



## TELEVISEUR MULTISTANDARD

25K151A

### ANALYSE SUCCINCTE DU SCHEMA

#### 1. INTRODUCTION

Le récepteur sous rubrique est conçu pour la réception d'émissions de télévision en couleur, tant en PAL qu'en SECAM. En outre, en noir et blanc, la réception est possible suivant les 5 standards usuels : CCIR, 625B, 819B, 819F et 625F.

L'appareil ne comporte que 14 tubes, mais est, par contre, équipé de 77 transistors et 83 diodes. Un certain nombre de transistors et diodes sont montés dans des sous-ensembles (units) et portent par conséquent un numéro repère relatif à l'unité considérée.

Comme il s'agit d'un appareil "couleur", nous approfondirons les circuits de chrominance, mais ne nous étendrons guère sur les circuits de luminance, son, bases de temps qui seront similaires à ceux utilisés en N.B.

#### 2. L'AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL A COUPLAGE D'EMETTEUR :

Ce montage, que les anglo-saxons désignent par "long tailed pair", est utilisé de diverses façons en plusieurs endroits de l'appareil que nous nous proposons d'examiner. Le schéma de principe est celui de la fig. 1.

Si nous supposons que les deux transistors sont identiques et que  $R_{C1} = R_{C2}$  et  $R_{B1} = R_{B2}$  et qu'en outre  $\Delta V_B = 0$ , les courants de collecteurs  $I_c$  des deux transistors seront égaux. Par contre, si  $\Delta V_B \neq 0$ , les courants ne seront plus égaux. On a constaté que, d'une façon générale, le déséquilibre entre les courants de collecteur augmente d'un facteur 3 par variation de 25 mV de la tension de base et ce indépendamment de la valeur totale du courant dans REE. Dans la pratique, REE est remplacée par un transistor, ce qui donne alors la fig. 2.

Admettons pour le moment que les tensions alternatives sont nulles et considérons le transistor  $T_3$  comme source de courant. Le courant débité par  $T_3$  se répartit de façon égale entre  $T_1$  et  $T_2$ , puisque la tension de base  $V_{BB}$  est la même pour les deux transistors.

Appliquons maintenant la tension  $v_{b1}$ . A cause du découplage R-C, la tension alternative n'est appliquée qu'à la base de  $T_1$ . La tension à la base de  $T_2$  sera la tension de batterie  $V_{BB}$ . La différence entre les tensions  $V_{b1}$  et  $V_{b2}$  aux deux bases sera donnée par la tension alternative.

Compte tenu de ce qui a été dit plus haut et toujours sans signal alternatif sur la base de  $T_3$ , nous aurons donc :

Si la tension  $V_{b1}$  est de 25 mV supérieure à  $V_{b2}$ , le rapport  $I_{c1}/I_{c2}$  vaut 3. Si la tension  $V_{b1}$  est de 50 mV ( $2 \times 25$ ) supérieure à  $V_{b2}$ , le rapport  $I_{c1}/I_{c2}$  vaut 9, etc...

Toutefois, si le rapport  $I_{c1}/I_{c2}$  varie, le courant total  $I_{c1} + I_{c2} = I_{c3}$  ne varie pas et est uniquement déterminé par  $T_3$ .

On peut également considérer le cas où aucune tension alternative n'est appliquée à  $T_1$ , mais où la tension  $V_{b1}$  peut être réglée indépendamment de  $V_{b2}$ . Il est évident que dans ce cas encore la répartition du courant total fourni par  $T_3$  entre les transistors  $T_1$  et  $T_2$  dépendra de la tension  $V_{b1}$  par rapport à  $V_{b2}$ .

Si un signal alternatif est appliqué à la base de  $T_3$ , le courant alternatif de collecteur pourra être aiguillé vers  $T_1$  ou  $T_2$  selon la tension continue appliquée à la base de  $T_1$  par rapport à la tension appliquée à la base de  $T_2$ .

Nous verrons par la suite diverses applications de ce montage.

### 3. ANALYSE DU SCHEMA

#### 3.1 SECTION LUMINANCE

##### 3.1.1. Sélecteur de canaux

Le sélecteur de canaux qui équipe ce récepteur est le même que celui qui est utilisé dans les récepteurs de la série 651. Rappelons

que c'est un sélecteur universel conçu pour la réception dans les bandes I, III et IV-V, à l'exception des canaux français F2 et F4.

### 3.1.2. Amplification FI Son en AM.

Le signal issu du sélecteur de canaux est appliqué à l'entrée de l'unité U619 qui comporte un amplificateur à deux étages. Le signal est ensuite appliqué à l'unité U620, qui contient le dernier étage FI, le détecteur (D49), le limiteur de parasites (D50) et un étage d'adaptation AF (TS56).

La tension de CAG est prélevée dans le circuit de détection et amplifiée par le transistor TS51 de l'unité 619.

L'amplificateur doit pouvoir fonctionner sur trois fréquences différentes : 33,4 MHz pour les émissions belges, 32,4 MHz pour la 2e chaîne française et 27,75 MHz pour la 1e chaîne française. Les circuits de liaison sont à double accord et ne nécessitent aucune commutation (circuits surcouplés). Toutefois, une sélection est nécessaire à l'entrée de l'amplificateur, ce circuit d'entrée constituant en même temps un réjecteur "Son".

Pour les standards belges et CCIR les relais RE590 et RE591 se trouvent dans la position indiquée. L'accord du circuit est réalisé par la diode varicap D48, commandée par le circuit Résonar. (voir plus loin).

En standard F1 le relais RE 590 est excité et commute les condensateurs C743 et C744 en parallèle sur le circuit dont la fréquence d'accord passe alors à 27,75 MHz.

En standard F2 c'est le relais R591 qui est excité. La diode D48 est alors commandée par une tension continue ajustée par R1166 pour que la fréquence d'accord soit de 32,4 MHz.

### 3.1.3. Amplification FI et détection luminance

Le signal issu du sélecteur de canaux est également appliqué à l'unité U626 qui comporte deux étages d'amplification (TS50 et TS51). A l'entrée de U626 on trouve les réjecteurs classiques pour les canaux adjacents et le son propre. Ce dernier est accordé par D47, commandée par le circuit Résonar.

Le signal amplifié disponible à la sortie 15 de U626 est appliqué à l'entrée de U627. Le circuit de liaison est apériodique. Après amplification par TS60, le signal sort par la sortie 8 de U627 et est appliqué à l'entrée 3 de U628.

L'unité U628 comporte les deux derniers étages de l'amplificateur FI et le détecteur de luminance (D50). Le signal de luminance détecté est disponible à la sortie 15 de U628.

Dans l'amplificateur FI luminance on trouve trois réjecteurs accordés sur le son propre pour les standards belges et CCIR (33,4 MHz). Il s'agit de réjecteurs accordés par les diodes varicap D47, D55 et D69.

Pour les 2 standards français, le relais RE 592 n'est pas excité et la fréquence de réjection passe à 32,4 MHz (réglable par R1221 et R1219), ce qui assure un élargissement de la bande passante.

De plus, dans l'unité 628 un réjecteur est accordé par D48 sur la sous-porteuse de chrominance. En cas de réception en noir et blanc, ce réjecteur est désaccordé vers une fréquence nettement plus basse de façon à ne pas influencer la courbe de réponse FI.

#### 3.1.4. Amplification FI Son en FM

La réception son en CCIR se fait par le système "interporteuses" (intercarrier en anglais). Le signal FI à 5,5 MHz est prélevé dans le détecteur de chrominance (D46 dans U627), et appliqué à l'unité U629. Dans cette unité le signal est amplifié par TS60. Ce signal amplifié, disponible à la sortie 8 est ensuite appliqué à l'entrée 1 de l'unité 622 qui comporte l'amplificateur limiteur constitué par les transistors TS45 et TS46 ainsi que le détecteur de rapport (D42 et D43). Le signal AF est disponible à la sortie 5.

#### 3.1.5. Circuit Résonar

Dans un récepteur couleur, la réjection son est très importante à cause de la proximité de la sous-porteuse de chrominance et de l'effet que la réjection son à 33,4 MHz pourrait avoir sur cette sous-porteuse à 34,47 MHz (cas du système PAL). Aussi a-t-on fait usage dans le présent récepteur d'un dispositif automatique de correction

de l'accord des réjecteurs, qui agit en standards belge et CCIR.

La courbe de réponse, depuis le sélecteur jusqu'à la sortie de l'unité U627 est telle que l'atténuation à la fréquence de 33,4 MHz est de 30 dB. lorsque l'accord est exact. Une réjection supplémentaire est encore réalisée dans l'unité U628.

Dans ces conditions, l'amplitude du signal à 5,5 MHz, dans l'unité 629, aura une valeur telle qu'après amplification par TS61 la tension détectée par D55 est de -5,2V. Cette tension est appliquée aux diodes varicap dans les unités 619, 626, 627 et 628. Pour cette valeur de la tension de commande, les réjecteurs se trouvent exactement à 33,4 MHz.

Si, par suite d'un désaccord du sélecteur p.ex., la porteuse son se trouve à une fréquence supérieure à la valeur nominale, les réjecteurs doivent être accordés sur cette nouvelle fréquence égale à  $33,4 \text{ MHz} + \Delta f$ .

Or, si le son se trouve à  $+\Delta f$  de sa valeur nominale, il en résulte une plus grande amplitude (plus près du sommet de la courbe) et, dans U629 on aura une tension détectée plus grande. Cette tension est négative et donnera donc une variation de capacité des diodes varicap dans le sens d'une diminution de capacité. Cette diminution de capacité amène l'accord des réjecteurs à une fréquence plus élevée. Ainsi, pour un écart de  $+\Delta f$  de 0,75 MHz (son à 34,15 MHz), la tension de commande passe à - 7,9V et l'accord des réjecteurs s'établit à 34,15 MHz.

Par contre, pour un écart de  $-\Delta f$  de 1 MHz (son à 32,4), la tension n'est plus que de - 2,6V et les réjecteurs s'accordent à 32,4 MHz.

Etant donné que les réjecteurs creusent une crevasse dans le flanc de la courbe, la courbe remonte pour les fréquences inférieures à 33,4 MHz.

En passant d'un émetteur à un autre, il se pourrait dès lors que la porteuse son tombe sur une portion de la courbe située en deça de 33,4 MHz, portion qui présente une pente inverse. L'effet correcteur agirait alors en sens contraire.

Pour éviter cet inconvénient, on se sert du transistor TS484. L'émetteur de ce transistor est porté à un potentiel fixe de + 1,5V. La base se trouve normalement au potentiel de masse, de sorte que le transistor (PNP) est saturé et que son collecteur se trouve pratiquement au même potentiel que l'émetteur. La tension sur la ligne de commande est alors voisine de + 1,5V, ce qui met les réjecteurs à env. 31,9 MHz. Dès qu'on enfonce une des touches correspondant aux systèmes belges ou CCIR, on applique une tension positive sur la base de TS484, ce qui le bloque et libère la ligne de commande d'accord des réjecteurs.

De cette façon on part toujours d'un écart  $\Delta f$  positif et l'on ne risque pas de voir la porteuse son tomber au mauvais endroit de la courbe.

Toutefois, si le désaccord à ce moment est important, la tension de commande pourrait atteindre -15V (porteuse son au sommet de la courbe). La valeur de cette tension de commande est limitée par D504 à une valeur de -8V, ce qui met les réjecteurs à 34,15 MHz.

Pour faciliter l'accord lorsqu'on désire attribuer un autre canal à une des touches du sélecteur, il ne faudrait pas que le brusque passage sur un signal fort provoque une réaction brutale dans le circuit. En cas de fort signal, la diode D533 devient conductrice, ce qui met C953 en parallèle sur le circuit RC de détection. On augmente ainsi la constante de temps du circuit, ce qui empêche une variation trop rapide de la tension de commande.

### 3.1.6. Amplificateur de luminance

Le signal de luminance est détecté en négatif quel que soit le standard. Il est disponible à la sortie 15 de l'unité 628 et appliqué à la base de TS431. En CCIR le transistor TS431 (NPN) est à considérer comme adaptateur d'impédance, mais aussi comme source de signal pour l'amplificateur différentiel constitué par TS433 - TS434.

Pour les standards belges et français, le signal disponible à l'émetteur de TS431 est appliqué à la base de TS432, dans le collecteur duquel nous retrouvons le signal inversé. Dans ce cas c'est

TS432 qui est la source de signal de l'amplificateur différentiel TS433-434. Dans un cas comme dans l'autre, on retrouve au collecteur de TS434 le signal de luminance qui, après passage dans la ligne à retard TD636 est appliqué via le condensateur C778 à g1 de B403 qui est le tube amplificateur de luminance.

La base de TS434 est alimentée à partir d'une tension stabilisée par D511 et se trouve dès lors à un potentiel fixe. La répartition du signal entre TS433 et TS434 s'obtiendra par variation de la tension de base de TS433. La base de TS433 est reliée à la cathode de B404t, dont le potentiel de grille est réglable par R1247. Cette grille reçoit également une tension en provenance du circuit limiteur de faisceau, limitant ainsi le contraste maximum en fonction du réglage de brillance. R1247 est le potentiomètre de contraste. Pour le contraste maximum, tout le signal passe par TS434, pour le contraste minimum une grande partie du signal passe par TS433. Le rapport entre minimum et maximum est de 1 : 5.

Le signal étant appliqué à la grille de commande de B403 à travers un condensateur (C778), la composante continue n'est pas transmise et il faudra donc fixer le niveau du noir. De plus, la suppression des traces de retour du balayage vertical doit être très efficace, compte tenu de la présence éventuelle des impulsions d'identification du système SECAM, qui se retrouvent en positif sur le Wehwelt vert. A cet effet, une suppression efficace est obtenue dans le circuit de grille du tube amplificateur de luminance.

Des impulsions de retour négatives en provenance de la base de temps trames sont appliquées via C780 et R1236 à l'anode de D506. Cette diode écrête la partie positive en dent de scie, de sorte que l'on obtient à la jonction R1236-D506 des impulsions négatives séparées par des paliers horizontaux. Ces impulsions se trouvent à la base de R1235 (qui est la résistance terminale de la ligne de retard de luminance) et se superposent au signal de luminance, ce qui assure la suppression requise.

D'autre part, ces mêmes impulsions sont redressées par D507 et fournissent une tension négative sur C781. Cette tension sert de tension de polarisation fixe pour la grille de commande de B403.

Voyons maintenant le transistor TS435. L'émetteur de ce transistor est relié à la cathode de B403. Il existe en ce point un signal vidéo d'env. 1V, c.a.c. Dans la base de TS435 se trouve la diode D509 à laquelle on applique un signal à la fréquence lignes en provenance de l'unité U640. Ce signal rend la diode conductrice uniquement pendant le palier arrière des impulsions.

TS435 ne pourra donc conduire que pendant les paliers arrières des impulsions "lignes", de sorte que son courant collecteur sera constitué par des impulsions dont l'amplitude sera fonction de sa tension d'émetteur à ce moment, c.à.d. du niveau du noir. La tension au collecteur de TS435 est redressée par D508 (en positif) et superposée à la polarisation fixe de B403.

Le potentiel appliqué à travers D509 à la base de TS435 est réglable par R1247a qui constitue donc la commande de luminosité.

### 3.1.7. Circuits de CAG

Dans un récepteur "couleur" la CAG doit absolument être indépendante du contenu de l'image. Son rôle essentiel est de maintenir constant l'amplitude du signal appliqué au détecteur de luminance. Si l'émission est à modulation négative, les impulsions de synchro correspondent à la valeur de crête de la porteuse et peuvent servir de référence.

Par contre, dans le cas de la modulation positive, les impulsions correspondent pratiquement à zéro porteuse. Seul le blanc maximum correspond à la valeur maximale, mais d'une part ce blanc n'est pas toujours présent (scènes nocturnes) et d'autre part, s'il existe il peut se présenter n'importe où dans l'image. Dans les récepteurs noir/blanc on pouvait à la rigueur se contenter d'une CAG prise sur la valeur moyenne du signal, mais cette solution est à proscrire dans le cas de la couleur.

Pour la modulation positive, le seul niveau constant est celui du noir, durant le palier arrière des impulsions de synchro. Il y aura donc, dans ce récepteur, deux circuits de CAG différents.

### 3.1.7.1. CAG pour modulation négative

Le signal est prélevé au collecteur de TS431 et, après une légère intégration par R1259 et C805, appliqué à la diode D512. Dans ce signal, les impulsions de synchro sont en lancées positives, de sorte que la tension à la jonction C808-R1297 s'aligne sur la valeur de crête du signal. Dès lors, la diode sera bloquée pour le contenu vidéo, qui correspond à un niveau positif inférieur à celui des impulsions. On obtient à la jonction C808-R1297 une tension en dent de scie dont l'amplitude est fonction de la grandeur du signal reçu, indépendamment du contenu vidéo.

### 3.1.7.2. CAG pour modulation positive

Dans ce cas le signal vidéo détecté est prélevé à l'émetteur de TS431 et appliqué, après une légère intégration, à la base de TS439. L'émetteur de ce transistor reçoit d'autre part un signal inverse de celui appliqué à TS435. Il en résulte que le transistor TS439 ne peut conduire que pendant le palier arrière des impulsions de synchro. On obtient ainsi dans le collecteur des impulsions dont l'amplitude varie en fonction de la grandeur du signal reçu. Le gain de TS439 est ajustable par R1250 qui détermine la tension continue à l'émetteur.

D'autre part, comme l'impulsion de déblocage n'a pas la même amplitude en 625 et en 819, on corrige l'écart par modification de la tension continue de la base en 819.

### 3.1.7.3. Amplificateur de CAG

A la base de TS440 on applique, suivant le cas, la tension prise au point de jonction C808-R1297 ou celle prise au collecteur de TS439

Après amplification par TS440 et TS441 on obtient la tension de CAG qui est appliquée aux deux transistors de l'unité 626.

D'autre part, la tension de CAG est également appliquée à la base de TS429. L'émetteur de ce transistor est porté à un potentiel positif obtenu par le diviseur de tension R1208-R1199-R1209. A partir d'un certain niveau, réglable par R1208, la tension de CAG sera donc aussi amplifiée par TS429 et TS428 qui fournit la tension différée pour le sélecteur de canaux.

### 3.1.8. Séparateur de synchro

#### 3.1.8.1. Inverseur de parasites

En modulation négative les parasites sont dans le même sens que les impulsions de synchro. Il faudra donc utiliser un dispositif permettant de les neutraliser. En modulation positive ce circuit ne doit pas être en service.

En modulation négative donc, le signal existant au collecteur de TS431 est appliqué via D510 à la base de TS436. Normalement la diode D510 est bloquée.

Les impulsions parasites se présentent au collecteur de TS431 en lancées positives et passent donc par D510. Elles font conduire le transistor TS436 et on obtient des parasites en négatif au collecteur de ce transistor. Cependant, les parasites de faible amplitude ne parviennent pas à rendre D510 conductrice.

C'est pour cette raison que le signal passe aussi directement via C785 à la base de TS436. Dans la base on trouve un circuit accordé sur env. 3 MHz et qui présente donc une impédance plus élevée pour les parasites.

Des impulsions de retour lignes rendent l'inverseur inopérant pendant la présence des impulsions de synchro afin de ne pas affecter celles-ci. Les impulsions de retour négatives sont appliquées par R1261 à la base de TS436.

En modulation positive la diode D510 est branchée à l'émetteur de TS431. Le potentiel continu est maintenant suffisant pour bloquer en permanence la diode.

#### 3.1.8.2. Séparateur

Selon qu'il s'agit de modulation positive ou de modulation négative, le signal vidéo est prélevé à l'émetteur ou au collecteur de TS431 (relais Re 588a) et se présente donc toujours en même polarité à la base de TS442 qui est un étage d'adaptation. En cas de modulation négative, les impulsions parasites se présentent en lancées positives sur l'émetteur de TS442 et sont compensées par les parasites négatifs en provenance du collecteur de TS436.

La séparation se fait en deux étages par les transistors TS437 et TS438. Dans le collecteur de TS438 on trouve un circuit accordé U640 dont la période propre est environ le double de la durée des impulsions "ligne". C'est ce circuit qui fournit les impulsions de déblocage nécessaires pour les transistors TS435 (niveau du noir) et TS439 (CAG).

Les impulsions de synchro trame sont prélevées au collecteur de TS438.

### 3.2. SECTION CHROMINANCE

Dans la section chrominance de ce récepteur, plusieurs circuits sont communs aux systèmes PAL et SECAM. Les différents relais sont représentés dans la position PAL.

#### 3.2.1. Amplificateur de chrominance

Cet amplificateur est commun aux systèmes PAL et SECAM. Le signal de chrominance est détecté en même temps que le signal son à 5,5 MHz à l'aide de D56 dans l'unité U627. Le signal de chrominance résultant (4,43 MHz en PAL, 3,9-4,75 MHz en SECAM) est ensuite appliqué à l'amplificateur de chrominance U630. Le circuit d'entrée S1-C30 est accordé sur environ 4,4 MHz et sa largeur de bande est suffisante pour la transmission sans distorsion du signal de chrominance PAL et SECAM.

Dans la liaison vers la base de TS51 on trouve deux réjecteurs, l'un à 5,5 MHz (son CCIR), l'autre à 6,5 MHz (son Fr). Le signal amplifié est disponible à la sortie 1 de U630 et est appliqué à la base de TS452. Le signal SECAM est pris au collecteur de TS452. Dans le cas d'un signal SECAM; l'émetteur est découplé par C829 en série avec R1342. La commutation s'effectue par polarisation de D521.

Le signal PAL est prélevé aux bornes de R1339 dans l'émetteur de TS452 et appliqué à l'amplificateur de chrominance PAL comportant TS453 - TS450 - TS451. Il s'agit d'un amplificateur différentiel du même genre que l'amplificateur de luminance.

La base de TS451 est portée au même potentiel que la base de TS433 (luminance). D'autre part, la base de TS450 est polarisée par un diviseur de tension complexe. Le potentiel de base est fixé par

R1331 (pré-réglage de saturation). Etant donné la liaison en courant continu entre les bases de TS451 et TS433, la saturation variera en même temps que le contraste de sorte que le rapport luminance/chrominance reste constant. Ce rapport est fonction du gain de TS453 qui est à son tour réglable par R1325a (commande de saturation).

### 3.2.2. Circuit de la ligne à retard (PAL)

Le signal de chrominance est prélevé sur le circuit accordé dans le collecteur de TS451 et appliqué à TS456 qui est le transistor d'attaque de la ligne à retard. R1370 est un réglage de compensation des tolérances d'atténuation de la ligne. S652 est le réglage de phase.

La sortie de la ligne à retard est rendue symétrique à l'aide des résistances R1371 et R1372, au point de jonction desquelles on applique le signal direct (aux bornes de R1364). Cette combinaison des signaux directs et retardés donne le signal U à la sortie 4 et le signal  $\pm V$  à la sortie 1 de la ligne à retard. Ces deux signaux sont appliqués respectivement à TS457 et TS458.

Ce dernier transistor est monté en déphaseur, de sorte que les signaux  $\pm V$  disponibles au collecteur et à l'émetteur sont en opposition. Ces deux signaux sont appliqués aux diodes D523 et D525, en même temps que les créneaux fournis par la bascule TS460-TS461. Au point de jonction de D523 et D525 on trouve en permanence le signal  $+V$ .

Le gain de TS458 est ajusté de façon à égaliser les signaux de chrominance, de sorte que le signal appliqué à TS474 peut maintenant être désigné par (B-Y) et le signal appliqué à TS481 par (R-Y). Ces signaux sont amplifiés et appliqués ensuite aux deux démodulateurs.

### 3.2.3. Démodulateurs PAL

Les deux démodulateurs U673 et U664 sont identiques. Toutefois, la sous-porteuse est réinjectée en phase dans U664 et décalée de  $90^\circ$  dans U673, de façon qu'elle soit toujours en phase avec le signal de chrominance correspondant.

Nous considérerons donc uniquement le démodulateur U673.

Les bases des transistors TS45 et TS47 sont portées au même potentiel continu. En l'absence de tout signal, les courants seront donc identiques dans les deux transistors.

La sous-porteuse est appliquée à travers un réseau correcteur à la base de TS45. La base de TS47 est découplée pour les tensions alternatives par C37. L'amplitude de la sous-porteuse est telle que l'on obtient des créneaux, c.à.d. que le courant fourni par TS46 passera, au rythme de la fréquence de la sous-porteuse, tantôt dans TS45, tantôt dans TS47. Le transistor TS47 ne sera donc conducteur que pendant une alternance sur deux de la sous-porteuse.

A la base de TS46 on applique le signal de chrominance (à porteuse supprimée). Le courant collecteur de TS46 (qui passe donc aussi par TS47) varie en amplitude au rythme du signal de chrominance. Il en résulte que la tension alternative au collecteur de TS47 sera l'image de la modulation du signal de chrominance. La résiduelle à 4,43 MHz est éliminée par le filtre S4-C38 et le signal R-Y est disponible à la sortie 5 de l'unité 673.

De même le signal B-Y sera disponible à la sortie 5 de l'unité 664.

### 3.2.4. Circuits auxiliaires PAL

#### 3.2.4.1. Oscillateur de sous-porteuse

La sous-porteuse à 4,43 MHz est obtenue dans l'unité U660. Le transistor TS50 est monté en oscillateur piloté par cristal (KT 575). L'oscillation produite est amplifiée par TS51 et TS52. Dans le collecteur de TS50 on trouve un circuit de mise en phase accordé par une diode varicap D46. Le signal amplifié par TS52 est redressé par la diode D45 et la tension continue ainsi obtenue est appliquée à la base du transistor oscillateur TS50, afin d'obtenir une amplitude constante.

Le signal à la phase nominale se trouve à la sortie 1. Le signal disponible à la sortie 2 est déphasé de 90°.

### 3.2.4.2. Détecteur de salve

Le signal de chrominance prélevé dans le circuit émetteur de TS452 est appliqué à la base de TS462.

D'autre part, des impulsions en provenance de la base de temps "ligne" sont appliquées par la diode D529 au circuit accordé S657//C872. Ces impulsions sont positives et provoquent une oscillation amortie aux bornes du circuit, de sorte qu'une tension négative se présente à ses bornes au moment du palier arrière, c.à.d. au moment de la transmission de la salve de référence.

Le transistor TS462 ne conduit donc que pendant la durée de la salve. Cette salve est prélevée au collecteur de TS462 et appliquée au détecteur U658.

Il s'agit d'un démodulateur identique à celui utilisé pour la démodulation des signaux de chrominance (U673 et U664). La salve étant alternativement déphasée de  $\pm 135^\circ$ , on peut la décomposer en une composante à  $180^\circ$  et une composante à  $\pm 90^\circ$ .

La sous-porteuse à  $90^\circ$  en provenance de la sortie 2 de U660 est appliquée à la base de TS45 dans U658.

La composante à  $180^\circ$  de la salve de référence sera donc toujours à  $90^\circ$  par rapport à la sous-porteuse et ne sera pas détectée.

Par contre, selon que l'autre composante sera à  $+ 90^\circ$  ou à  $- 90^\circ$ , la tension de sortie au point 5 de U658 sera positive ou négative.

Après amplification par TS467, les impulsions obtenues sont appliquées au comparateur D531-D532.

Si la sous-porteuse locale est exactement en phase avec la sous-porteuse supprimée à l'émission, les impulsions positives et négatives auront la même amplitude relative et la tension de sortie du comparateur (sur C893) sera la même que la tension continue de référence à la jonction des deux diodes.

Si la sous-porteuse locale n'a pas la phase correcte, les impulsions positives et négatives auront des amplitudes différentes et la tension sur C893 sera supérieure ou inférieure à la tension continue de référence.

La tension présente sur C893 est appliquée à la diode varicap D46 dans U660 qui assure la mise en phase de l'oscillateur.

#### 3.2.4.3. CAG de chrominance

L'amplitude de la salve étant fixe à l'émission, l'amplitude du signal de sortie de U658 dépend du gain de l'amplificateur de chrominance U630 et peut dès lors servir de référence pour la commande automatique de gain de cet amplificateur.

A cet effet les impulsions présentes dans le collecteur de TS467 sont appliquées à la diode D516, après alignement (par D519) sur un niveau fixe de -10V. La tension redressée (aux bornes de R1351) est amplifiée par TS50 dans U630 et appliquée ensuite à la base de TS51.

#### 3.2.4.4. Identification

La reproduction des couleurs ne peut être correcte que si la permutation du signal  $\pm V$  se fait correctement. Cette permutation se fait par les diodes D523 et D525 commandées par la bascule TS460-TS461.

Cette bascule est commandée par les impulsions en provenance de la base de temps "lignes", appliquées au point de jonction C863-C864, mais le sens de basculement reste néanmoins arbitraire tant qu'on n'opère pas une "mise au pas".

A cet effet, les impulsions présentes au collecteur de TS467 sont appliquées à la base de TS468, après intégration sur C883. Le signal ainsi obtenu contiendra essentiellement une composante à la demi-fréquence "lignes" c.à.d. 7,8 kHz. Le circuit résonant dans le collecteur de TS468 est accordé sur cette fréquence. Le signal sinusoïdal ainsi obtenu est d'abord appliqué à l'étage tampon TS470 et de là au point de jonction C862-C864 dans la bascule. Il se superpose donc aux impulsions de déclenchement appliquées à la base de TS460, provoquant ainsi le basculement dans le sens requis.

### 3.2.4.5. Coupure couleur

La salve de référence n'existe que pendant les émissions en couleur. Il en sera donc de même du signal à 7,8 kHz à l'émetteur de TS470. Ce signal est appliqué à la diode D536 et fournit une tension de polarisation positive à la base de TS463. Ce transistor sera donc conducteur. Son courant collecteur constitue le courant de base de TS475 qui sera également conducteur de sorte que la tension à son collecteur sera positive et de l'ordre d'une vingtaine de volts.

Si la touche "couleur" (SK2) est enfoncée, cette tension fournit la polarisation de base aux deux amplificateurs TS474 et TS481 des signaux (R-Y) et (B-Y) de même qu'à l'amplificateur de chrominance TS453.

De plus, cette tension excite le relais RE603 qui assure la commutation du blanc par modification des tensions de cathode du tube trichrome.

En l'absence d'information couleur, il n'y a pas de salve et par conséquent pas de signal à 7,8 kHz. Le potentiel à la base de TS470 est alors voisin de zéro. TS470 se bloque, de même que TS475. La tension au collecteur devient nulle, ce qui entraîne le blocage de TS453, TS474 et TS481. En plus, le relais RE603 n'étant plus excité, le blanc correspondra à la teinte d'un appareil monochrome.

### 3.2.5. Premier amplificateur de chrominance et limiteur (SECAM)

Le signal de chrominance SECAM est prélevé au collecteur de TS452 et appliqué à la base de TS60 dans l'unité U648. Dans le collecteur de TS452 on trouve également le circuit de mise en forme (circuit en cloche) U647.

Le signal de chrominance présent à l'émetteur de TS60 dans l'unité 648 passe par un limiteur à diodes (D50-D53) et est ensuite appliqué à TS456, le transistor de commande de la ligne à retard.

### 3.2.6. Circuit de la ligne à retard (SECAM)

La ligne à retard est la même que pour le système PAL. Dans le collecteur de TS456, le signal "direct" se trouve aux bornes de la

résistance de charge de collecteur R1369 et est appliqué via les contacts 3-2 de Re595b et C854 au permutateur. La sortie 4 de la ligne à retard n'est pas utilisée. Le signal retardé est prélevé à l'émetteur de TS458 et appliqué par C859 au permutateur.

Le permutateur comporte les quatre diodes D522 à D525 et est commandé par la bascule TS460-TS461.

On obtient le signal  $D'_B$  à la jonction D522-D524 et le signal  $D'_R$  à la jonction D523-D525. Ces deux signaux sont ensuite amplifiés par TS474 et TS481, après quoi on les applique aux limiteurs-discriminateurs U671 et U662.

### 3.2.7. Discriminateurs SECAM

A l'exception de la fréquence d'accord, les deux discriminateurs U671 et U662 sont identiques.

En l'absence de signal à l'entrée 3 de U671, les bases des transistors se trouvent au même potentiel, déterminé par la tension continue appliquée au point 7 de U671. (Nous considérerons provisoirement cette tension comme constante). Les courants collecteur des deux transistors seront donc identiques.

Le signal  $D'_R$  est appliqué par C41 à la base de TS51. La base de TS50 est découplée vers la masse par C35. Pendant les alternances positives du signal, le transistor TS51 sera saturé et le courant de TS50 sera quasi nul, tandis que pendant les alternances négatives ce sera l'inverse. Au collecteur de TS50 nous obtiendrons donc des créneaux, à la fréquence du signal  $D'_R$  et dont l'amplitude sera déterminée par le potentiel de base, c.à.d. par la tension continue appliquée au point 7. Ceci signifie que l'amplitude du signal sera limitée. Ce signal est maintenant appliqué au discriminateur proprement dit, constitué par les diodes D45 et D46.

Le signal R-Y démodulé est disponible à la sortie 15. Les éléments R10 et C30 assurent la désaccentuation vidéo.

En réalité, la tension continue au point 7 du discriminateur n'est pas fixe. Revenons à l'amplificateur de chrominance PAL : le courant collecteur de TS451 est influencé d'une part par la polarisation de

la base de TS453 (réglage de saturation) et d'autre part par la polarisation de sa propre base qui dépend du réglage de contraste. La composante continue de la tension présente au collecteur de TS451 est appliquée à la base de TS448; la tension au collecteur de TS448 sera donc fonction et de la commande de contraste et de la commande de saturation. Cette tension est prélevée sur le potentiomètre R1314 pour être appliquée au point 7 de U662 et sur R1315 pour U671.

Cette tension détermine le courant dans le limiteur TS50-TS51, c.à.d. l'amplitude du signal appliqué au discriminateur. De cette façon d'une part le rapport luminance/chrominance reste constant et d'autre part la même commande de saturation agit aussi bien en PAL qu'en SECAM. Les deux potentiomètres R1314 et R1315 permettent d'obtenir un seuil différent dans les deux limiteurs, ceci afin de tenir compte du rapport  $1,9/1,5$  des coefficients des signaux  $D'_R$  et  $D'_B$ .

En position PAL, le sommet de R1314-R1315 est porté à un potentiel négatif ce qui rend inopérant les limiteurs SECAM. Ils sont en outre bloqués pendant le retour "trames" par une impulsion négative sur le collecteur de TS448.

### 3.2.8. Identification SECAM

Le principe d'identification SECAM utilisé dans cet appareil diffère sensiblement de celui utilisé généralement.

Le signal  $D'_B$  est prélevé à la sortie du permutateur et appliqué par C1058 à TS61 dans l'unité U648. Dans le collecteur de ce transistor se trouve un discriminateur centré sur environ 4,3 MHz et qui donne une tension de sortie positive pour la fréquence de 3,9 MHz (identification  $D'_B$ ) et une tension de sortie négative pour la fréquence de 4,75 MHz (identification  $D'_R$ ). Une tension en provenance de la base de temps "trames" est écrêtée par D535 et par le courant de base de TS444 qui sera donc saturé.

Au collecteur de TS444 on obtient de ce fait des impulsions positives. Ces impulsions sont appliquées à la base de TS61 dans l'unité 648 de sorte que le discriminateur d'identification ne fonctionne que pendant le retour "trames".

Trois cas sont maintenant à envisager :

- a. Réception en noir et blanc, donc pas de signaux d'identification.
- b. Réception couleur, mais permutateur dans la position incorrecte.
- c. Réception couleur, permutateur dans la position correcte.

Cas a. L'impulsion positive du collecteur de TS444 est appliquée par C1056 et la diode D545 à la base de TS445, qui constitue un bistable avec TS446. L'application de l'impulsion positive provoque donc le basculement et le potentiel au collecteur de TS445 tombe à zéro.

Par la résistance R1722, le collecteur de TS445 est relié à la base de TS463 dans le circuit de coupure de couleur, de sorte que les amplificateurs TS474 et TS481 sont bloqués. La disparition de l'impulsion dans le collecteur de TS444 ne change rien à cet état de choses, puisque la diode D545 ne transmet pas la variation négative du flanc arrière, de sorte que TS474 et TS481 restent bloqués.

Cas b. Si le permutateur ne se trouve pas dans la position correcte, on aura l'information  $D'_R$  à la sortie  $D'_B$ . Le discriminateur d'identification recevra donc l'identification rouge (4,75 MHz) et délivre à la sortie 9 une impulsion négative.

Tout se passe comme dans le cas précédent, puisque l'impulsion négative, issue du discriminateur d'identification et appliquée à la base de TS446 n'aura aucun effet, ce transistor étant déjà bloqué.

Toutefois, la tension collecteur de TS446 est maintenant voisine de 20V, ce qui rend la diode D542 conductrice. L'impulsion positive du collecteur de TS444 est transmise par cette diode à la base du transistor TS461 de la bascule, ce qui met le permutateur dans la bonne position.

Cas c. Le permutateur se trouve maintenant dans la bonne position, de sorte que le discriminateur d'identification U648 fournit maintenant une impulsion positive. Cette impulsion est appliquée à la base de TS446 et provoque le rebasculement du bistable. Ceci aura deux conséquences : la tension collecteur de TS446 retombe à zéro, ce qui bloque la diode D542 et empêche la transmission de l'impulsion positive vers la bascule. D'autre part, la tension collecteur

de TS445 est maintenant proche de 20V. Cette tension est transmise par R1722 à la base de TS463, ce qui débloque les transistors TS474 et TS481.

### 3.2.9. Nettoyage des paliers

Le circuit utilisé est identique à celui du F25K766. Des impulsions de retour de la base de temps "ligne" sont stabilisées en amplitude à l'aide des diodes Zener D549 et D550. Ces deux diodes peuvent être considérées comme des générateurs d'impulsions à très faible résistance interne.

Les impulsions positives chargent C919, les impulsions négatives chargent C920 à travers les diodes D538, D539, D540, D541. La sortie des discriminateurs est ainsi mise à la masse pendant les retours "ligne".

### 3.2.10. Amplificateur de différence de couleur

Le circuit est identique à celui utilisé dans les récepteurs F25K766 et 25K131A et ne demande donc guère de commentaire. Une particularité cependant est le matriçage du signal G-Y qui est obtenu à partir des tensions de grille écran de B405 et B407. Les éléments triode des PCF200 assurent le clamping pendant le retour ligne.

---

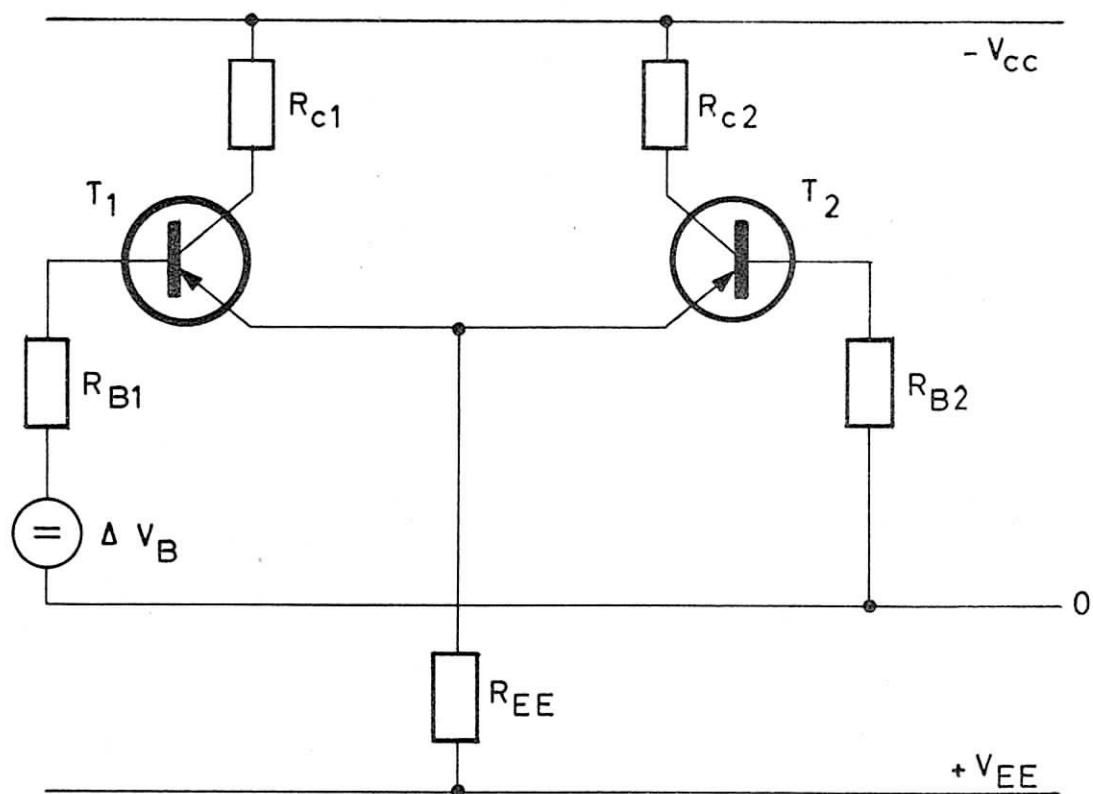


fig.1

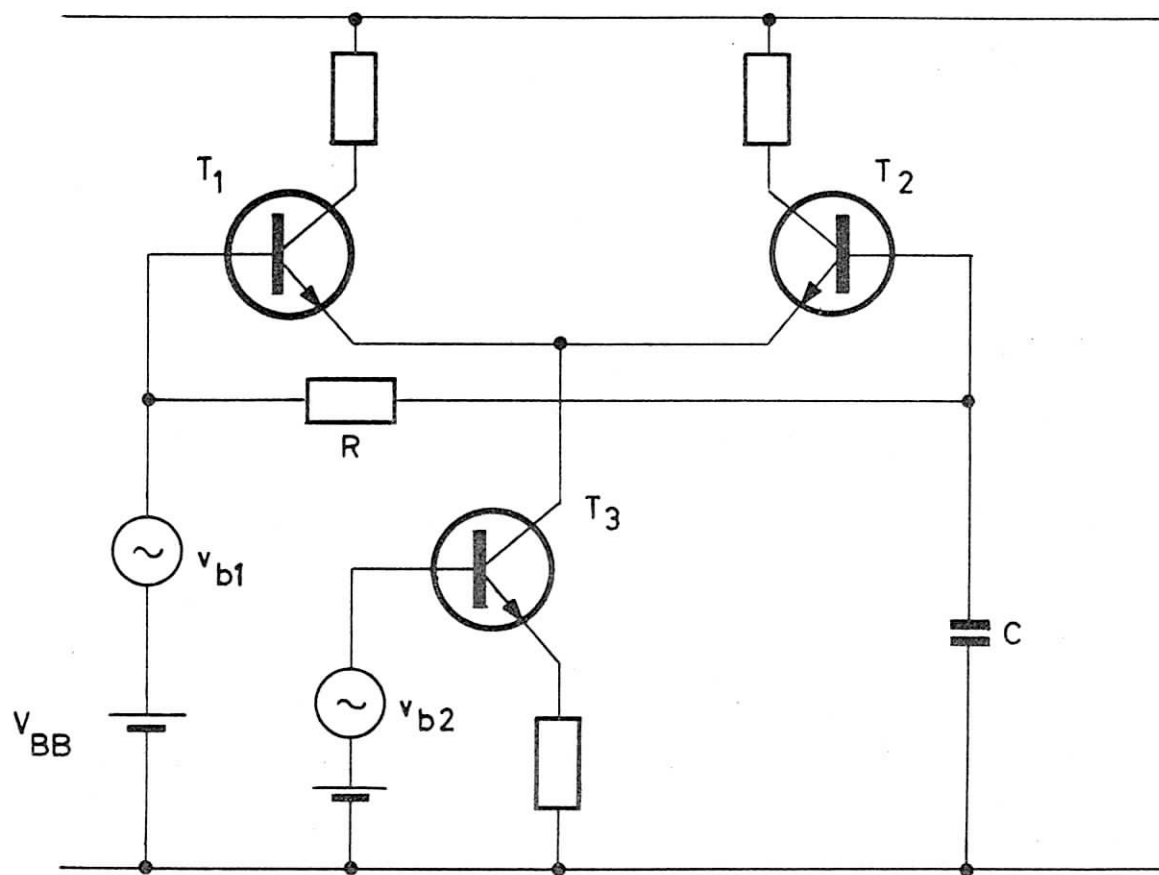


fig.2