeur, il est relativement difficile de réaliser un amplificateur-tampon permettant de couvrir toute la plage UHF à cause du coût de la fabrication et de la conception.

10 Bien qu'il s'agisse d'un problème se situant du côté de l'émission, lorsque la modulation d'amplitude est transformée en modulation d'impulsion du côté de l'émission, comme la porteuse vidéo ainsi que la porteuse son, sont modulées en phase pour une émission à relais multiples par satellite, dans le  
15 système à démodulation par battements, la modulation de phase est supprimée, si bien qu'il n'y a pas de bruit de bourdonnement. Par contre dans le système de démodulation son à porteuse divisée, comme la composante de la porteuse son, modulée en phase est séparée et est fournie telle quelle, on ne peut supprimer  
20 la modulation de phase, si bien qu'il y a un bruit de bourdonnement.

Comme indiqué, le système à démodulation son, à porteuse divisée ne permet pas d'améliorer la qualité du son de télévision, et présente de multiples inconvénients.

25 Pour cette raison, dans le cas d'un récepteur de télévision à décodeur de signal son multiplexé, on a proposé une partie son tenant compte en premier lieu des possibilités d'utilisation pratiques du spectateur, assurant une bonne qualité du son et permettant d'avoir toujours moins de bruit de bourdonnement. Selon la figure 3, on décrira un tel récepteur de télévision.  
30

La partie son de ce récepteur de télévision comporte un circuit de démodulation son par battements et par division de porteuse ; ce circuit choisit les deux signaux de sortie  
35 démodulés.

Le circuit de démodulation son par battements sera décrit d'abord. Le signal de sortie du dispositif d'accord 2 est appliqué à l'amplificateur vidéo de fréquence intermédiaire 3. Le signal de sortie de cet amplificateur 3 est fourni à un  
40 détecteur vidéo (non représenté) ainsi qu'à un démodulateur son 6.

Le signal son démodulé en fréquence fourni par le démodulateur 6 est appliqué à un discriminateur de fréquence 7 pour assurer la démodulation de fréquence ; le signal de sortie du discriminateur 7 est fourni à un circuit de commutation 16.

5 Le circuit de démodulation son à porteuse divisée sera décrit ci-après. Le signal de sortie du dispositif d'accord 2 est appliqué à un filtre acoustique de surface 9 qui donne seulement la composante de la porteuse son ; cette composante est appliquée à un convertisseur de fréquence 15 qui transforme  
10 ce signal et donne un signal de porteuse son d'une fréquence de 10,7 MHz. Le signal de sortie du convertisseur de fréquence 15 est appliqué à un discriminateur de fréquence 14 qui en assure la démodulation. Le signal démodulé est fourni par le discriminateur 14 ou le circuit de commutation 16 pour commuter sélectivement  
15 le signal de sortie du discriminateur de fréquence 7 et le fournir au décodeur de signal son multiplexé 8.

La description ci-après concerne le circuit de commande pour commander la commutation du circuit de commutation de signal 16. Le signal de sortie du discriminateur de fréquence  
20 14 est appliqué à un filtre passe-bas 17 qui donne un signal de sortie en forme de S (figure 4) appliqué à un comparateur 18.

Si la réception n'est pas bonne et si la fréquence de l'oscillateur local (non représenté) qui fait partie du dispositif d'accord 2 est modifiée par exemple de  $\pm 250$  KHz ou plus  
25 par réglage fin au niveau du dispositif d'accord 2, le comparateur 18 donne par exemple une sortie de détection "1" qui est fournie au circuit de commutation de signal 16 comme signal de commande par l'intermédiaire de la porte OU 19 ; le circuit de commutation de signal 16 commute ainsi pour fournir le signal de sortie  
30 démodulé du discriminateur de fréquence 7 du circuit de démodulation son par battements, au décodeur 8 du signal son multiplexé.

Lorsque la réception est satisfaisante et que le comparateur 18 ne fournit pas d'état de détection "1", le circuit de commutation de signal 16 est commuté de façon que la sortie  
35 démodulée fournie par le discriminateur de fréquence 14 du démodulateur son, à porteuse divisée, soit fournie au décodeur de signal son multiplexé 8.

Ainsi comme le comparateur 18 ne fournit pas de signal de sortie de détection d'état "1" dans des conditions de réception  
40 normalement bonnes, le signal de sortie démodulé par le

démodulateur son à porteuse divisée est fourni au décodeur de signal son, multiplexé 8 qui donne un son de télévision de bonne qualité sans bruit de bourdonnement.

Si l'erreur de fréquence de l'oscillateur local du  
 5 dispositif d'accord 2 atteint une valeur prédéterminée ou la dépasse, au cours de l'accord fin ou analogue au niveau du dispositif d'accord 2, le comparateur 18 donne un signal de sortie de détection 1, si bien que le signal de sortie démodulé par le démodulateur à battements est fourni au décodeur de signal  
 10 son multiplexé 8. En conséquence, il n'y a jamais de perte de son pendant la reproduction de l'image sur l'écran.

De même si le circuit de commutation de signal 16 est passant lorsque le récepteur de télévision comporte par exemple un commutateur à commutation forcée (non représenté)  
 15 pour faire passer le démodulateur son à porteuse divisée sur le démodulateur son à battements, pour une réception dans la bande UHF, si le bruit de bourdonnement est perceptible dans le son reproduit, on applique par la borne 20 un signal de commande de commutation forcée pour la démodulation par battements, signal  
 20 qui correspond au signal de sortie de détection d'état "1" que fournit le comparateur 18 ; ce signal est appliqué au circuit de commutation 16 par l'intermédiaire du circuit OU 19, si bien que le circuit de démodulation son à porteuse divisée est commuté de force sur le circuit de démodulation son par battements.  
 25 C'est pourquoi, on remédie à l'inconvénient d'un circuit ne comportant qu'une partie de démodulation son à porteuse divisée.

Toutefois dans la partie son du récepteur de télévision, décrit ci-dessus à propos de la figure 3, on pose le problème suivant : étant donné la caractéristique du discriminateur de fréquence 14, la tension de sortie E du filtre passe-bas  
 30 17 correspond à une forme de S (figure 4) suivant le changement de fréquence f du signal d'entrée. Comme représenté à la figure 4, la lettre f représente la fréquence d'accord du discriminateur de fréquence 14 ; lorsque l'on a  $f = f_0$ ,  $E = 0$ . Si f satisfait  
 35 aux conditions suivantes  $f_1 \leq f \leq f_2$ , E et f sont liés par une fonction linéaire ; pour  $f < f_1$  et  $f > f_2$ , on a  $E = 0$ .

Dans ce cas lorsque f est égal respectivement à  $f_1$  et à  $f_2$ , la tension de sortie E est égale à  $E_1$  et  $E_2$ .

De même  $f_1'$  et  $f_2'$  sont respectivement choisis de  
 40 façon à satisfaire aux relations  $f_1 < f_1' < f_0$ ,  $f_0 < f_2' < f_2$  et



$f_2' - f_0 = f_0 - f_1'$ . La tension  $E$  est à ce moment telle que :  
 $E = E_1'$  et  $E = E_2'$ . De plus, on fixe la fréquence d'accord  $f$   
à  $f = f_2'$  et  $f = f_1'$  lorsque la fréquence de l'oscillateur local  
du dispositif d'accord 2 dévie de  $\pm 250$  kHz.

- 5 Dans le comparateur 18, on prépare les tensions de  
référence  $E_1'$  et  $E_2'$ . Lorsque  $E$  satisfait à la condition  
 $E_1' \leq E \leq E_2'$  c'est-à-dire lorsque  $f$  reste dans la plage définie  
par la double inégalité suivante  $f_1' \leq f \leq f_2'$  (lettre a, figure  
4), le signal de détection passe au niveau "0" comme indiqué  
10 ci-dessus, si bien que le circuit de commutation de signal 16  
commute pour transmettre le signal de sortie de démodulation du  
démodulateur son à porteuse divisée à destination du décodeur  
son multiplexé 8.

- De même lorsque  $E$  satisfait à l'une des conditions  
15  $E < E_1'$  et  $E > E_2'$ , en d'autres termes, si  $f$  satisfait à l'une  
des relations suivantes  $f > f_2'$  et  $f < f_1'$  (lettre b, figure 4),  
le signal de détection passe à l'état "1" ; ce signal commute  
le circuit de commutation 16 pour qu'il fournisse le signal de  
sortie de démodulation du démodulateur son à battements au déco-  
20 deur de signal son multiplexé 8.

- Toutefois lorsque la fréquence de l'oscillateur local  
du dispositif d'accord 2 change de façon importante, si bien  
que la fréquence  $f$  du signal d'entrée appliqué au discriminateur  
de fréquence 14 satisfait à l'une des relations suivantes  
25  $f > f_2$  et  $f < f_1$ , la tension s'annule  $E = 0$ . De la même manière,  
on a une tension nulle  $E = 0$  pour  $f = f_0$ . Ainsi, le signal de  
détection passe à l'état "0" et non à l'état "1", ce qui entraîne  
une erreur de fonctionnement du signal de sortie démodulé fourni  
par le démodulateur son à porteuse divisée, qui est appliqué  
30 au décodeur son multiplexé 8.

La présente invention a pour but de créer un circuit  
son de récepteur de télévision remédiant aux inconvénients du  
récepteur de la figure 3 et améliorant la qualité du son.

- A cet effet, l'invention concerne un circuit son d'un  
35 récepteur de télévision dont la borne d'entrée reçoit un signal  
son de télévision, un dispositif d'accord avec un oscillateur  
local, réalisé à la borne d'entrée, un circuit de démodulation  
son, à battements, relié au dispositif d'accord, un circuit de  
démodulation son à porteuse divisée, comportant un amplificateur  
40 limiteur, et qui est également relié au dispositif d'accord,

une borne de sortie pour le signal son, un dispositif de commutation pour brancher sélectivement le circuit de démodulation à battements ou le circuit de démodulation à porteuse divisée entre le dispositif d'accord et la sortie son, un détecteur d'erreur relié au dispositif d'accord pour détecter la fréquence d'erreur de l'oscillateur local, un premier dispositif opérationnel, recevant le signal de sortie du détecteur d'erreur et activant le dispositif de commutation pour brancher le démodulateur à porteuse divisée, entre le dispositif d'accord et la sortie son lorsque le signal du détecteur d'erreur est inférieur à un niveau prédéterminé, un détecteur de niveau étant relié à l'amplificateur limiteur du démodulateur à porteuse divisée pour détecter le niveau du signal son à porteuse divisée, ainsi qu'un second dispositif opérationnel recevant le signal de sortie du détecteur de niveau et commandant le commutateur de façon à brancher le démodulateur à battements entre le dispositif d'accord et la borne de sortie son lorsque le signal de sortie du détecteur de niveau est inférieur à un niveau prédéterminé.

La présente invention sera décrite plus en détail à l'aide des dessins annexés, dans lesquels :

- la figure 1 est un schéma-bloc de la partie son d'un récepteur de télévision connu, à démodulation du signal son par un démodulateur son à battements.
- la figure 2 est un schéma-bloc de la partie son d'un récepteur de télévision connu, à démodulation du signal son par un démodulateur à porteuse divisée.
- la figure 3 est un schéma-bloc de la partie son d'un récepteur de télévision connu à démodulation du signal son par la commutation entre le démodulateur à battements et le démodulateur à porteuse divisée.
- la figure 4 représente la caractéristique de fréquence.
- la figure 5 est un schéma-bloc de la partie son d'un récepteur de télévision selon un mode de réalisation de l'invention.
- la figure 6 est un schéma de réalisation pratique d'une partie du mode de réalisation de la figure 5.
- les figures 7A ... 7E sont des caractéristiques de fréquence respectives.

DESCRIPTION D'UN MODE DE REALISATION PREFERENTIEL DE L'INVENTION :

- L'invention concerne la partie son d'un récepteur de télévision comportant un démodulateur son à battements et un démodulateur son à porteuse divisée, un sélecteur pour choisir
- 5 l'un des deux signaux démodulés par les deux démodulateurs ainsi qu'un discriminateur de fréquence pour détecter le décalage ou l'erreur de fréquence de l'oscillateur local du dispositif d'accord pour commander le moyen de sélection par le signal de
- 10 détection ; normalement le circuit choisit le signal fourni par le démodulateur à porteuse divisée ; lorsque l'erreur de la fréquence de l'oscillateur local dépasse une valeur prédéterminée, le circuit choisit le signal de sortie du démodulateur à battements ; selon l'invention, le circuit comporte un détecteur
- 15 de niveau qui détecte le niveau du signal de la porteuse son fourni par l'amplificateur limiteur et commande le moyen de commutation à l'aide du signal de détection de façon que lorsque le niveau détecté est inférieur à une valeur prédéterminée, le circuit choisit le signal de démodulation du démodulateur à battements.
- 20 Le détail de la partie son d'un récepteur de télévision selon l'invention sera décrit ci-après à l'aide de la figure 5 ; dans cette description, les éléments correspondant à ceux des schémas des figures 1 à 3 portent les mêmes références et leur description ne sera pas reprise.
- 25 Dans le mode de réalisation de la figure 5, le signal de sortie du dispositif d'accord 2 est fourni par un filtre acoustique de surface 21 à caractéristique de sélection de fréquence intermédiaire vidéo, à un amplificateur 22 dont la sortie est reliée par l'intermédiaire d'un circuit bouchon 23 à un
- 30 détecteur vidéo 24 qui donne une sortie vidéo. Le signal fourni par l'amplificateur 22 est également appliqué à un circuit d'accord fin automatique (circuit AFA) qui détecte l'erreur de fréquence de la porteuse vidéo IF (fréquence intermédiaire) pour commander la fréquence d'oscillation locale du dispositif
- 35 d'accord 2 en réalisant l'accord fin, automatique.
- Selon la figure 5, la référence 26 concerne globalement le démodulateur son à porteuse divisée ; le signal de sortie du
- 40 dispositif d'accord 2 est appliqué au filtre acoustique de surface 9 qui fournit une composante de porteuse son d'une fréquence égale à 54,25 MHz ; cette composante est appliquée par l'inter-

médiaire de l'amplificateur 10 à un mélangeur 11.

Par ailleurs, l'oscillateur local du circuit oscillant 12 donne un signal d'oscillation locale d'une fréquence de 64,95 MHz également fourni au mélangeur 11. Le signal de sortie 5 du mélangeur 11 est un signal dont la fréquence est égale à la différence ou à la somme des deux signaux appliqués au mélangeur 11 ; le signal de sortie du mélangeur 11 est appliqué à un filtre en céramique 13 ayant une caractéristique de bande passante qui permet d'extraire la composante de la porteuse son à une 10 fréquence de 10,7 MHz ; cette fréquence correspond à la différence des fréquences des signaux d'entrée. Cette composante de la porteuse son est appliquée par un amplificateur limiteur 27 à trois niveaux, à un discriminateur de fréquence 14 qui assure la démodulation de la fréquence. Le signal de démodulation du 15 discriminateur 14 est fourni au circuit de commutation 16 qui constitue le moyen de sélection. De même, la sortie du discriminateur de fréquence 14 est appliquée à l'oscillateur local 12 par l'intermédiaire du filtre passe-bas 17. Cela permet de commander la fréquence d'oscillation de l'oscillateur 12 et de 20 réaliser la commande automatique de fréquence.

La référence 28 concerne de façon générale le démodulateur son à battements dans lequel le signal fourni par l'amplificateur 22 est appliqué au détecteur de signal de son 6 qui extrait la porteuse son d'une fréquence de 4,5 MHz et la 25 fournit pour la démodulation au discriminateur de fréquence 7. Le signal de sortie, démodulé, est appliqué au circuit de commutation 16 qui est le moyen de sélection.

La description suivante concerne le premier circuit de commande 29a (qui correspond au circuit de commande précédemment décrit à propos de la figure 3) faisant partie du circuit de commande 29, pour commander la commutation du circuit de commutation 16. Le signal de sortie, démodulé, est généré par le discriminateur de fréquence 14 et est appliqué au filtre passe-bas 17 et le signal de sortie en forme de S (voir figure 35 7A) ainsi fourni est appliqué au comparateur 18. Le signal de sortie détecté est fourni comme signal de commande de commutation au circuit de commutation 16 par l'intermédiaire d'un premier circuit à hystérésis 35 et la porte OU 19. Pour la borne 40 s'applique.

La description suivante concerne le second circuit de commande 29b qui fait partie de l'ensemble du circuit de commande 29. Les composantes de la porteuse sont dérivées à la fréquence de 17,7 MHz par exemple du second et du troisième étages de l'amplificateur limiteur 27, à trois étages, sont appliquées respectivement aux détecteurs de niveau 30, 31 dont les sorties de détection respectives (tensions continues) sont fournies par les inverseurs (amplificateurs-inverseurs) 32, 33 à un synthétiseur ou additionneur 34 qui en effectue l'addition. La sortie correspondant à la somme (figure 7C) est fournie au circuit de commutation 16 comme signal de commande de commutation par l'intermédiaire d'un second circuit à hystérésis 36 ou de la porte OU 19.

Un exemple de montage pratique du premier et du second circuits à hystérésis 35, 36 et de l'élément de commutation 16 selon la figure 5 sera décrit ci-après à l'aide de la figure 6.

Dans le premier circuit à hystérésis 35, les références 38 et 39 concernent chacune un déclencheur de Schmitt qui se compose respectivement d'amplificateurs différentiels à transistors  $Q_1$ ,  $Q_2$  et  $Q_3$ ,  $Q_4$  qui sont chacun des transistors de type npn et de type pnp. Les émetteurs de ces transistors sont couplés l'un à l'autre par l'intermédiaire d'un circuit à courant constant 41 qui est commun. La tension de sortie en forme de S, dérivée du filtre passe-bas 17 est appliquée par l'intermédiaire d'une borne d'entrée 40 et des résistances aux bases respectives des transistors  $Q_1$ ,  $Q_3$ . La référence +B s'applique à l'alimentation en tension continue.

Le circuit à courant constant 41 est formé d'un circuit en série comprenant des transistors  $Q_5$  et  $Q_6$  de type npn et de type pnp et une résistance. Les bases respectives des transistors  $Q_5$ ,  $Q_6$  reçoivent respectivement une tension de polarisation importante et faible, de valeurs différentes ; ces tensions de polarisation sont fournies par le circuit de polarisation 42 formé du montage en série des diodes  $D_3$ ,  $D_4$  et d'une résistance. Les bases des transistors  $Q_2$ ,  $Q_4$  reçoivent respectivement les tensions de référence importante et faible, produites par les émetteurs des transistors  $Q_7$ ,  $Q_8$  formant un générateur de tension de référence 43 qui se compose d'un montage en série formé des transistors  $Q_7$ ,  $Q_8$  de type npn. De même, les bases respectives des transistors  $Q_7$ ,  $Q_8$  reçoivent des tensions de

polarisation de valeurs différentes dérivées du circuit de polarisation 44 formé de trois résistances constituant un montage en série.

Les collecteurs des transistors  $Q_1$ ,  $Q_3$  sont reliés aux cathodes et aux anodes des diodes  $D_1$ ,  $D_2$  respectives. Les cathodes et les anodes des diodes  $D_1$ ,  $D_2$  sont couplées aux bases respectives des transistors  $Q_9$  et  $Q_{10}$  de type pnp et de type npn. De plus, le collecteur du transistor  $Q_{10}$  est relié à la base du transistor  $Q_9$ . Le collecteur du transistor  $Q_9$  est relié à une résistance de charge et le signal de sortie dérivé du collecteur du transistor  $Q_9$  est appliqué à la base du transistor  $Q_{16}$  faisant partie du circuit de commutation 16 comme signal de commande de commutation.

Le second circuit à hystérésis 36 sera décrit ci-après. La référence 46 de la figure 6 concerne un déclencheur de Schmitt formé des amplificateurs différentiels à transistors  $Q_{12}$ ,  $Q_{13}$  ; il s'agit de transistors de type npn dont les émetteurs sont reliés à la masse par l'intermédiaire du circuit à courant constant 47.

Le transistor  $Q_{11}$  de type npn reçoit le signal de sortie de l'additionneur 34 appliqué à la borne d'entrée 37 et de là à la base du transistor  $Q_{11}$  ; l'émetteur du transistor  $Q_{11}$  est relié à la masse par l'intermédiaire d'un circuit à courant constant (charge) 45. L'émetteur du transistor  $Q_{11}$  est en outre relié à la base du transistor  $Q_{12}$  par l'intermédiaire d'une résistance.

Une tension de référence dérivée du circuit de tension de référence 48 formé du montage en série de deux résistances est appliquée à la base du transistor  $Q_{13}$ . Le collecteur du transistor  $Q_{12}$  est relié à la cathode de la diode  $D_5$  dont l'anode est reliée à la base d'un transistor  $Q_{14}$  de type pnp. Le collecteur du transistor  $Q_{14}$  est relié à la base du transistor  $Q_{15}$  de type pnp ; l'émetteur du transistor  $Q_{15}$  est relié à la base du transistor  $Q_{16}$  du circuit de commutation 16.

Le circuit de commutation 16 sera décrit ci-après. Ce circuit comporte des amplificateurs différentiels à transistors  $Q_{16}$ ,  $Q_{17}$  formés chacun d'un transistor de type npn dont les émetteurs sont reliés à la masse par l'intermédiaire du circuit à courant constant 50. Les collecteurs des transistors  $Q_{16}$ ,  $Q_{17}$  sont reliés aux émetteurs des transistors  $Q_{18}$ ,  $Q_{19}$  de type npn.

Les anodes des diodes  $D_6$ ,  $D_7$  sont reliées l'une à l'autre ainsi qu'à la source d'alimentation en tension  $+B$  par l'intermédiaire d'une résistance. De plus les cathodes de ces transistors sont reliées respectivement aux collecteurs des transistors  $Q_{16}$ ,  $Q_{17}$ .

- 5 La référence 49 (figure 6) concerne une tension de référence formée d'un montage en série de deux résistances. La tension de référence de ce montage est appliquée à la base du transistor  $Q_{17}$ .

- 10 Le collecteur du transistor  $Q_9$  du circuit à hystérésis 35 et l'émetteur du transistor  $Q_{15}$  du circuit à hystérésis 36 sont reliés à la base du transistor  $Q_{16}$ . Les sorties respectives dérivées par les discriminateurs de fréquence 7, 14 et par les bornes d'entrée 51, 52 sont appliquées aux bases respectives des transistors  $Q_{18}$ ,  $Q_{19}$ . Le transistor  $Q_{20}$  de type npn, forme  
15 un montage en émetteur-suiveur et le point de jonction des diodes  $D_6$ ,  $D_7$  est relié à la base de ce transistor ; l'émetteur de ce transistor est relié à la borne de sortie 53. Le signal de sortie de cette borne de sortie 53 est fourni au décodeur de signal son 8, multiplexé.

- 20 La description du fonctionnement des circuits des figures 5 et 6 sera faite ci-après à l'aide des figures 7A-7E. La figure 7A est un graphique de la caractéristique de fréquence d'une tension de sortie en forme de S, portant la référence  $S_1(f)$  destinée au premier circuit à hystérésis 35 ; la figure 7B est  
25 un graphique montrant la caractéristique de fréquence de la tension de sortie  $S_2(f)$  fournie par le premier circuit à hystérésis 35 ; la figure 7C est un graphique donnant la caractéristique de fréquence de la tension de détection de niveau  $S_3(f)$  destinée au second circuit à hystérésis 36. La courbe  $S_4(f)$  de  
30 la figure 7D est la caractéristique de fréquence de la tension de sortie fournie par le second circuit à hystérésis 36. La figure 7E représente un graphique de la caractéristique de fréquence du signal de commande de commutation  $S_5(f) \{ = S_2(f) + S_4(f) \}$  destinée au circuit de commutation 16.

- 35 Selon les figures 7A-7E, la référence  $f_0$  concerne la fréquence centrale du dispositif d'accord du discriminateur de fréquence 14. Les références  $f_1 \dots f_8$  concernent chacune une fréquence satisfaisant à la relation

- 40  $f_1 < f_3 < f_5 < f_7 < f_0 < f_8 < f_6 < f_4 < f_2$  ; les fréquences  $f_1$ ,  $f_2$  ;  $f_3$ ,  $f_4$  ;  $f_5$ ,  $f_6$  ;  $f_7$ ,  $f_8$  sont respectivement symétriques par

rapport à la fréquence centrale  $f_0$ .

La tension d'entrée destinée au premier circuit à hystérésis 35 à savoir la tension de sortie  $S_1(f)$  (figure 7A) en forme de S, devient égale à "0" chaque fois que les relations  
 5 suivantes sont satisfaites  $f < f_1$ ,  $f > f_2$  et  $f = f_0$ . Pour la relation  $f_1 < f < f_2$ , la tension  $s_1(f)$  augmente de façon linéaire suivant  $f$ .

Ainsi selon l'augmentation de  $f$ , la tension de sortie  $S_2(f)$  (figure 7B) du premier circuit à hystérésis 35 devient  
 10 respectivement égale à "0" pour  $f < f_1$ , égale à "1" pour  $f_1 \leq f \leq f_7$ , égale à "0" pour  $f_7 \leq f < f_4$ , égale à "1" pour  $f_4 \leq f < f_2$  et égale à "0" pour  $f_2 \leq f$ .

De même suivant la diminution de la fréquence  $f$ , la tension de sortie  $S_2(f)$  (figure 7B) du premier circuit à hystérésis 35 devient égale à "0" pour  $f_2 \leq f$ , "1" pour  $f_8 \leq f < f_2$ ,  
 15 "0" pour  $f_3 \leq f < f_8$ , "1" pour  $f_1 \leq f < f_3$ , "0" pour  $f < f_1$ .

La tension de sortie  $S_3(f)$  (figure 7C) destinée au second circuit à hystérésis 36 a un niveau minimum (valeur constante) pour  $f_5 \leq f \leq f_6$ ; le niveau augmente progressivement  
 20 lorsque  $f$  diminue à partir de  $f_5$  ou augmente à partir de  $f_6$ . La caractéristique mentionnée ci-dessus passe à l'état un lorsque la caractéristique passe-bande du filtre en céramique 13 est inversée.

La tension de sortie  $S_4(f)$  (figure 7D) dérivée du  
 25 second circuit à hystérésis 36 prend les états suivants :  
 - état "1" pour  $f < f_5$ ,  
 - état "0" pour  $f_5 \leq f < f_4$ ,  
 - état "1" pour  $f_4 \leq f$ ,  
 suivant les augmentations de  $f$ .

30 Suivant la diminution de  $f$ , la tension de sortie  $S_4(f)$  (figure 7D) dérivée du second circuit à hystérésis 36 prend les états suivants :

- état "1" pour  $f_6 \leq f$ ,
- état "0" pour  $f_3 \leq f < f_6$ ,
- 35 - état "1" pour  $f < f_3$ .

Ainsi suivant l'augmentation de la valeur  $f$ , le signal de commande de commutation  $S_5(f) \{=S_2(f) + S_4(f)\}$  (figure 7E) prend les états suivants :

- état "1" pour  $f < f_7$ ,
- 40 - état "0" pour  $f_7 \leq f < f_4$
- état "1" pour  $f_4 \leq f$ .



De même suivant la diminution de la valeur  $f$ , le signal de commande de commutation  $S_5(f)$  (figure 7E) prend les états suivants :

- état "1" pour  $f \leq f_3$ ,
- 5 - état "0" pour  $f_3 \leq f < f_8$
- état "1" pour  $f < f_3$

Comme décrit ci-dessus, pour  $S_5(f) = "1"$ , le transistor  $Q_{16}$  du circuit de commutation 16 devient conducteur, si bien que le signal de sortie démodulé par le discriminateur de fréquence 7 du démodulateur son à battements, est appliqué au 10 décodeur 8. Lorsque  $S_5(f) = "0"$ , le transistor  $Q_{17}$  du circuit de commutation 16 devient conducteur, si bien que le signal de sortie démodulé par le discriminateur de fréquence 14 du démodulateur son à porteuse divisée est fourni au décodeur de signal 15 son, multiplexé 8.

Bien que cela ne soit pas représenté à la figure, à la réception d'une émission dans la bande UHF, le signal de commande de commutation destiné à rendre conducteur le transistor  $Q_{16}$  du circuit de commutation 16 est fourni à la base de ce 20 transistor.

Selon le mode de réalisation de l'invention, dans des conditions de réception normales satisfaisantes, la sortie démodulée par le démodulateur son à porteuse divisée 26 est appliquée au décodeur de signal son multiplexé 8 pour reproduire 25 un son de télévision de bonne qualité sans bruit de bourdonnement.

Ainsi la fréquence d'oscillation locale dévie au-delà d'une limite prédéterminée au cours du réglage fin effectué par le dispositif d'accord 2, la sortie démodulée par le démodulateur 30 28 est appliquée au décodeur 8, ce qui évite le phénomène de la perte du son pendant que se poursuit la reproduction de l'image sur l'écran.

De même, il est possible de remédier aux erreurs de fonctionnement consistant à pousser le démodulateur son, à 35 division de porteuse, pour être choisi lorsque la fréquence d'oscillation locale du dispositif d'accord change beaucoup.

En outre s'il y a des circuits à hystérésis 35, 36, on ne risque pas de sonner pendant la sélection de l'un ou l'autre des signaux de sortie, démodulés, fournis par le démo- 40 dulateur à battements et le démodulateur à porteuse divisée.

Dans ces conditions, au lieu d'utiliser le circuit de commutation 16, le sélecteur pour choisir l'une des sorties démodulées du démodulateur à battements et du démodulateur à porteuse divisée est prévu de façon que les amplificateurs des 5 étages suivants des discriminateurs de fréquence 7 et 14 et l'un des amplificateurs ci-dessus reçoivent sélectivement un signal de silence qui en arrête le fonctionnement.

REVENDICATIONS

1) Circuit son d'un récepteur de télévision ayant une borne d'entrée recevant un signal son de télévision, un dispositif d'accord (2) à oscillateur local relié à la borne d'entrée (1), un démodulateur son à battements relié au dispositif d'accord (2), un démodulateur son à porteuse divisée comportant un amplificateur limiteur et qui est relié au dispositif d'accord ainsi qu'une borne de sortie du signal son, un moyen de commutation pour brancher sélectivement et de façon opérationnelle l'un des démodulateurs à battements et à porteuse divisée entre le dispositif d'accord (2) et la borne de sortie du signal son, un détecteur d'erreur relié au dispositif d'accord pour détecter l'erreur de fréquence de l'oscillateur local et un premier moyen opérationnel recevant le signal de sortie du détecteur d'erreur et activant le moyen de commutation de façon que le démodulateur son à porteuse divisée soit branché de façon opérationnelle entre le dispositif d'accord et la borne de sortie son lorsque le signal de sortie du détecteur d'erreur est inférieur à un niveau prédéterminé, récepteur caractérisé par un détecteur de niveau relié à l'amplificateur limiteur du démodulateur à porteuse divisée pour détecter le niveau du signal son à porteuse divisée et un second moyen opérationnel recevant le signal de sortie du détecteur de niveau et activant le moyen de commutation de façon que le démodulateur son, à battements, soit relié de façon opérationnelle entre le dispositif d'accord et la borne de sortie son lorsque le signal de sortie du détecteur de niveau est inférieur à un niveau prédéterminé.

2) Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte en outre un décodeur son, multiplexé relié à la borne de sortie son et une paire de bornes de sortie audio dérivées du décodeur son, multiplexé.

3) Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que le démodulateur son à battements se compose d'un détecteur son à battements relié au dispositif d'accord, et d'un premier discriminateur de fréquence branché entre le détecteur son à battements et la borne de sortie son, et le démodulateur son à porteuse divisée comporte un filtre sélectif relié au dispositif d'accord pour sélectionner la composante de la porteuse son contenue dans le signal de sortie du dispositif

d'accord, un mélangeur (11) relié au filtre sélectif, un oscillateur local relié au mélangeur de façon à obtenir à la sortie du mélangeur une composante de porteuse son, convertie en fréquence, un amplificateur limiteur relié au mélangeur et  
5 un second discriminateur de fréquence branché entre le mélangeur et la borne de sortie son.

4) Circuit selon la revendication 3, caractérisé en ce que le détecteur d'erreur comporte un filtre passe-bas relié au second discriminateur de fréquence et un détecteur de niveau  
10 relié au filtre passe-bas.

5) Circuit selon la revendication 4, caractérisé en ce que le premier et le second moyens opérationnels se composent de circuits à hystérésis (35, 36).

FIG. 1

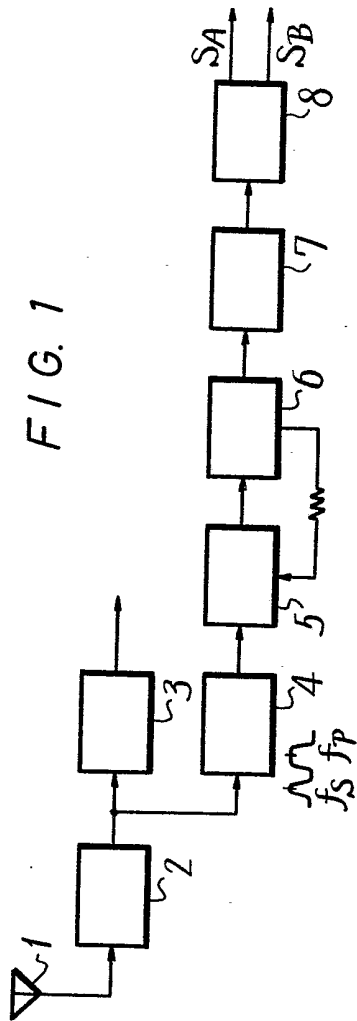


FIG. 2

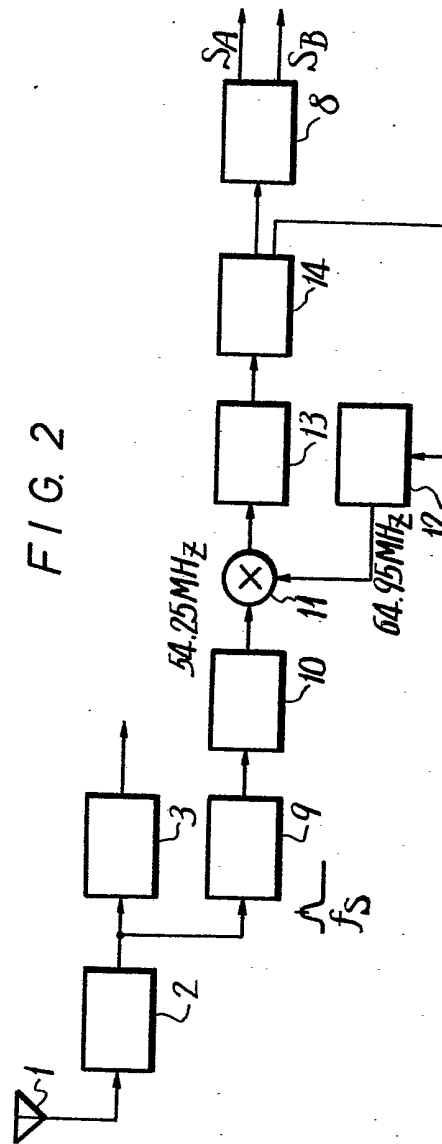


FIG. 3

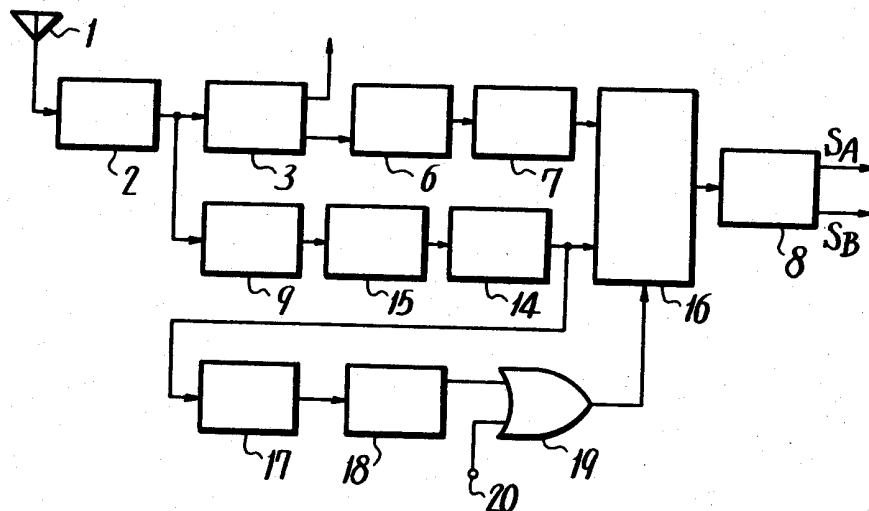
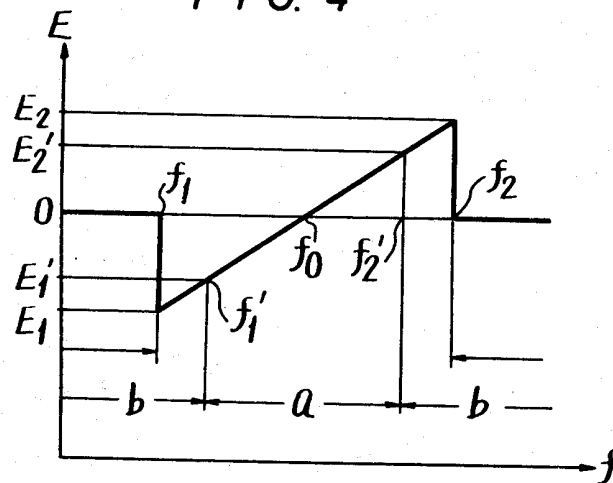


FIG. 4



The diagram illustrates a radio receiver system. It begins with an antenna (1) connected to a series of blocks (2, 21, 22, 23, 24). A feedback path (25) is connected from block 22 back to block 2. The signal then passes through blocks 26, 10, and 11, where it is multiplied by a 54.25 MHz signal. This is followed by blocks 13, 27, and 14. A 64.95 MHz signal (12) is also introduced at this stage. The signal then passes through block 17 and is split into two paths: one leading to block 16 and another to block 8. Block 8 outputs signals  $S_B$  and  $S_A$ . Another path from block 14 leads to a summing junction (34) where signals  $S_3(f)$  and  $S_4(f)$  are added. The result passes through block 36 to produce  $S_5(f)$ . A parallel path from block 14 goes through blocks 31, 33, 30, and 32 to the same summing junction. Another path from block 14 goes through blocks 18 and 35 to produce  $S_2(f)$ . Finally, signals  $S_1(f)$ ,  $S_2(f)$ , and  $S_5(f)$  are combined in a logic gate (19) to produce the final output (20).





