

Fig : 1

Il y a d'abord lieu de considérer que le téléviseur comporte à la base le même fonctionnement qu'en noir et blanc, c'est-à-dire une partie HF qui réceptionne le signal, une 1ère FI commune au son et à l'image (composée d'un transistor AF181) de deux MF (EF184) et d'une partie détection.

L'élément qui suit cette détection et qui permet de prélever le signal pour l'utiliser dans la voie chrominance, ne doit être considéré que comme un préampli vidéo, vis-à-vis de la luminance.

Le premier élément qui a été introduit par l'existence de la chrominance, est la ligne à retard de $0,8 \mu s$, dont nous verrons ultérieurement le rôle. Comme elle ne fait que retarder le signal dans le temps, mais sans la déformer, on peut momentanément l'oublier. Il en est de même pour l'étage suivant, dont le rôle est de permettre d'effectuer un alignement et une mesure de C.A.G., sans perturber l'information luminance.

On voit donc que le signal vidéo est transmis sans modification depuis la détection jusqu'à l'EF83 qui l'amplifie et qui l'applique sur les cathodes du tube cathodique.

Nécessité d'alimenter le signal sur une référence.

Supposons un générateur fournissant des signaux simples tels que des créneaux ayant $10 V$ d'amplitude fig. 2

On sait que le condensateur de liaison se chargera à la valeur moyenne du signal. Cette valeur sera considérée comme fixe si la constante de temps CR du circuit est grande. Si $t_1 = t_2$, cette valeur moyenne est donc $\frac{10 V}{2} = 5 V$. Si $t_1 = 3 t_2$, la quantité

d'électricité fournie par le condensateur durant t_1 doit être récupérée pendant t_2 .

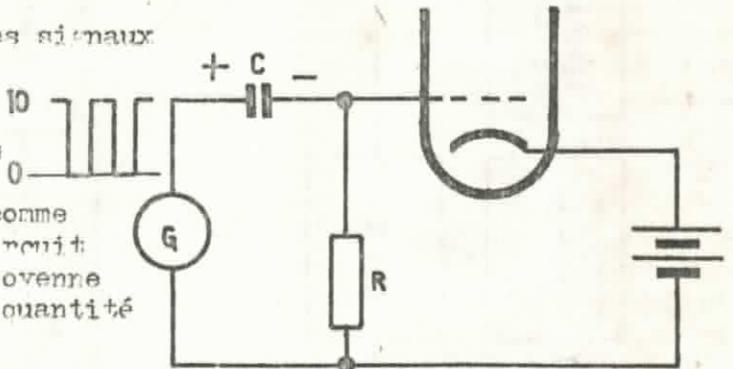


Fig. 2

Si le temps de récupération est trois fois plus faible, il faut que la tension de charge soit trois fois plus élevée fig. 3b. Le signal ayant $10 V$ d'amplitude, il se partagera donc en deux parties inégales, soit $- 2,5 V$ pendant t_1 et $+ 7,5 V$ pendant t_2 .

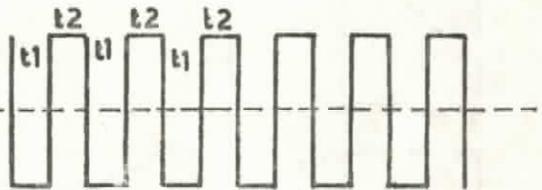


Fig. 3a

Cela revient à dire que dans le premier cas $t_1 = t_2$, le condensateur de liaison se charge à $+ 5 V$, dans le second cas, il se charge à $+ 2,5 V$.

On voit donc que la charge de ce condensateur est directement liée à la forme et à l'amplitude du signal issu du générateur.

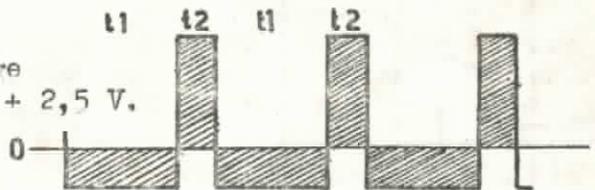


Fig. 3b

Prenons maintenant comme exemple un signal représentant une ligne issue de la détection.

Cette ligne est composée d'abord d'une impulsion de synchronisation ligne de $4,8 \mu\text{s}$ (en 625 l.), suivie d'un palier représentant le niveau noir. Cet ensemble correspond au temps de retour ($12 \mu\text{s}$) du spot de droite à gauche de l'écran.

Le reste de la ligne est constitué de l'information vidéo ($52 \mu\text{s}$) qui traduit le degré de luminosité pour chaque point de la ligne. L'amplitude maxi correspond au blanc; les intermédiaires sont les différents gris plus ou moins lumineux.

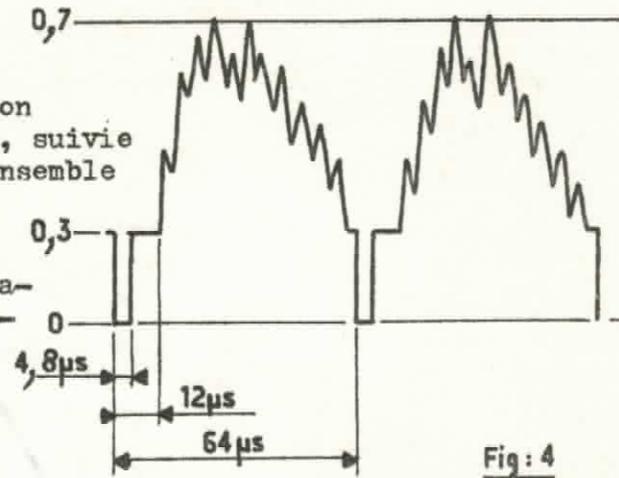


Fig: 4

Si l'on considère que dans une image moyenne, il n'y a aucune raison qu'il y ait plus de points noirs que de points blancs, que de points gris, et si l'on admet que la constante de temps du circuit est très grande, donc que la valeur moyenne sera stable, on peut représenter une ligne moyenne par une graduation linéaire allant du noir au blanc, on a bien ainsi une même quantité de valeur lumineuse. *fig 5*

Si l'on cherche maintenant la valeur moyenne d'un tel signal, on voit qu'il se compose déjà de tops de synchro dont l'amplitude représente 30 % du maxi. Comme l'amplitude varie ensuite graduellement du noir au blanc, on obtient ici la moitié de 70 % restant soit 35 %. La valeur totale est donc de $30 \% + 35 \% = 65 \%$; comme l'information vidéo n'existe pas depuis le début de la ligne, on peut ramener ce chiffre à 60 %; c'est effectivement ce qui est considéré comme la valeur moyenne d'un signal vidéo.

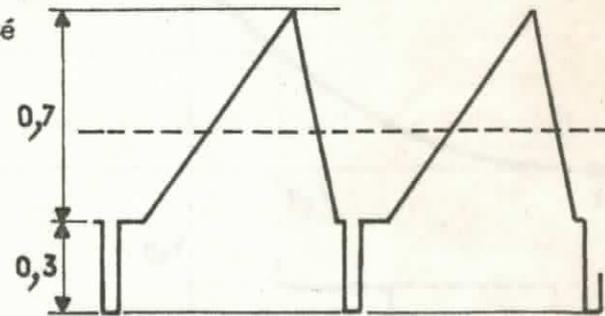


Fig:5

Si l'on revient à notre générateur nous délivrant un tel signal ayant une amplitude de 10 V, la valeur moyenne étant de 60 % soit 6 V, c'est cette tension qui chargera le condensateur de liaison.

On voit donc que pour une tension de + 10 V, on trouve en A la somme des tensions du générateur + la tension moyenne du condensateur soit $10 \text{ V} - 6 \text{ V} = + 4 \text{ V}$.

Lorsque la tension est nulle on obtient $0 \text{ V} - 6 \text{ V} = - 6 \text{ V}$

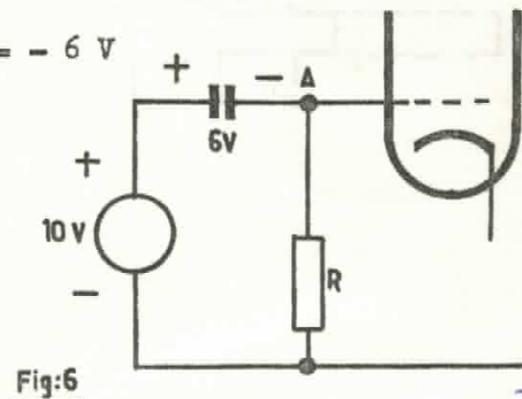
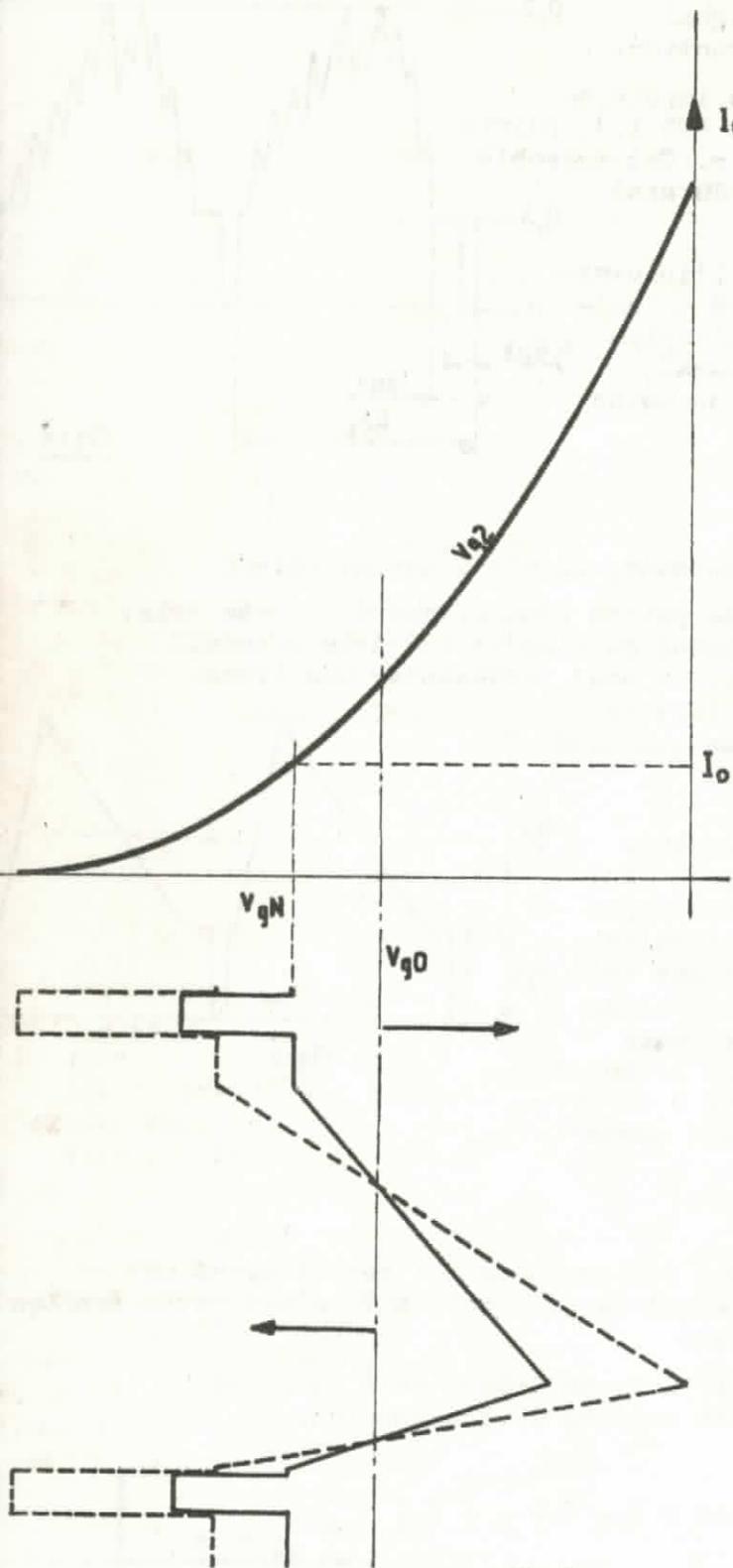


Fig:6



Traçons la caractéristique de la lampe à laquelle nous nous proposons d'appliquer le signal. Le potentiel cathode étant V_K , le potentiel de grille étant au repos V_{g0} ; on peut donc situer l'axe de polarisation sur la courbe.

C'est donc par rapport à cet axe que l'on aura les variations vidéo. Pour une tension de 10 V représentant le blanc, on applique sur la grille une variation de + 4 volts seulement. Pour une tension représentant le noir, la variation est de - 3 V.

Supposons qu'à la suite d'une commande différente de contraste, le niveau détecté augmente de 50 %, c'est-à-dire passe de 10 à 15 V.

La valeur moyenne du signal varie dans les mêmes proportions, et le condensateur de liaison se charge à 9 V.

On voit donc que le blanc atteint une variation de + 6 V et le noir de - 4,5 V. Ce qui revient à dire que pour deux valeurs différentes de contraste, la tension représentant le noir n'est pas au même niveau, donc finalement déterminera un courant différent dans la lampe commandée, et finalement sur l'anode de cette lampe deux tensions différentes. Comme ce sont ces tensions qui commanderont le tube cathodique, on conçoit très bien qu'un degré de luminosité nul doit toujours être le même quelle que soit l'amplitude du signal.

Fig:7

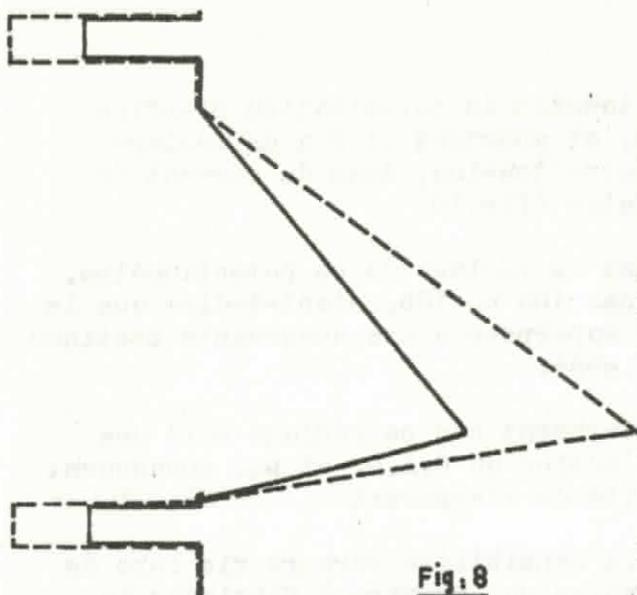


Fig. 8

Il faut donc avoir une référence pour la tension correspondant au niveau du noir. En effet, dans le cas précédent, si l'on avait réglé la polarisation de façon que le niveau du noir, à contraste mini, corresponde à un courant I_0 ; il est évident que si le signal augmente, tous les signaux dont la valeur déterminait un courant plus petit que I_0 se trouveraient dans le noir, donc invisibles, il y a une perte de définition dans les zones sombres. Comme d'autre part, le niveau blanc n'atteint pas l'amplitude qu'il devrait atteindre, on doit pour arriver au même résultat pousser l'action du contraste, donc accentuer encore le défaut. On voit qu'il faut absolument aligner les signaux sur la référence du noir. Avant d'aborder ce problème d'alignement, reprenons la transmission du signal depuis la détection.

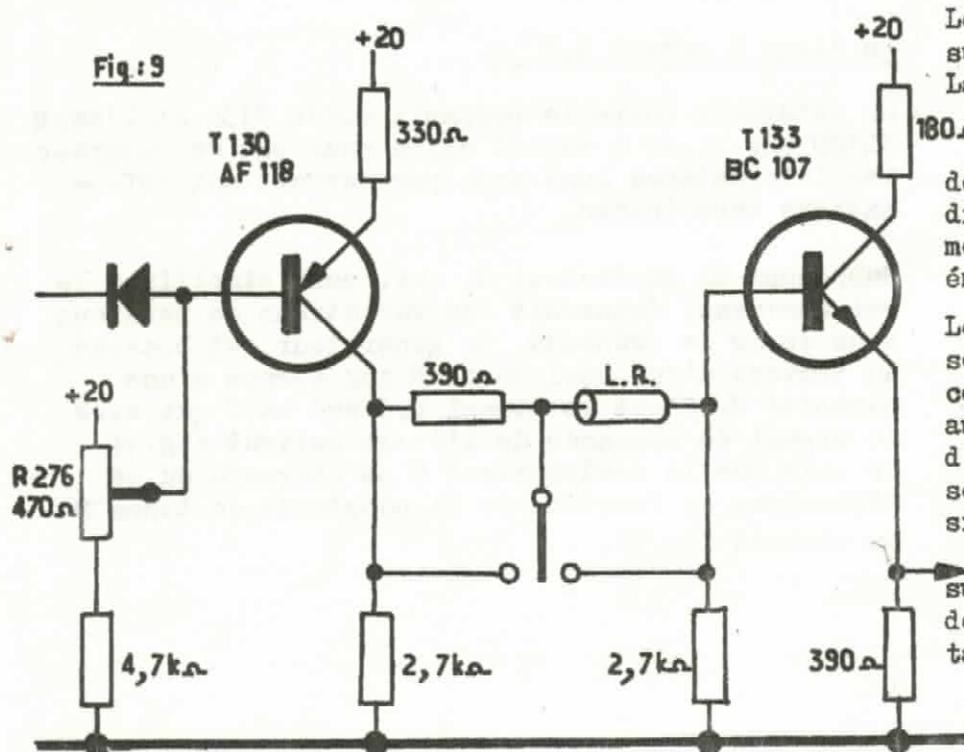


Fig. 9

Le signal détecté est appliqué sur T130.

La charge d'émetteur de ce transistor est assez élevée soit 330Ω . Il se comporte donc en émettodyne, c'est-à-dire que le gain est sensiblement égal à 1 sur la voie émetteur.

Le courant d'émetteur étant sensiblement le même que le courant collecteur, la tension aux bornes des résistances d'émetteur et de collecteur sera proportionnelle à ces résistances, c'est-à-dire sensiblement 4 fois plus élevée sur le collecteur. Donc le gain de ce préampli vidéo sera constant et égal à 4.

On voit que la tension de polarisation n'influe pas sur le gain, et pourtant il y a un réglage (par R276) de cette tension, donc du courant de repos du transistor (fig.10)

En effet, suivant le réglage de ce potentiomètre, on obtient les cas 10a ou 10b, c'est-à-dire que le signal vidéo se superpose à une composante continue plus ou moins élevée.

On verra ultérieurement que ce réglage aura une influence sur l'action du C.A.G. et par conséquent sur la sensibilité de l'appareil.

Ce chapitre de la sensibilité sera repris lors de la mesure de tension qui servira à fabriquer le C.A.G.

La ligne à retard 0,8 s.

On intercale entre le préampli vidéo T130 et l'amp^{li} EL189 une ligne à retard qui a pour but de retarder les informations luminance par rapport aux informations chrominance.

Supposons un générateur G, qui, pour simplifier le raisonnement, donnerait des variations de tensions sous forme de crêteaux. Ce générateur est branché au travers d'une résistance R aux bornes d'une capacité C. C'est le signal prélevé en S qui sera le signal de commande de l'étage suivant fig.11
On sait que le condensateur C se chargera ou se déchargera en fonction de la constante de temps θ du circuit fig 12.

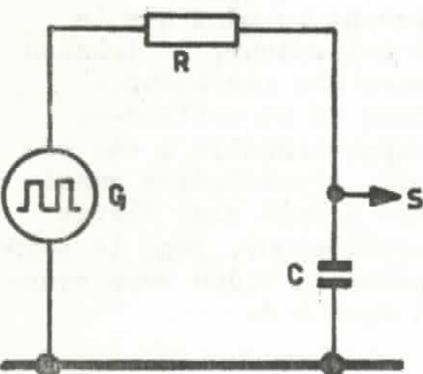


Fig : 11

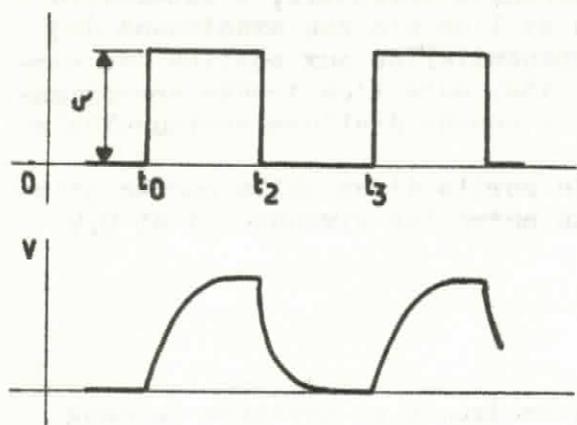


Fig. 12

Donc pour une variation brusque de la tension du générateur, la retransmission en S ne se fera qu'après un certain ~~de~~ retard. Encore faut-il que le créneau dure suffisamment longtemps pour que C se charge à la valeur maximale de la variation.

En effet on voit que si C a besoin du temps 30 fig.13b pour se charger, il atteint tout juste la tension maxi lorsque survient une nouvelle commande. En 13c, le créneau est suffisamment large pour qu'il n'y ait pas d'erreur de transmission. Par contre en 13a,

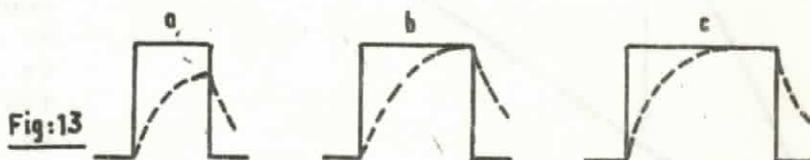


Fig:13

le condensateur n'est pas encore chargé à la valeur de la commande, que survient une nouvelle variation. La durée la plus courte admise, donc la fréquence la plus grande est ainsi donnée par la limite 13b.

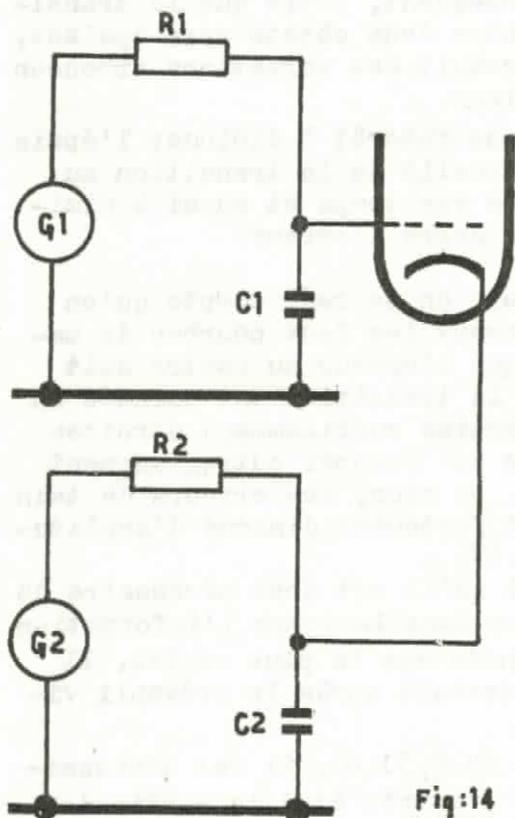


Fig:14

La bande passante du circuit de chrominance est environ 5 fois moins large que celle du circuit luminance. Dans le téléviseur, le générateur représente la détection qui nous fournit le signal de commande; la résistance R représente l'ensemble des résistances de charge de la voie considérée, et C l'ensemble des capacités, soit interélectrodes, parasites ou de câblage, et même les capacités des circuits sélectifs.

les deux voies de commande peuvent donc se représenter chacune par un circuit simple RC fig.14, dont les bandes passantes sont différentes dans un rapport 1 à 5, c'est-à-dire aussi les constantes de temps R_1C_1 et R_2C_2 .

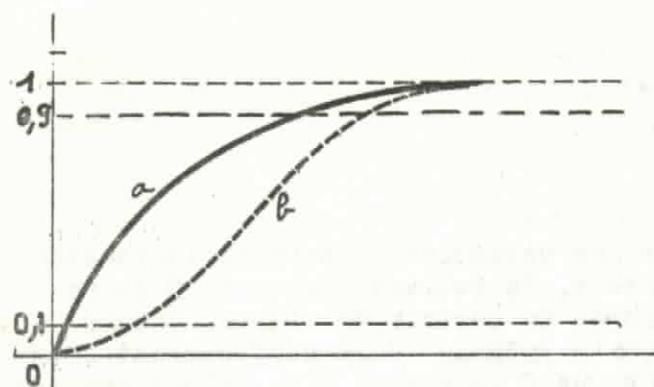


Fig. 15

En réalité l'ensemble de ces circuits n'est pas aussi simple, car on se trouve en présence de circuits sélectifs, c'est-à-dire oscillants et l'on n'a pas exactement des charges exponentielles aux sorties des circuits fig. 15a, mais l'on trouve approximativement une courbe d'allure cosinusoidale fig. 15b. Le temps de sortie d'une telle courbe s'interprète entre les niveaux 0,1 et 0,9.

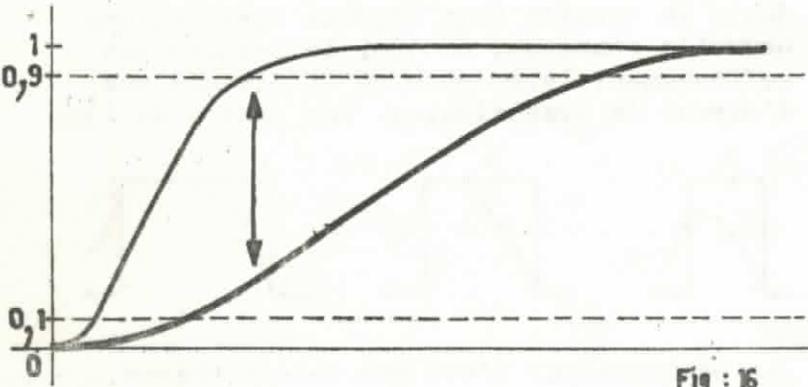


Fig. 16

On se trouve en présence de deux circuits différents que l'on commande en même temps, ce qui est le cas pour les circuits de luminance et de chrominance, car une variation de chrominance entraîne pratiquement toujours une variation de luminance. Le temps de réponse de ces deux circuits étant différent dans un rapport de 1 à 5 fig.16, on conçoit que pendant tout le temps de transition il y aura une erreur de commande entre les électrodes, cathodes et wehnelts du tube couleur. Par conséquent, outre que la transition entre deux objets sera apaisée, on introduit des variations erronées de couleur.

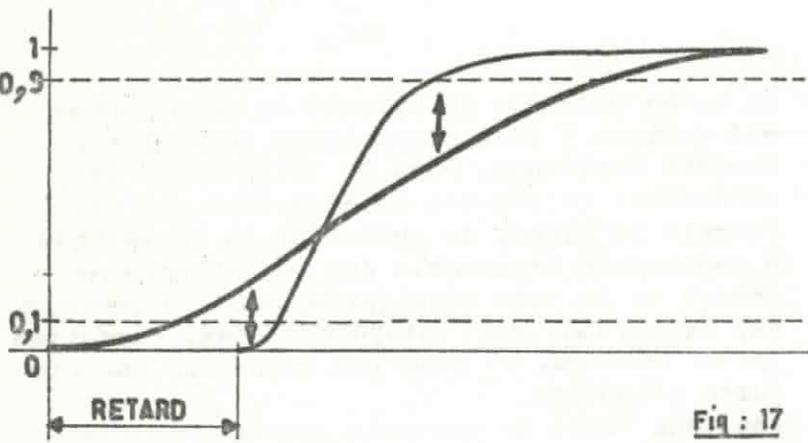


Fig. 17

On a donc intérêt à diminuer l'épaisseur visuelle de la transition au point de vue temps et aussi à diminuer le degré d'erreur.

Pour cela on se rend compte qu'en superposant les deux courbes de manière que l'erreur au centre soit nulle, la transition est scindée en deux parties suffisamment étroites pour ne pas frapper outrageusement l'oeil. De plus, les erreurs de teintes ont fortement diminué d'amplitude fig.17.

On voit qu'il est donc nécessaire de retarder dans le temps l'information

qui sera transmise par le circuit dont le temps de montée est le plus rapide. Il s'agira ici de l'information luminance. On a ainsi introduit après le préampli vidéo une ligne à retard de 0,8 μs. L'impédance caractéristique de cette LR étant environ de 2,5 kΩ, il est nécessaire de l'adapter, d'où une résistance de même valeur à l'entrée et à la sortie de cet élément.

Une désadaptation entraînerait des réflexions. c'est-à-dire des échos. Pour que l'impédance de sortie ne soit pas perturbée par l'étage suivant, on intercale avant l'ampli vidéo, un transistor adaptateur d'impédance, qui permette en outre une mesure de C.A.G. et un alignement sur le noir, sans perturber le signal vidéo. Cette ligne à retard est également employée comme filtre pour les fréquences de chrominance, d'où une forte atténuation des informations de couleur sur la voie luminance.

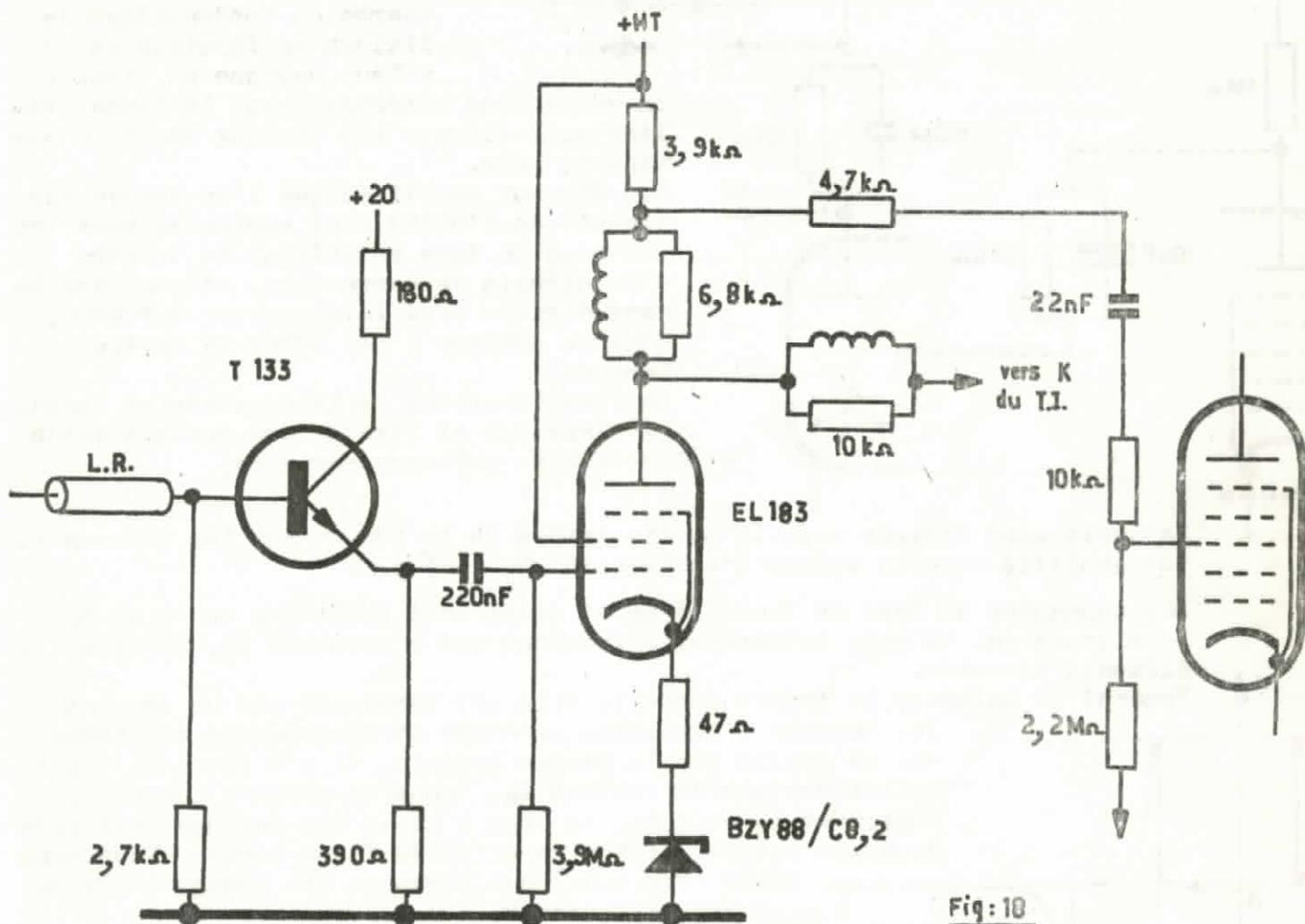
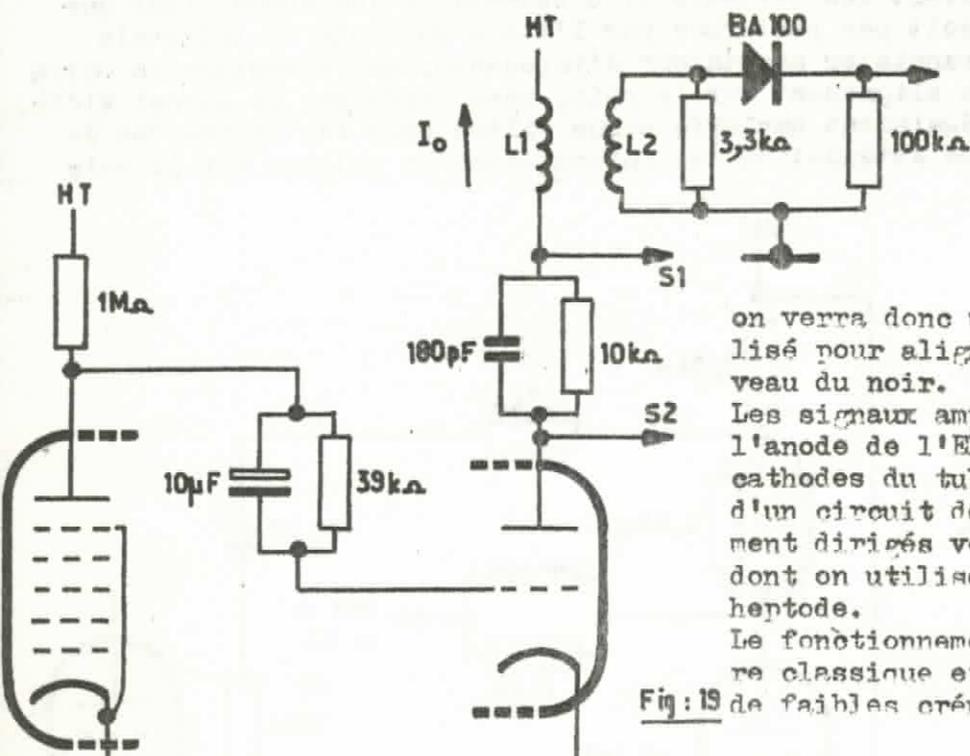


Fig: 10

Lorsque le récepteur fonctionnera en N et B, on n'aura nullement besoin de ce filtre, surtout en 819 l où la bande passante est beaucoup plus large; effectivement, la bande passante de la LR est réduite et ne laisserait pas passer les variations rapides d'où une mauvaise définition. On a donc intérêt à supprimer cette ligne en N et B, d'où une commutation de relais. Cette LR ayant une résistance interne de 350 - 400Ω, il sera nécessaire de la remplacer par une résistance équivalente pour ne pas perturber le gain de l'étage et en particulier la composante continue qui influera sur le niveau de C.A.G.

On a vu précédemment que le signal luminance traversait une LR 0,8μs, laquelle ne devait pas être perturbée par l'impédance de l'étage suivant; elle sera donc suivie d'un transistor dont le montage en collecteur commun présente une grande impédance d'entrée. Fig 11

Le montage émettodyne permet pratiquement de retrouver sur l'émetteur la tension d'entrée sur la base avec un gain égal à l'unité. On verra par la suite qu'une mesure impulsionnelle pour la fabrication du C.A.G. au niveau de cet émetteur ne perturbera pas le signal vidéo. En effet, si l'impédance d'entrée du transistor est élevée, en revanche l'impédance de sortie est très faible (une dizaine d'ohms); donc toutes variations sur l'émetteur n'influeraient pas sur le fonctionnement de ce transistor.



Le signal vidéo est transmis par capacité sur la grille de l'EL183; si on se limitait à ce montage, on retrouverait les inconvénients cités au début de ce chapitre, c'est-à-dire une charge du condensateur de liaison en fonction de la valeur moyenne du signal;

on verra donc ultérieurement le moyen utilisé pour aligner les signaux reçus au niveau du noir.

Les signaux amplifiés que l'on trouve sur l'anode de l'EL183 sont appliqués vers les cathodes du tube cathodique au travers d'un circuit de correction, et sont également dirigés vers la séparatrice PCH200, dont on utilise à cet effet la partie heptode.

Le fonctionnement de la séparatrice demeure classique et l'on trouve sur son anode de faibles créneaux négatifs,

Fig: 19

lesquels sont dirigés vers la partie triode de la PCH qui les inverse et les amplifie vers la valeur d'environ 150 V. Fig 19

Les commandes de Base de Temps ligne et trame sont prélevées en S1 et S2. Le circuit qui va nous intéresser maintenant est l'ensemble L1, L2 avec les éléments associés.

Pendant le balayage la triode conduit, elle est parcourue par un courant I_0 . Lorsque l'impulsion négative de synchro est appliquée sur sa grille par la partie heptode, il y a blocage, c'est-à-dire rupture du courant I_0 . Comme ce courant traversait également L1 et qu'il ne peut y avoir une rupture immédiate dans une bobine, il y a un effet de force contre électromotrice (f.c.e.m.) qui provoque une brusque surtension d'environ 150 V.

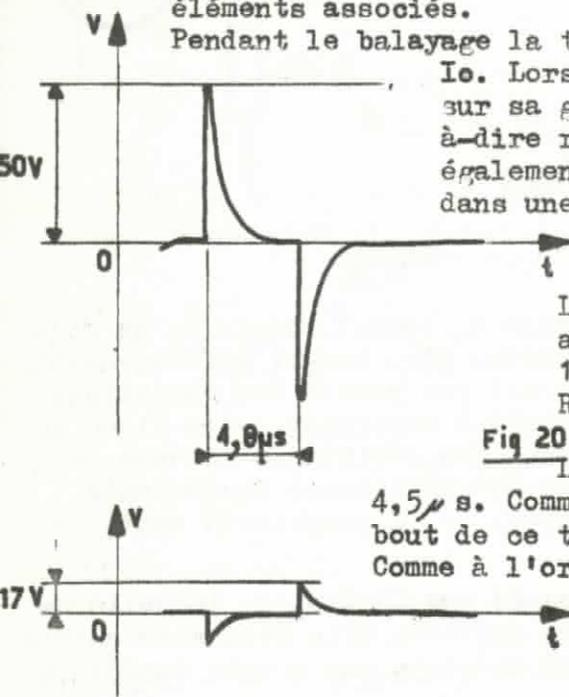


Fig 20

L1 étant associée à L2 on retrouve cette variation au secondaire avec une amplitude réduite d'environ 17 V. L2 a pour valeur 5 mH, ce qui donne avec $R = 3,3 k$ une constante de temps θ de $\frac{L}{R} = 1,5 \mu s$. L'énergie est pratiquement dissipée en 3θ soit $4,5 \mu s$. Comme le top de synchro ligne dure $4,8 \mu s$ on voit qu'au bout de ce temps il n'y a plus de tension sur le secondaire. Comme à l'origine, c'était le primaire qui était générateur, là aussi la tension de f.c.e.m. est réduite à zéro. Lorsqu'après le top de synchro, la triode pourra de nouveau conduire, il y aura réapparition de I_0 , et également une f.c.e.m. aux bornes de L1 et par suite de L2, mais cette fois dans le sens opposé et toujours avec une dissipation d'énergie en $4,5 \mu s$. On a donc ainsi obtenu aux bornes de L2 d'abord une impulsion négative, ensuite une impulsion positive.

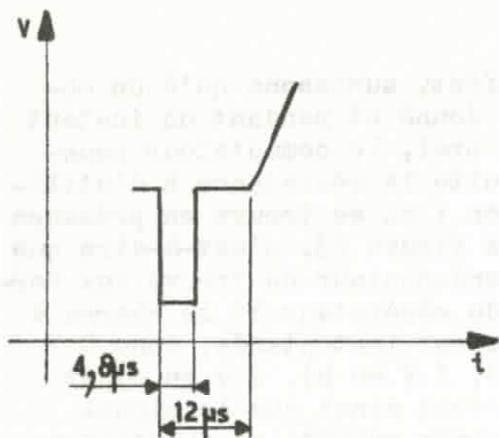
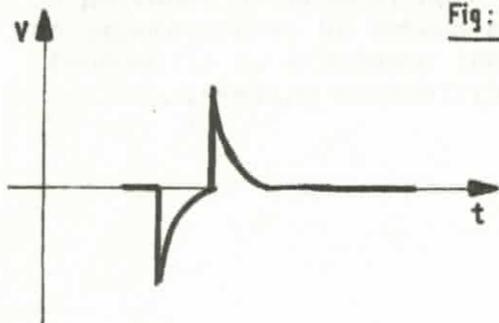


Fig: 21



Une diode BA100 nous permet de sélectionner uniquement l'impulsion positive; on remarque que celle-ci, située dans le temps, apparaît après le top de synchro ligne, c'est-à-dire pendant une partie du palier attribué au noir.

Au début de ce chapitre on a vu qu'il y avait nécessité d'aligner le signal vidéo en prenant comme référence le niveau du noir. On devine donc déjà que ce sera grâce à cette impulsion qui arrive pendant qu'existe la référence du noir (et uniquement pendant ce temps), que l'on pourra créer cette opération d'alignement.

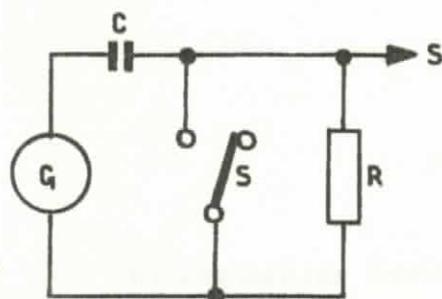


Fig: 22

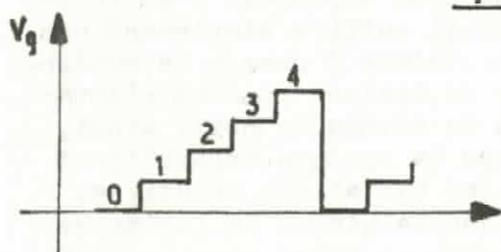
Alignement du niveau du noir

Reprenons comme en début de chapitre un générateur qui fournit un signal aux bornes de R par l'intermédiaire d'un condensateur C.

On suppose la constante de temps RC très grande, c'est-à-dire que la tension de charge aux bornes du condensateur sera inchangée le temps d'une période.

Pour faciliter la compréhension, supposons que le générateur délivre des signaux en forme d'escalier (fig.22), allant du niveau 0 au niveau + 4 pendant des temps égaux. On sait que la valeur moyenne d'un tel signal serait de + 2 et constituerait normalement la charge du condensateur.

On va voir que par l'intermédiaire du commutateur S, on va pouvoir charger le condensateur au niveau désiré, soit 0, 1, 2, 3 ou 4, c'est-à-dire qu'en sortie le signal pourra être soit au même alignement qu'à l'entrée, soit situé alternativement par rapport au palier voulu.



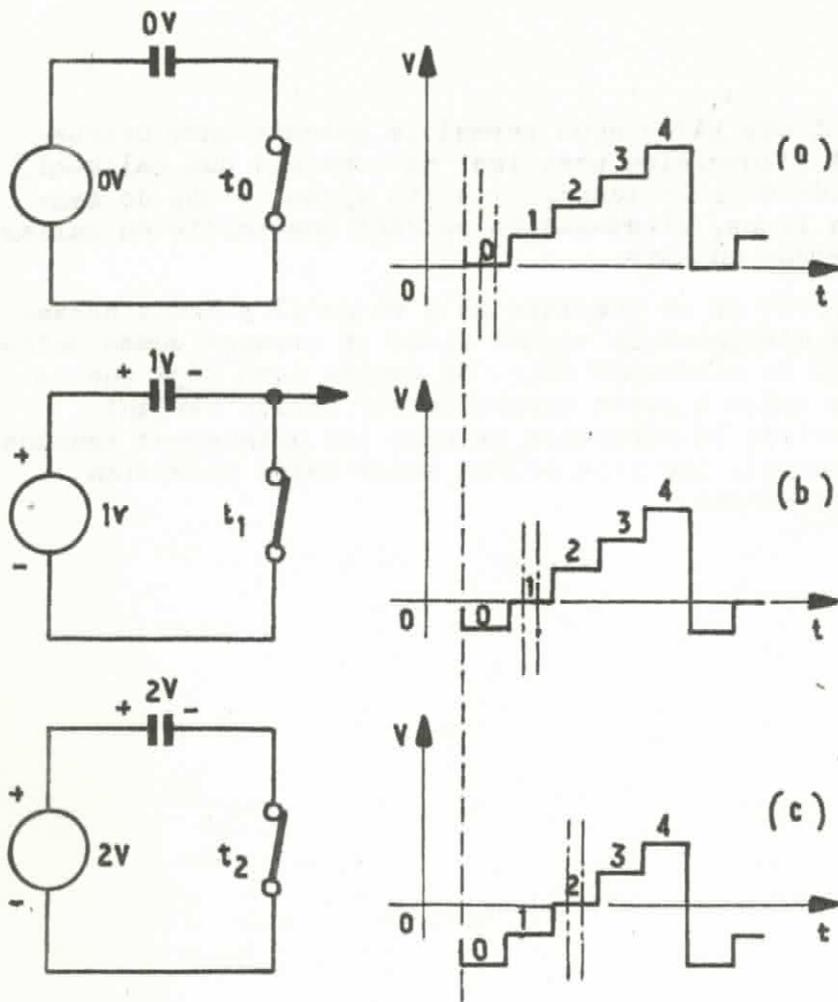


Fig: 23

En effet, supposons qu'à un moment donné et pendant un instant très bref, le commutateur court-circuite la résistance R d'utilisation : on se trouve en présence de la figure 23, c'est-à-dire que le condensateur se trouve aux bornes du générateur et se charge à la valeur instantanée, donc 0 V en a), 1 V en b), 2 v en c) et l'on voit ainsi que le signal sera bien réparti en fonction de de la charge du condensateur; on a ainsi procédé à un alignement sur différents paliers.

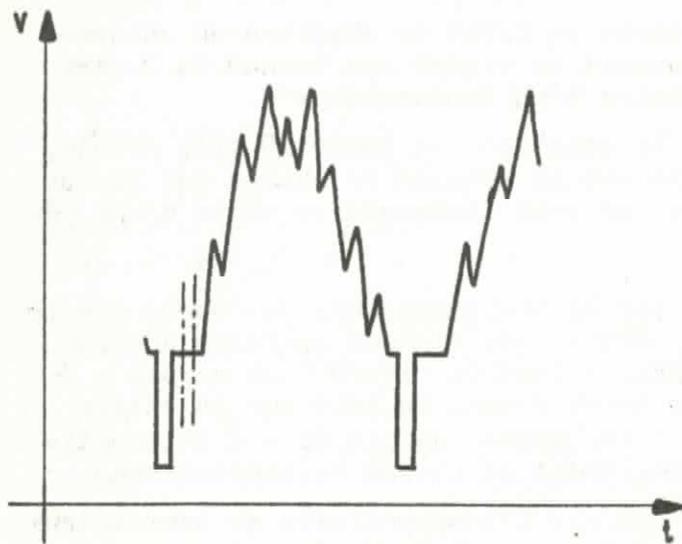


Fig: 24

Si on reprend maintenant le signal connu d'une ligne vidéo, rien ne nous empêchera d'en faire autant, il suffira simplement que le commutateur S charge le condensateur de liaison pendant l'apparition du niveau du noir. Ainsi, les tops de synchro apparaîtront comme des variations négatives, alors que le niveau de luminance entre noir et blanc sera positif.

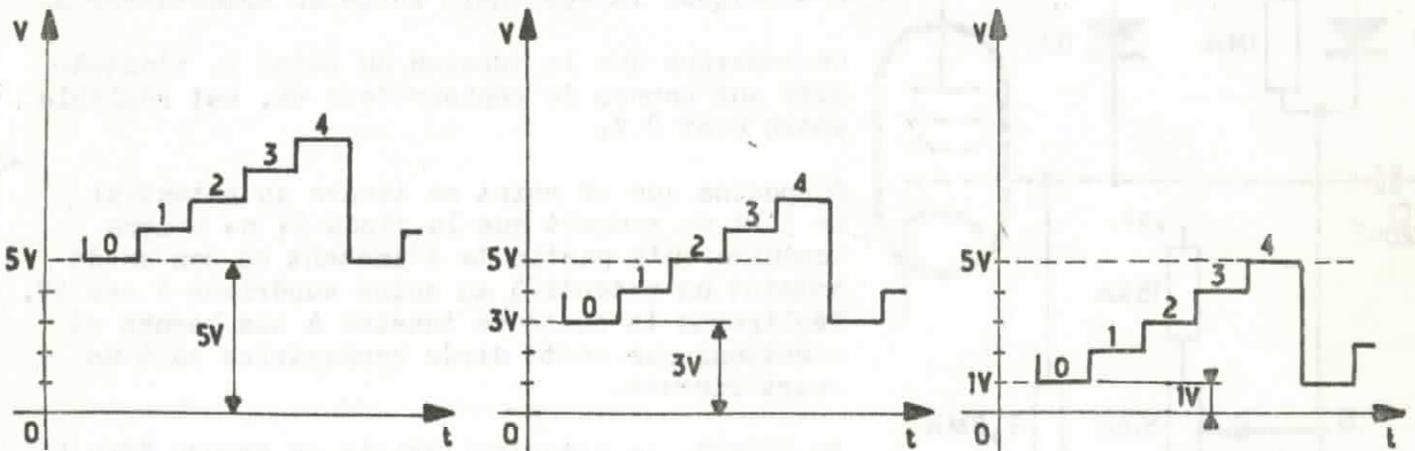
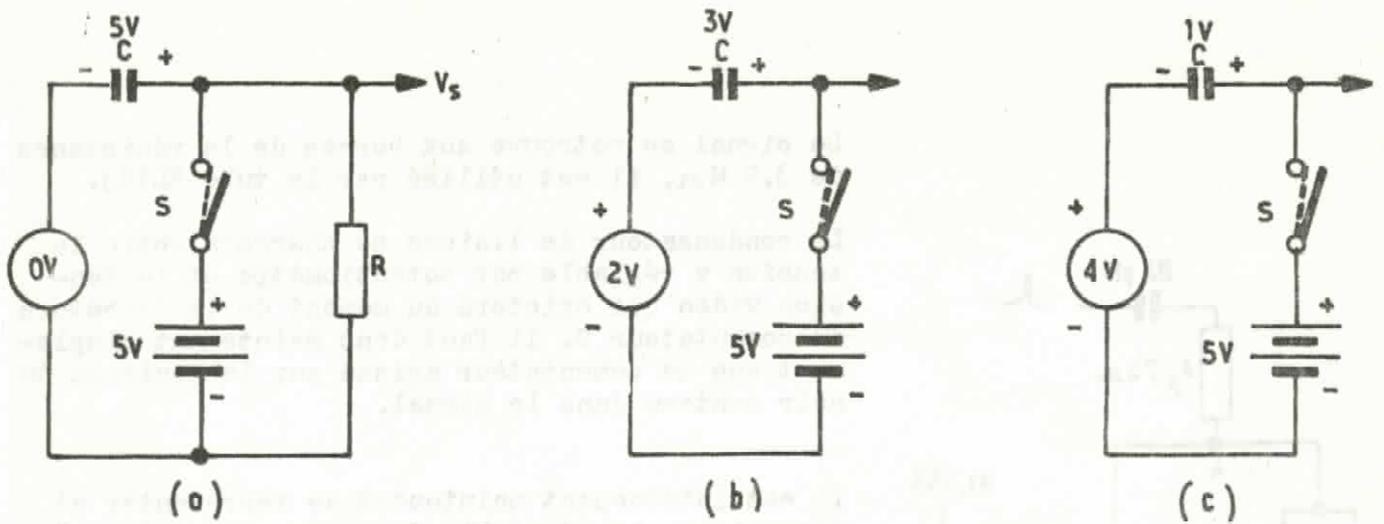


Fig. 25

Le principe de fonctionnement est le même si le commutateur S , au lieu d'être réuni à la masse, l'est à une source de tension quelconque positive ou négative. Si nous prenons comme exemple une tension de + 5 V, le condensateur se chargera par rapport à ces 5 V.

La figure 25 montre 3 positions où a lieu la commutation S , les effets respectifs sur le signal qui s'aligne par rapport à 5 V en fonction de la position de commutation, et également dans chaque cas, la charge du condensateur.

Rien ne s'oppose à ce qu'il en soit de même pour un signal vidéo, et effectivement, il faudra polariser l'ampli EL183 de façon à obtenir un courant de repos bien défini dans ce tube afin de déterminer le niveau noir. Cette polarisation 47Ω sera donc la tension continue de référence sur laquelle s'alignera le signal reçu.

En représentant le schéma réel du téléviseur, on a le transistor T133 qui joue le rôle du générateur et qui nous délivrera les signaux vidéo.

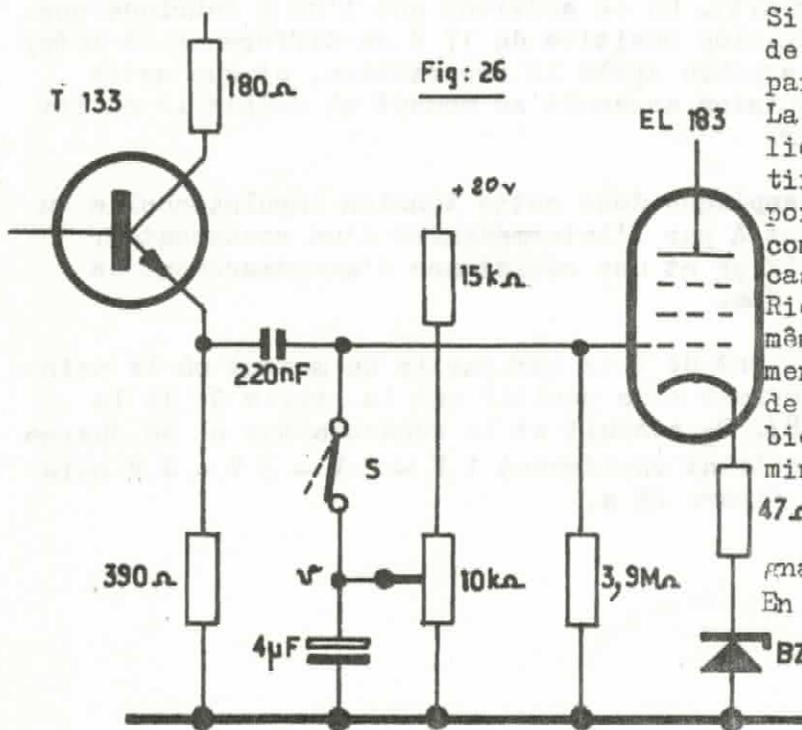


Fig: 26

Le signal se retrouve aux bornes de la résistance de $3,9\text{ M}\Omega$, il est utilisé par le tube EL183.

Le condensateur de liaison se chargera entre la tension v réglable par potentiomètre et la tension vidéo qui existera au moment de la fermeture du commutateur S. Il faut donc maintenant simplement que ce commutateur agisse sur la position du noir contenu dans le signal.

Il est intéressant maintenant de représenter et d'expliquer la véritable forme du commutateur S.

On remarque que la tension au point B, c'est-à-dire aux bornes du condensateur C2, est réglable entre 0 et 8 V.

Supposons que ce point se trouve au potentiel de 5 V; on conçoit que la diode D1 ne pourra conduire qu'à partir de l'instant où son anode atteint un potentiel au moins supérieur à ces 5V. Négligeons la chute de tension à ses bornes et admettons que cette diode conductrice soit un court-circuit.

Au départ, le potentiel grille se trouve être à la masse par la résistance $3,9\text{ M}\Omega$, donc D2 pourra conduire dès qu'une tension positive sera appliquée sur son anode, c'est-à-dire au point A (supposons également que D2 soit un court-circuit parfait). On se souvient que l'on a fabriqué une impulsion positive de 17 V en différenciant le top de synchro après la séparatrice, et que cette impulsion apparaît au moment où existe le palier noir.

On applique donc cette tension impulsionnelle au point A par l'intermédiaire d'un condensateur de 82 pF et une résistance d'amortissement de 4,7 K Ω .

On vient de voir qu'à partir du moment où le point A devient plus positif que la grille G1 de la EL183, D2 conduit et le condensateur C1 se charge. Il atteint rapidement 1 V - 2 V - 3 V - 4 V puis 5 V figure 28 a.

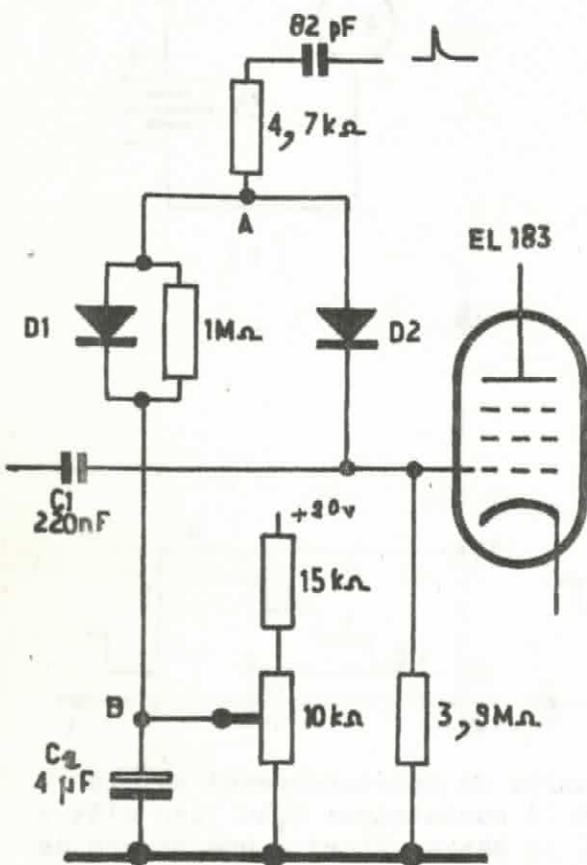


Fig: 27

A partir de cette tension, la diode D_1 voit son anode devenir plus positive que la cathode, donc elle conduit; jusqu'ici le courant de circulation dans le circuit était le courant I_1 (fig. 29), mais lorsque D_1 conduit il y a apparition d'un courant I_2 qui a tendance à charger le condensateur C_2 , mais ce dernier est de forte valeur, et on peut admettre que la tension à ses bornes est constante et égale à 5 V comme on l'a supposé au départ.

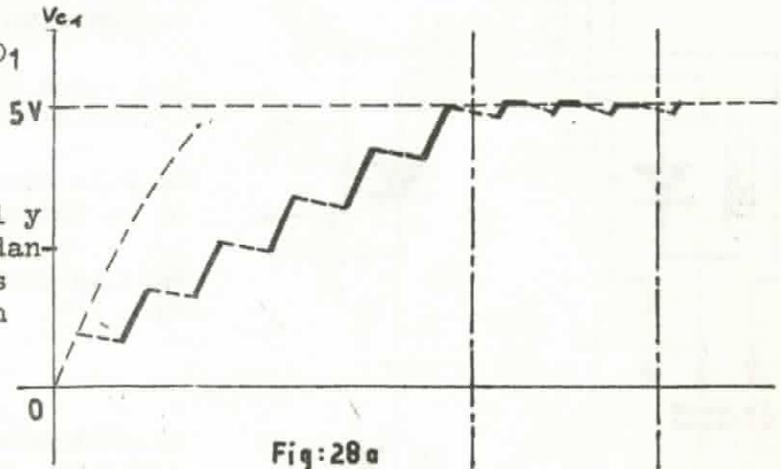
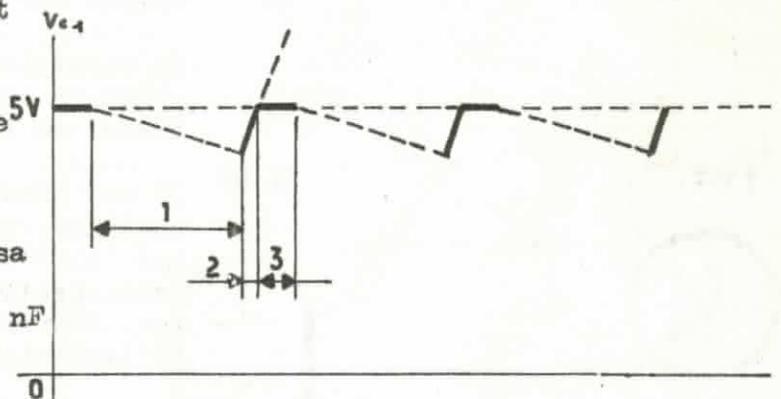


Fig: 28a

Il en résulte que le point A ne peut dépasser ce potentiel de 5 V.

La charge de C_1 a donc imposé sur la grille 1 de l'EL183 la tension de commande, soit 5 V.

On peut admettre qu'au cours d'une ligne, le condensateur conservera sa valeur de charge, car la constante de temps est grande : $3,9 \text{ M}\Omega \times 220 \text{ nF}$
 $= 0,9 \text{ seconde}$ (fig. 30).



La figure 28 b montre les différentes phases de fonctionnement de l'ensemble.

Fig: 28b

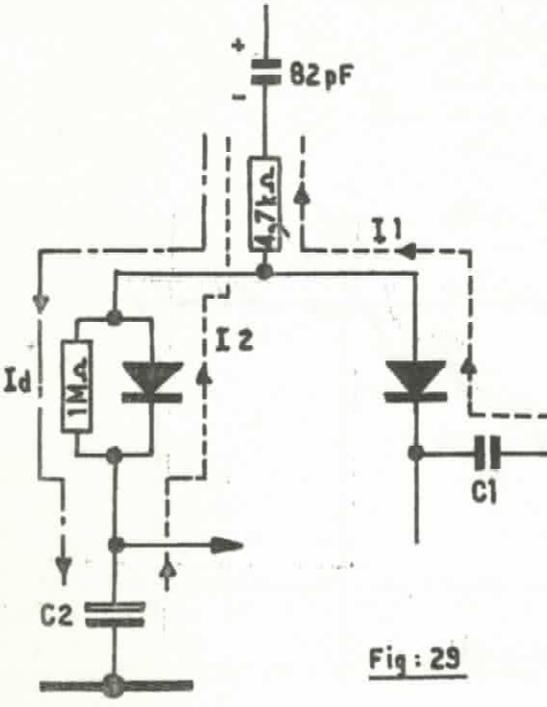


Fig: 29

Le temps 1 représente le temps de balayage (moins l'impulsion), C_1 se décharge de façon insignifiante.

Les temps 2 et 3 représentent le temps de l'impulsion.

En 2 la diode D_2 reconduit jusqu'au moment où le potentiel grille 1 atteint de nouveau 5 V.

En 3 la diode D_1 limite à 5 V le potentiel sur C_1 .

En l'absence d'impulsion, les diodes D_1 et D_2 sont bloquées par le potentiel négatif qui existe sur le condensateur 82 pF.

En effet lorsque les diodes conduisent, les courants soit I_1 , soit I_2 chargent le condensateur de liaison. fig. 29

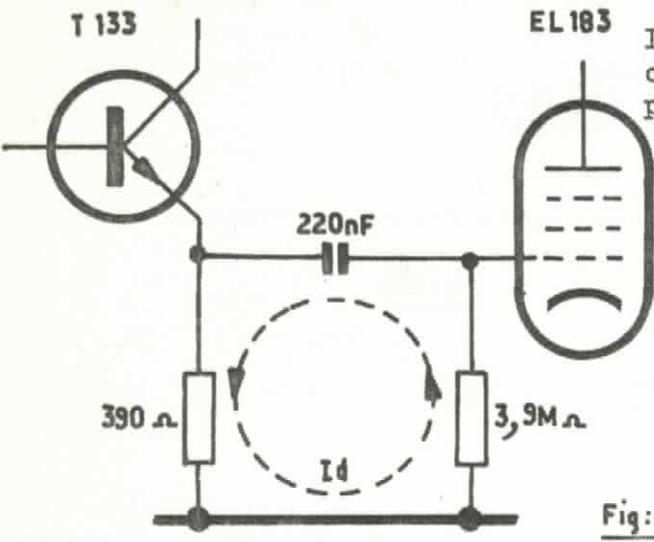
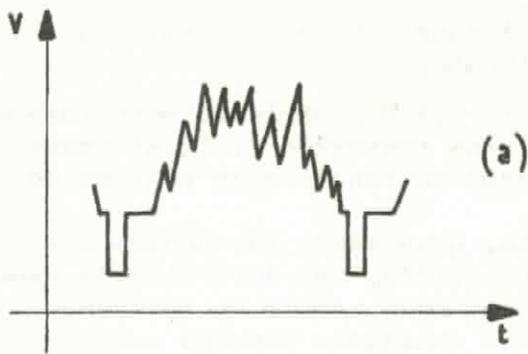


Fig: 30

Il est nécessaire pour que les diodes puissent conduire, que les courants I_1 et I_2 ne soient pas limités, c'est-à-dire finalement que le condensateur puisse restituer pendant le balayage, l'énergie qu'il a emmagasinée pendant l'impulsion.

Pour ce faire, on shunte la diode D_1 par une résistance de 1 M Ω qui permettra la décharge de ce condensateur.



Si l'on considère un quelconque signal vidéo mesuré à la fréquence ligne, on obtient l'oscillogramme connu représenté à la figure 1a.

On sait d'autre part que si l'on fait la valeur moyenne d'un grand nombre de lignes, on peut assimiler ce signal à la figure 1b.

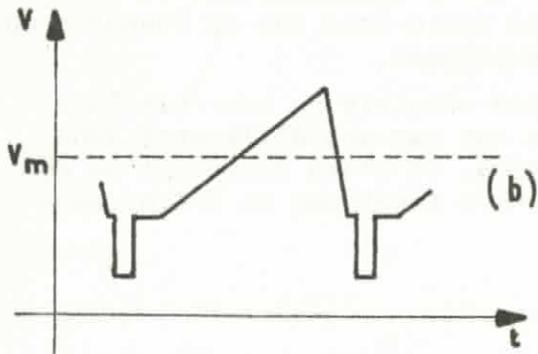


Fig: 1

Si au cours d'un programme, le niveau de réception vient à varier, par exemple à la suite de conditions atmosphériques différentes, le niveau du signal varie dans les mêmes proportions; il s'ensuit que si l'image moyenne varie, on pourrait fabriquer une tension de C.A.G. à partir de cette valeur moyenne, et c'est généralement ce que l'on fait sur un téléviseur N et B.

Néanmoins, on se rend compte que la notion d'image moyenne est très vague; en effet, le degré de luminosité au cours d'un programme n'est pas toujours le même, ce qui revient à dire qu'en fonction de l'éclairage ambiant de la scène, la valeur moyenne du signal n'est pas la même (fig.2).

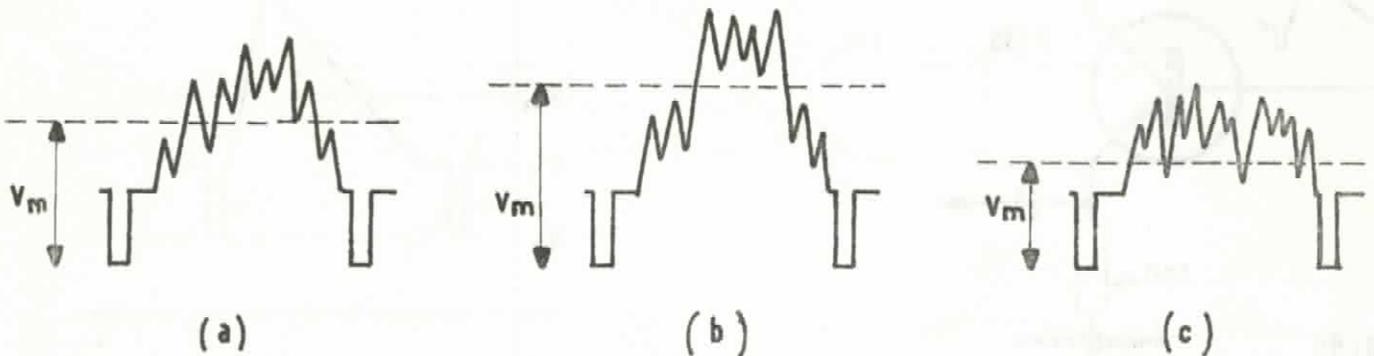


Fig: 2

Si on base le C.A.G. sur la valeur moyenne du signal, l'erreur introduite en N et B n'est pas très grave, car finalement on ignore l'ambiance lumineuse de la scène: aucun repère ne permet de savoir si les costumes sont effectivement sombres ou clairs, ou si les gens présentés sont pâles ou bronzés.

Il en est tout autrement lorsque l'on a un téléviseur en couleur, car les courants dans le tube cathodique sont créés par une addition de commande, d'une part sur les cathodes, d'autre part sur les Wehnelt.

La luminance réelle de la scène télévisée se traduit donc par un rapport bien défini entre les tensions de chrominance et de luminance.

Si une erreur est introduite dans le récepteur par le C.A.G. sur la voie luminance la proportion des tensions cathode et wehnelt n'est plus respectée et il s'ensuit des dominantes de couleur qui changent continuellement en fonction du contenu de l'image.

On peut remarquer que si le contenu de l'image varie, nous avons par contre sur notre signal vidéo, une impulsion de synchro qui peut nous servir de référence car elle est constante dans sa proportion. En effet, le pourcentage de ce ton est de 30 % de l'amplitude totale du signal, il ne varie donc pas en fonction du contenu de l'image.

Sa variation possible ne pourrait être contrariée que par une différence dans la réception, et c'est justement ce que l'on veut pour fabriquer un C.A.G. correct.

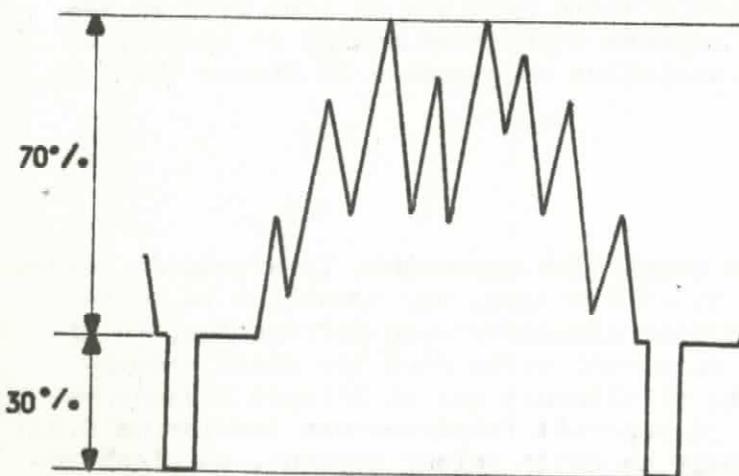


Fig : 3

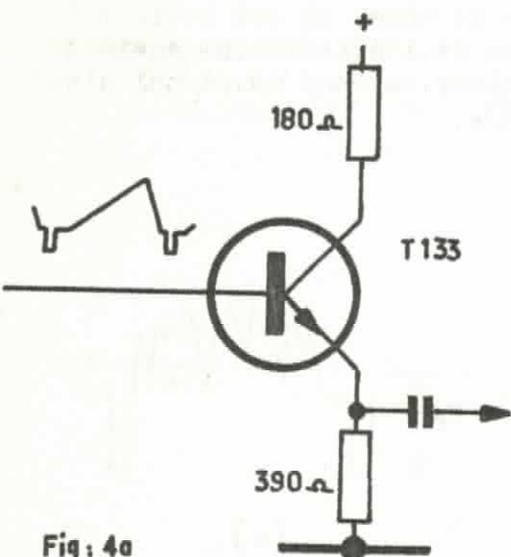


Fig : 4a

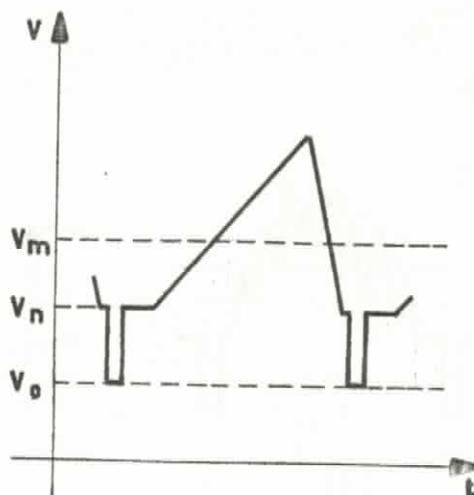


Fig : 4b

Si l'on a un transistor type NPN qui reçoit sur sa base le signal luminance fig.4a, on recueillera le même signal sur l'émetteur avec un gain de 1.

Au repos, c'est-à-dire sans signal sur sa base le transistor débite un certain courant, qui est celui déterminé par sa tension de polarisation appliqué sur sa base.

Ce courant détermine sur l'émetteur du transistor une tension de repos V_0 fig. 4b. Quand le signal apparaît, il crée un courant supplémentaire, qui finalement traduit sur l'émetteur une tension proportionnelle à ce courant; le courant moyen détermine une tension moyenne V_m . De même le courant qui représente la valeur du noir crée une tension V_n .

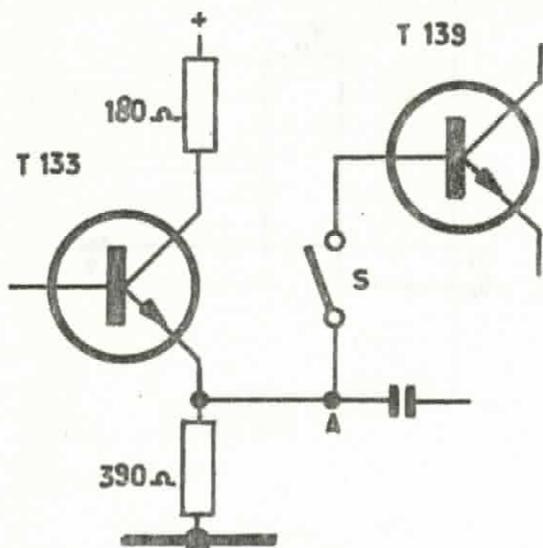


Fig: 5a

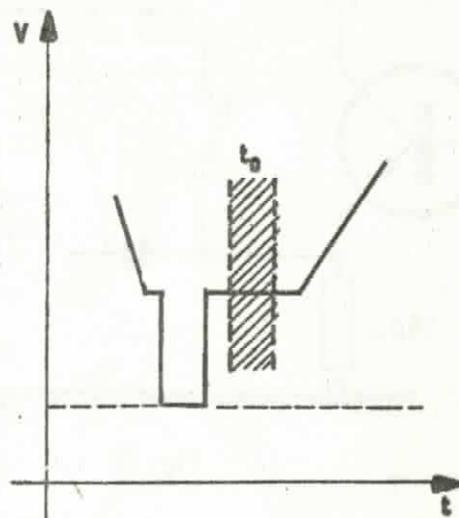


Fig: 5b

On se propose de communiquer cette tension V_n à un transistor, pendant une durée très brève, à chaque cycle de ligne (fig. 5a), en fermant un commutateur S pendant une portion du temps où existe l'information du niveau noir (5b).

Si à un certain moment le niveau vidéo est tel que l'impulsion a pour valeur 1 V, en supposant la tension de repos à 1 V également, le potentiel communiqué au transistor mesureur de noir sera donc de $1 + 1 \text{ V} = 2 \text{ V}$. Fig 6a

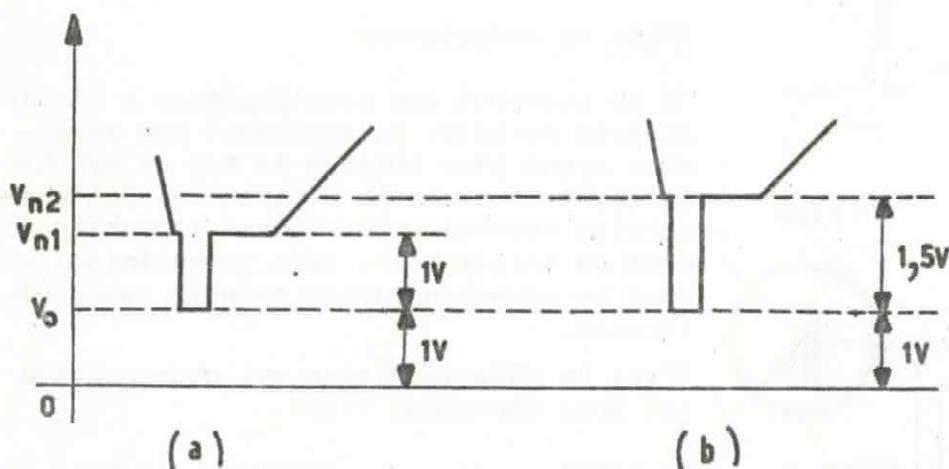


Fig: 6

Si à la suite d'un changement brutal de réception le niveau du signal augmente de 50 %, la valeur du top de synchro passe à 1,5 V et la tension de noir mesurée est de $1 + 1,5 = 2,5 \text{ V}$. Fig 6b

Cette variation de tension appliquée sur T139 entraînera une variation de tension C.A.G. qui rétablira le niveau détecté initial en diminuant le gain des étages MF dans le rapport de 1,5; finalement il y a une stabilité parfaite d'amplitude.

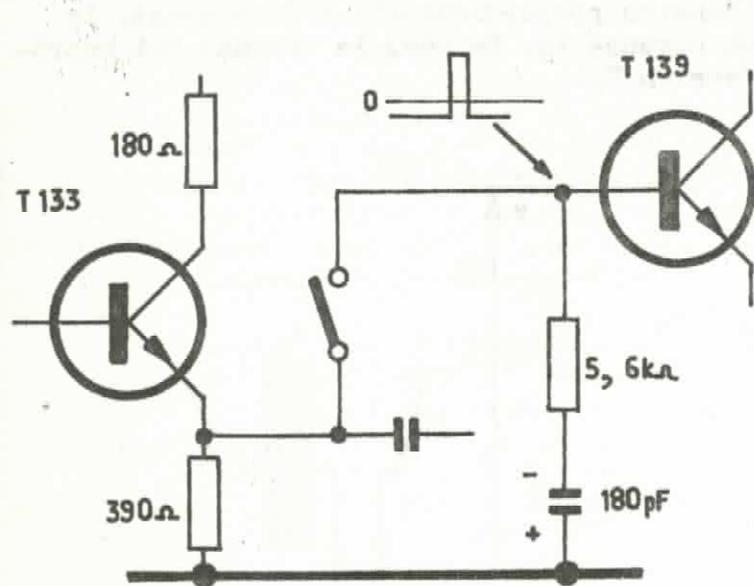


Fig : 7a

Lorsque le commutateur S est ouvert, la base du transistor T139, mesureur de noir se trouve être à un potentiel négatif $-V_c$ par l'intermédiaire d'un condensateur de 180 pF chargé négativement.

La tension sur la base de T139 se trouve donc être sous forme impulsionnelle variant de $-V_c$ à $+V_n$.

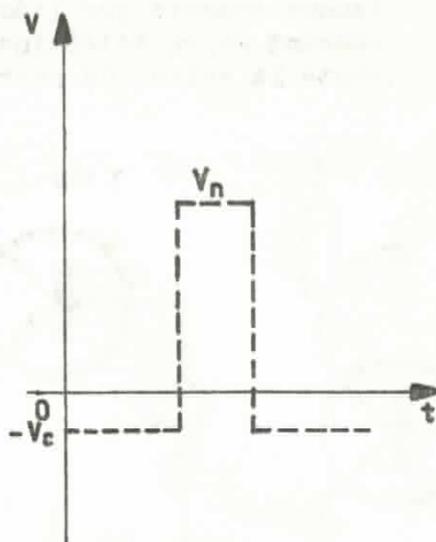


Fig : 7b

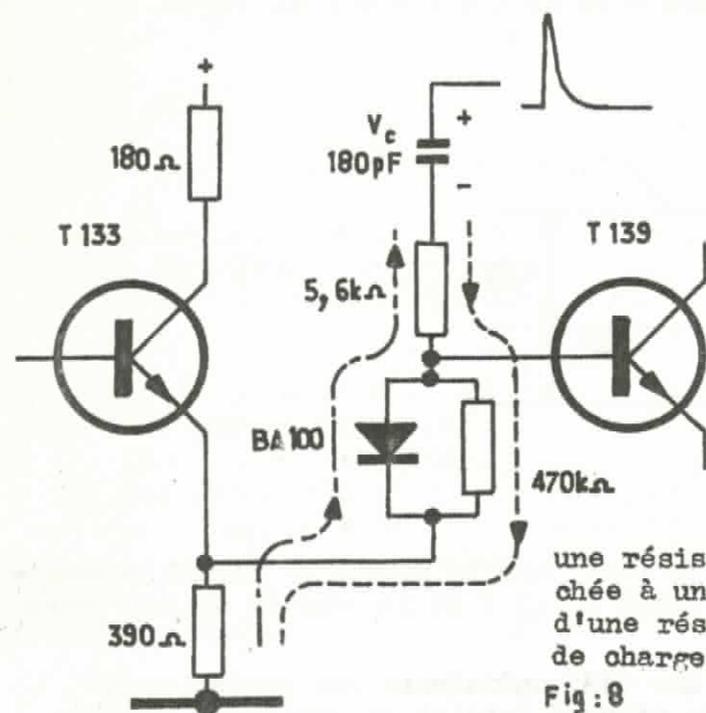


Fig : 8

Etude du commutateur

On se souvient que pour procéder à l'alignement du noir, on employait une impulsion ayant pour origine le top de synchro différencié après la séparative. Cette impulsion apparaissant pendant l'établissement du palier noir, nous permettait d'aligner le signal en ayant ce noir comme référence.

C'est la même impulsion qui nous servira ici pour commander T139.

En effet, pendant le balayage, la base de T139 est isolée de l'émetteur de T139 par une résistance de 470 K Ω , mais est par contre rattachée à un condensateur de 180 pF par l'intermédiaire d'une résistance de 5,6 K Ω , qui limitera le courant de charge.

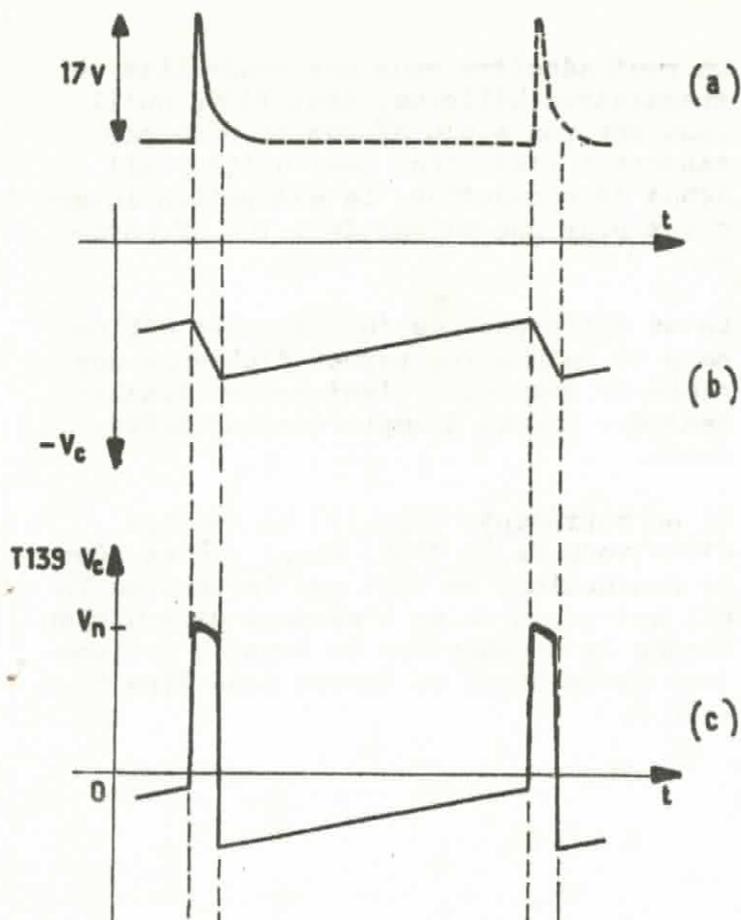


Fig : 9

Lorsque l'impulsion différenciée apparaît avec une amplitude de 16 à 17 V, elle provoque la conduction de la diode BA100, qui devient ainsi presque un court-circuit. Dans ces conditions, les potentiels émetteur de T133 et base de T139 sont pratiquement les mêmes, c'est-à-dire justement le niveau du noir.

La conduction de la diode entraîne un courant qui chargera négativement le condensateur de liaison à la tension $-V_c$. Il est évident que si ce condensateur ne pouvait se décharger, il atteindrait rapidement la tension maximale de 17 V et la diode ne conduirait pour ainsi dire plus.

On place donc en // sur la diode une résistance qui permettra la décharge du condensateur.

La figure 9 montre : a) les impulsions de +17 V, b) la tension aux bornes du condensateur, c) le signal résultant appliqué sur la base de T139.

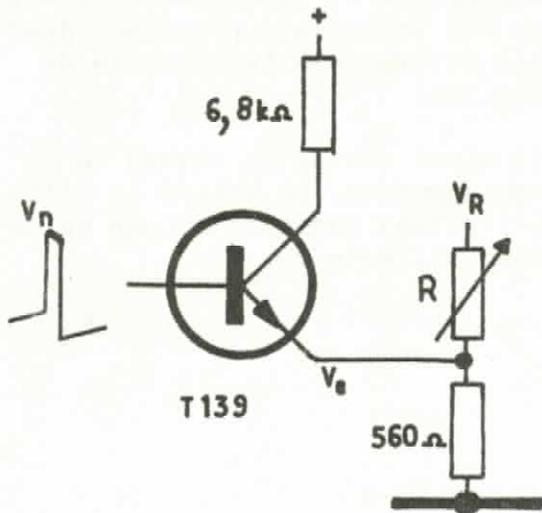


Fig : 10

Fonctionnement de T139

On vient de voir que ce transistor recevait sur sa base des impulsions dont la valeur maxi représentait le niveau du noir.

L'émetteur de ce transistor se trouve à un potentiel V_e obtenu par un pont résistif, à partir d'une tension V_R (fig.10). On verra ultérieurement que ce pont est réglable et que la tension V_R peut varier.

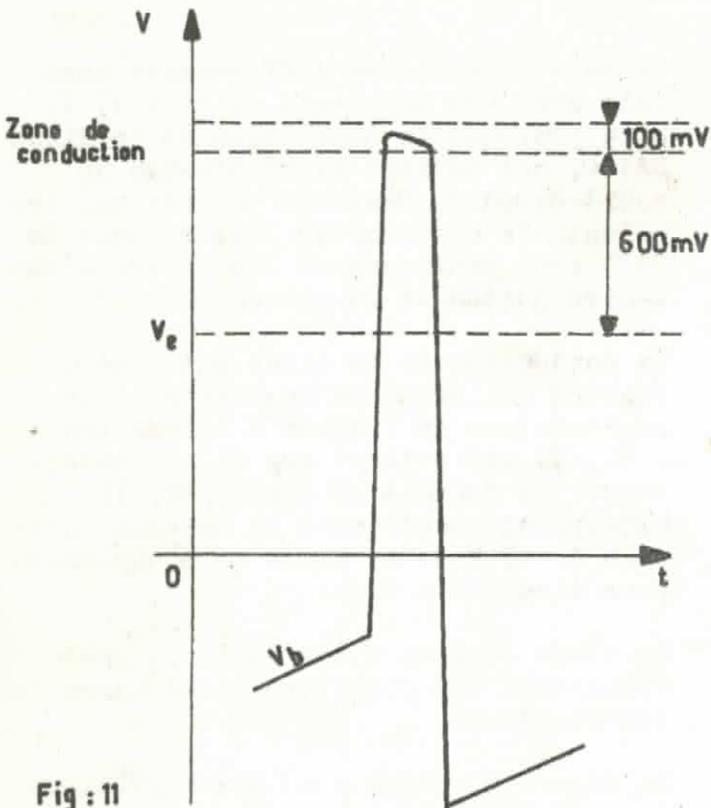


Fig : 11

On peut admettre pour une généralité de transistors silicium, dont T139, qu'il faut environ + 600 mV sur la base par rapport à l'émetteur pour qu'il y ait début de conduction. La saturation intervient pour une valeur de + 700 mV environ.

Cette différence de 100 mV entre déblocage et saturation permet d'obtenir une gamme de commande, c'est-à-dire finalement des degrés d'amplification différents.

Si on représente (fig.11) la tension d'émetteur V_e de T139, ainsi que sa zone de conduction, on voit que la tension V_b qui est négative en l'absence d'impulsion bloque le transistor; la tension collecteur de celui-ci se trouve donc être à + 20 V.

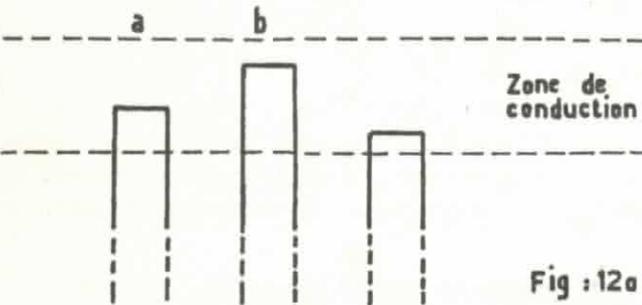


Fig : 12a

Pendant la mesure du niveau noir, on pénètre plus ou moins dans la zone de conduction (fig.12a). De ce fait, le courant traversant le transistor sera plus ou moins important et on trouvera sur le collecteur des variations négatives dont l'amplitude déterminera la commande de C.A.G. (fig.12b)

On conçoit ainsi que si le niveau de signal reçu augmente, la valeur de l'impulsion à l'entrée augmente et par suite la variation collecteur.

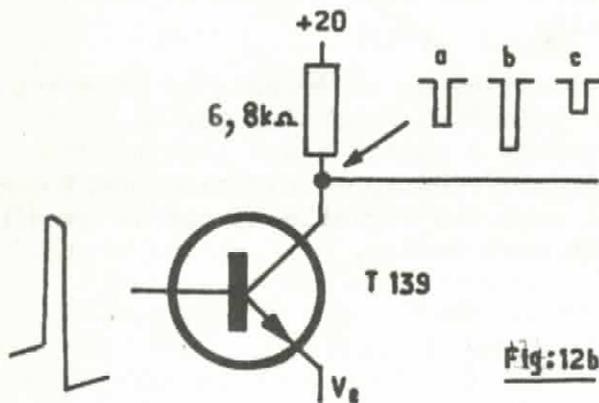


Fig:12b

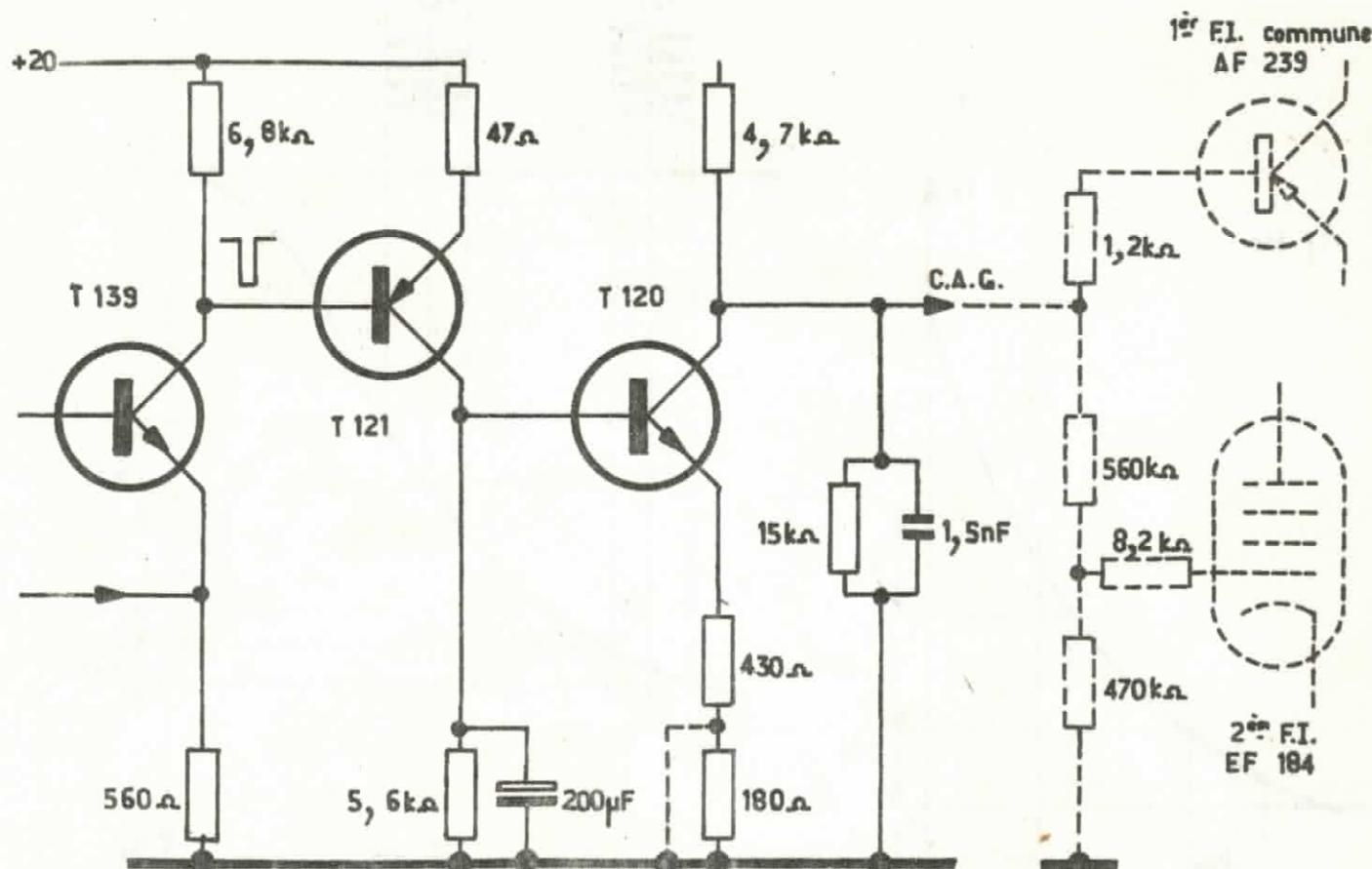


Fig : 13

Les impulsions obtenues sur le collecteur de T139 sont transmises au transistor T121 type PNP - BCZ11. Celui-ci les amplifie, mais comme on trouve dans le collecteur un condensateur de forte valeur ($200\mu\text{F}$) qui intègre toutes les variations, on obtient finalement une tension continue dont la valeur sera fonction des impulsions initiales.

Cette tension continue est elle-même appliquée au NPN T120, déterminant ainsi le courant traversant ce dernier transistor, dont la chute de tension a son collecteur aux bornes de la $4,7\text{K}\Omega$.

Cette tension sera la commande de C.A.G.

Supposons que le signal reçu vienne à augmenter d'amplitude, le niveau de noir augmente, d'où une tension plus élevée appliquée sur la base de T139. Un courant impulsionnel traversant ce dernier de façon plus importante, crée une chute de tension plus grande à son collecteur, donc aussi sur la base de T121.

La tension de ce dernier diminuant, l'espace émetteur-base augmente et par la suite le courant le traversant. Cette augmentation de courant détermine sur le collecteur une tension plus élevée après intégration sur le $200\mu\text{F}$ et par suite une polarisation plus importante sur la base de T120, donc là aussi un courant plus élevé dans le transistor, donc dans la résistance collecteur de $4,7\text{K}\Omega$ et la tension collecteur, c'est-à-dire la C.A.G. diminue, provoquant ainsi une polarisation plus faible sur les 1ère et 2ème FI entraînant un gain plus faible de ces dernières et rétablissant ainsi l'amplitude initiale du signal détecté.

Fig 14a

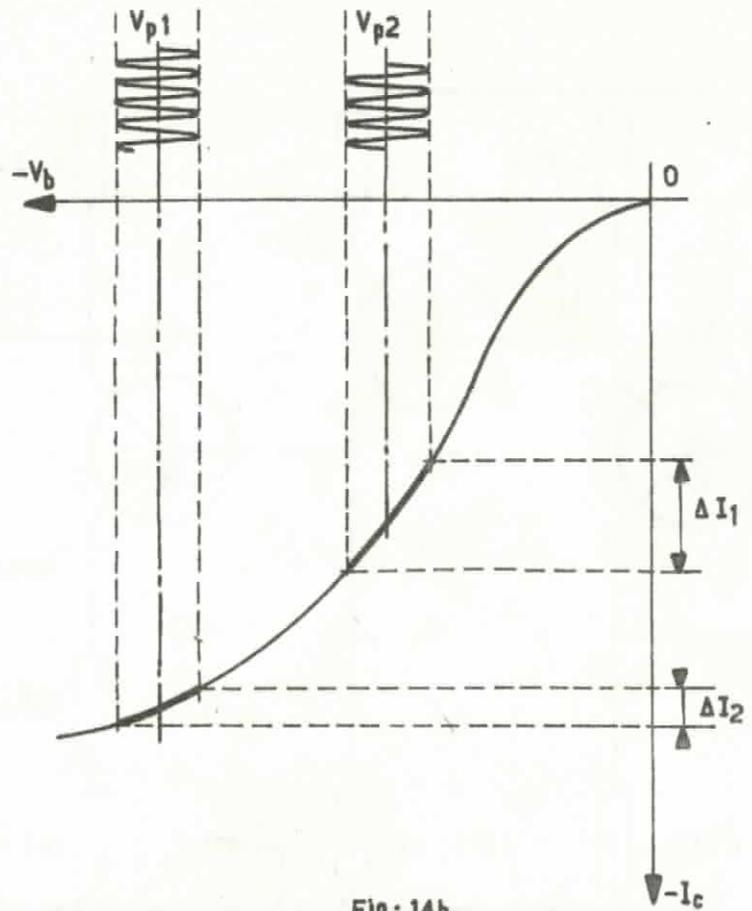
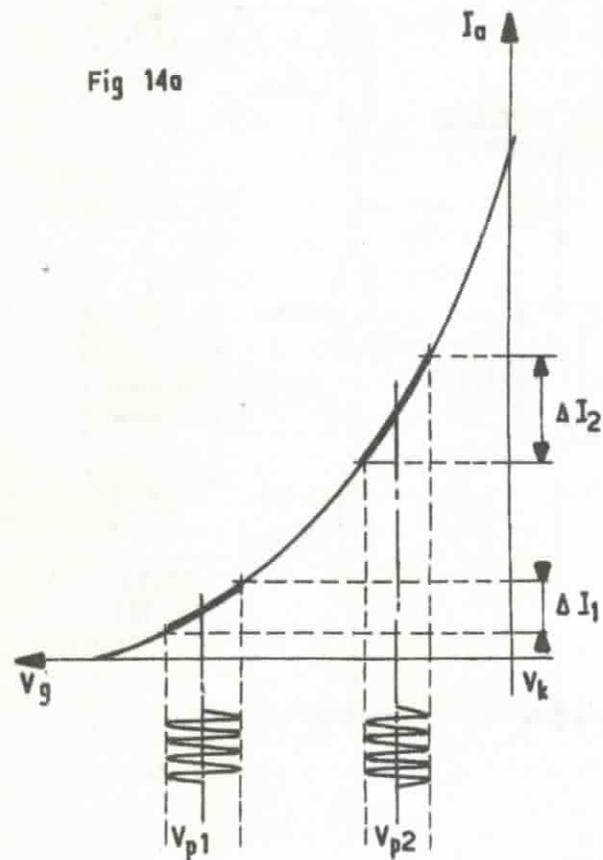


Fig: 14b

On sait en effet que le rôle du C.A.G. est de polariser les MF, c'est-à-dire en l'occurrence un transistor du type forward PNP AF239 servant de 1ère FI et une lampe EF184 comme 2ème FI.

Les caractéristiques de ces deux éléments sont représentées à la figure 14 et l'on voit qu'en changeant leur polarisation, on change le point de fonctionnement donc la pente et par suite les variations ΔI pour un même signal d'entrée. Avec une tension de C.A.G. faible la pente diminue, et par contre elle augmente avec une tension plus élevée? Encore faut-il pour le transistor forward ne pas dépasser un certain niveau.

L'étude du C.A.G., depuis la méthode de sa fabrication jusqu'à son utilisation nous a montré qu'en définitive on obtenait une tension de polarisation des MF variable en fonction du niveau de réception. On a vu que cette tension était prélevée sur le collecteur T120, mais il serait intéressant maintenant de voir quelles sont les limites de variation de cette tension.

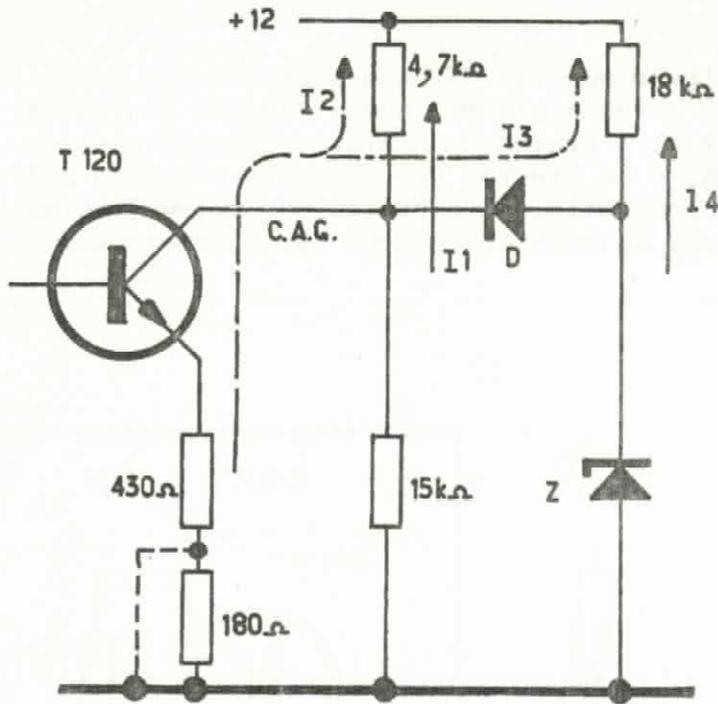


Fig : 15

En effet, si on se contente de mettre une simple résistance de charge dans le collecteur de T120, les limites sont faciles à définir :

- T120 est à saturation, et de ce fait la tension collecteur serait de l'ordre de 2 V.
- T120 est bloqué et la tension collecteur est à 12 V.

Une variation totale de 10 V. est ~~appli-~~ applicable comme tension C.A.G.

En effet, aussi bien pour la lampe MF EF184, que pour le transistor forward AF239, les variations admises de part et d'autre d'une valeur moyenne V_m (fig. 16) sont assez faibles, environ 2 V.

On risquerait, avec une valeur trop positive, de provoquer un courant grille, donc d'écrêter le signal, c'est-à-dire le réduire, ce qui est contraire à ce que l'on veut obtenir.

De même avec le transistor, on dépasserait le cap de maximum et la pente rediminuerait. Un excès de tension faible entraîne le signal au-delà du cut-off et peut-être un courant trop important du AF239.

La figure 15 nous montre qu'avec le transistor bloqué, un courant I_1 traverse le pont de résistance $15 K\Omega$ et $4,7 K\Omega$ et nous donne une tension de C.A.G. de 9 V.

Lorsque le transistor conduit un courant, I_2 s'ajoute à I_1 et le potentiel C.A.G. diminue.

D'autre part, un courant I_4 circule à travers une Zener et une résistance en série de $18 K\Omega$ la tension de Zener est d'environ ~~5,7~~ V. Lorsque le courant I_2 devient suffisamment important, la tension C.A.G. tend à descendre plus bas que ~~5,7~~ V, mais à partir de cet instant, la diode D conduit et de ce fait la Zener impose son potentiel, soit ~~5,7~~ V. La variation maxi de C.A.G. est donc d'environ ~~4,3~~ V.

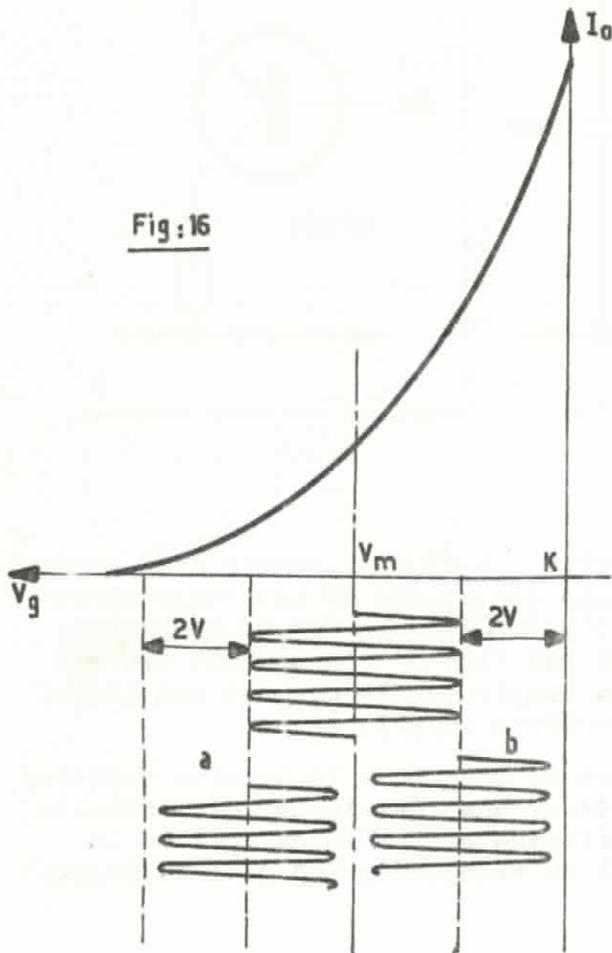


Fig : 16

Le C.A.G. retardé

L'étude de la tension de C.A.G. appliquée sur les MF nous a montré que cette tension était limitée tant au maximum qu'au minimum; aussi dans le cas où la réception du signal est très importante, l'action du C.A.G. ordinaire n'est plus suffisante. Il sera donc nécessaire de trouver une nouvelle commande qui puisse atténuer davantage le signal. Pour cela, on fabrique une autre tension de C.A.G. qui aura pour but de diminuer le gain des étages HF, c'est-à-dire des sélecteurs.

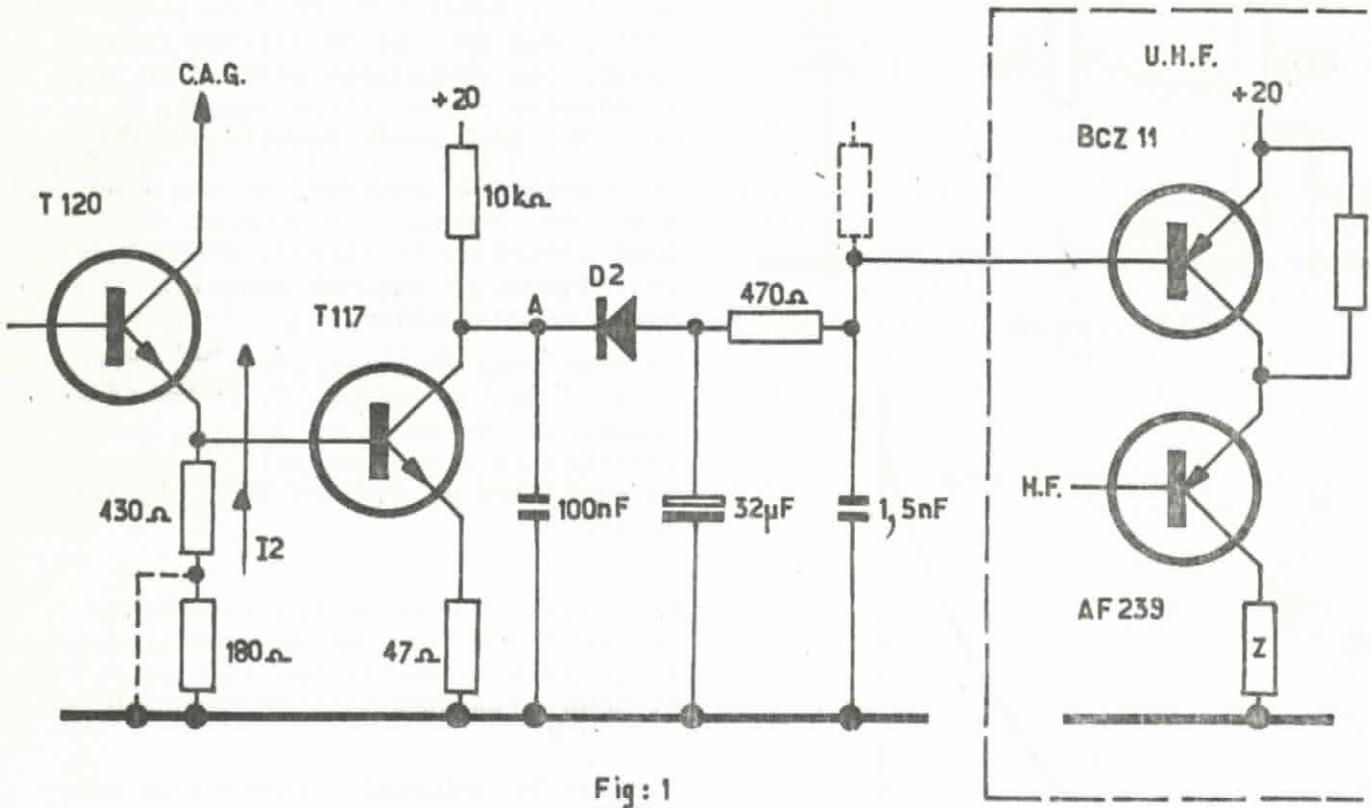


Fig: 1

Etude du C.A.G. retardé UHF

Ce C.A.G. est d'abord appelé retardé parce qu'il n'agit qu'à partir d'un certain seuil; en effet, pour un signal normal le gain des étages HF est toujours au maximum. Si la tension collecteur de T120, c'est-à-dire le C.A.G. ordinaire, est limitée à $5,7$ V au minimum, cela ne veut pas dire que le courant traversant le transistor est, lui aussi limité; le complément de courant est dérivé par la diode D dans la résistance de 18 K Ω en série avec le Zener.

De ce fait, si le courant augmente, il en est de même pour la tension émetteur (on peut ou non mettre en série dans l'émetteur, une résistance additionnelle de 180 Ω suivant le cas, cette opération s'effectue généralement lors de la construction). La tension V_e est appliquée à un transistor NPN dont le courant augmentera en fonction de V_e T120.

Au point A, c'est-à-dire sur le collecteur de ce transistor, la tension diminue au fur et à mesure que le courant augmente.

Cette tension est appliquée sur la base d'un BCZ11 qui se trouve être dans le bloc UHF par l'intermédiaire d'une diode D₂ qui ne se débloquent qu'à partir d'un certain seuil. Il s'ensuivra une conduction progressive du transistor BCZ11 au fur et à mesure que la tension en A devient plus faible.

Etude de l'AF239

Le transistor AF239 est du type forward, c'est-à-dire qu'il est normalement polarisé pour avoir un gain maximum; si le courant dans ce transistor augmente la pente, donc le gain diminue. Il est employé comme amplificateur HF, le signal utile est recueilli sur le collecteur.

Une résistance R_e de contre-réaction dans l'émetteur limite le courant; le transistor BCZ11 est en parallèle sur cette résistance; on conçoit que plus il est conducteur, plus sa résistance équivalente est faible et finalement la résistance totale dans l'émetteur de l'AF239 diminue, donc le courant augmente et par suite le gain diminue.

On voit donc que l'action du C.A.G. retardé s'effectue en commandant la conduction de BCZ11.

Le C.A.G. VHF

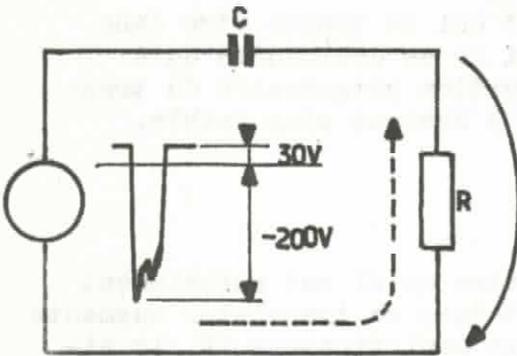


Fig : 1

L'étude du C.A.G. UHF nous a montré qu'à partir de T120 on commandait un transistor T117. C'est sur le collecteur de ce dernier que l'on prélève les tensions de commande, aussi bien pour le C.A.G. UHF que VHF.

Examinons le principe du C.A.G. VHF :

Supposons un générateur délivrant des impulsions de + 30 V et - 200 V (fig.1) dont la valeur moyenne est nulle. On suppose la constante de temps R_C très grande, c'est-à-dire qu'entre deux impulsions, le condensateur a pratiquement toujours la même tension entre ses bornes.

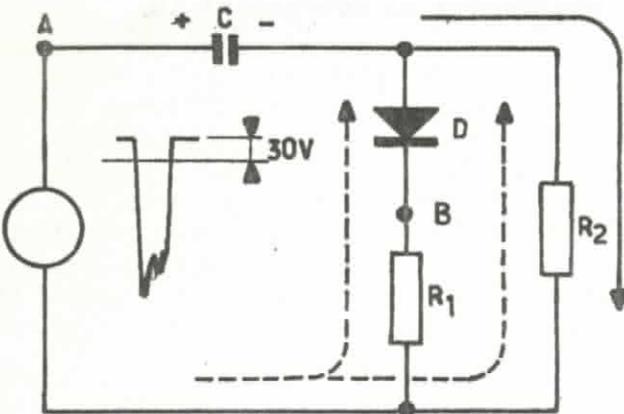


Fig : 2

Déséquilibrons le circuit par l'introduction d'une diode D en série avec une résistance R_1 . La charge qui s'effectue à travers R_1 et R_2 n'est plus égale à la décharge qui a lieu uniquement à travers R_2 et finalement le condensateur se charge à une valeur négative égale à $V_A - V_B$ (fig.2), c'est-à-dire entre la tension du générateur (dans l'exemple présent + 30 V) et la tension cathode de la diode (dans l'exemple présent 0 V). Présentement $V_A - V_B = 30$ V.

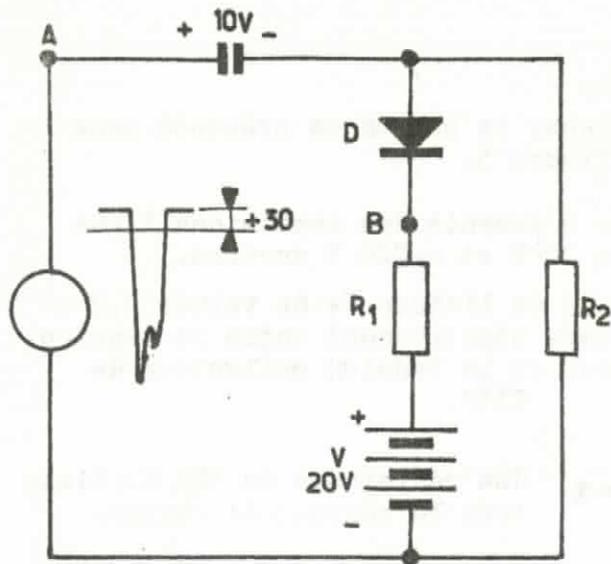


Fig:3

Partant du principe précédent, la figure 3 nous montre que si l'on a en série avec la diode une source de tension $V = 20 \text{ V}$ $V_A - V_B = 10 \text{ V}$ et le condensateur se charge à cette valeur.

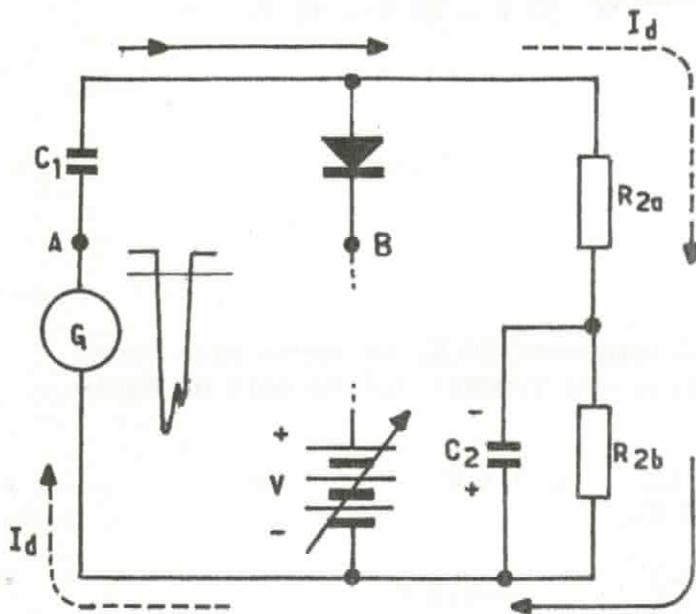


Fig:4

Si l'on considère que le circuit est maintenant composé par deux sources de tension (figure 4) :

- un générateur dont la tension moyenne est nulle,
- un condensateur chargé à $V_A - V_B$,

on néglige le générateur puisqu'il y a équivalence de charge et de décharge, mais le condensateur détermine un courant I_d . Supposons que $V_{C1} = 10 \text{ V}$ et que la résistance R_2 soit partagée en deux parties R_{2a} et R_{2b} . Si $R_2 C_2$ représente une grande constante de temps, la valeur moyenne issue du générateur est nulle, mais le courant I_d donné par V_{C1} détermine une tension $V_{C2} = -5 \text{ V}$ (si $R_{2a} = R_{2b}$).

On voit que si la source de tension en B varie, il en sera de même pour la charge du condensateur, et finalement la tension négative en C_2 dans la même proportion.

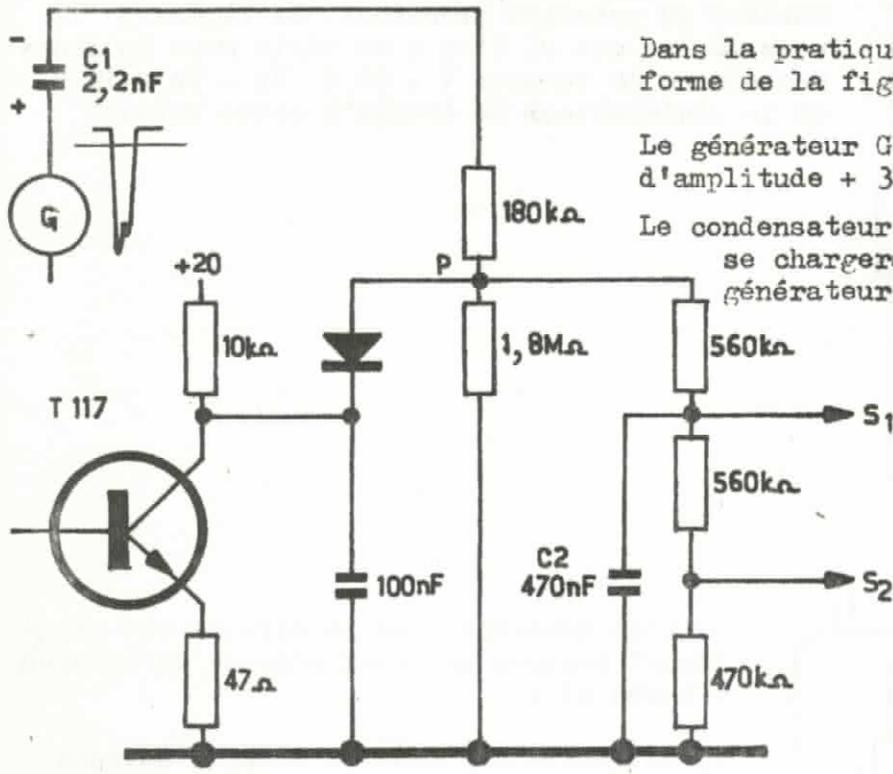


Fig: 5

Dans la pratique, le schéma se présente sous forme de la figure 5.

Le générateur G fournit des impulsions ligne d'amplitude + 30 V et - 220 V environ.

Le condensateur de liaison C₁ de valeur 2,2 nF se chargera négativement entre la tension générateur et la tension collecteur de T117.

Une résistance de 180 K Ω limitera le courant de charge.

Si T117 est bloqué, la tension collecteur est 20 V et le condensateur C₁ se chargera à 30 V - 20 V = 10 V.

Un courant circule dans l'ensemble des résistances 180 K Ω en série avec deux branches en parallèle 1,8 M Ω et trois résistances formant 1,6 M Ω soit un équivalent de 850 K Ω .

La tension moyenne en P est
$$- \frac{10 \text{ V} \times 850 \text{ K}\Omega}{850 \text{ K}\Omega + 180 \text{ K}\Omega} = - 8,5 \text{ V}$$

En S₁ on trouve
$$- \frac{8,5 \text{ V} \times (470 \text{ K}\Omega + 560 \text{ K}\Omega)}{560 \text{ K}\Omega + 560 \text{ K}\Omega + 470 \text{ K}\Omega} = - 5,3 \text{ V}$$

Cette tension sert de polarisation à la lampe PC900 employée comme amplificatrice HF.

On voit que si le transistor T117 conduit, sa tension collecteur diminuera, et par suite le condensateur de liaison se chargera plus négativement. Les tensions en P et en S suivront proportionnellement dans la même direction, et par suite la PC900 sera polarisée plus négativement et son gain diminuera.

Comme T117 est commandé par T120, ce n'est qu'à partir d'un certain seuil de C.A.G. que ce transistor conduit.

On sait d'autre part que la PCF801 est employée comme mélangeuse en VHF et comme amplificateur UHF.

On veut qu'il y ait en UHF une certaine tension de C.A.G. appliquée sur cette lampe.

Tout comme en VHF on trouve en S2 une certaine tension négative variable en fonction de la conduction de T117.

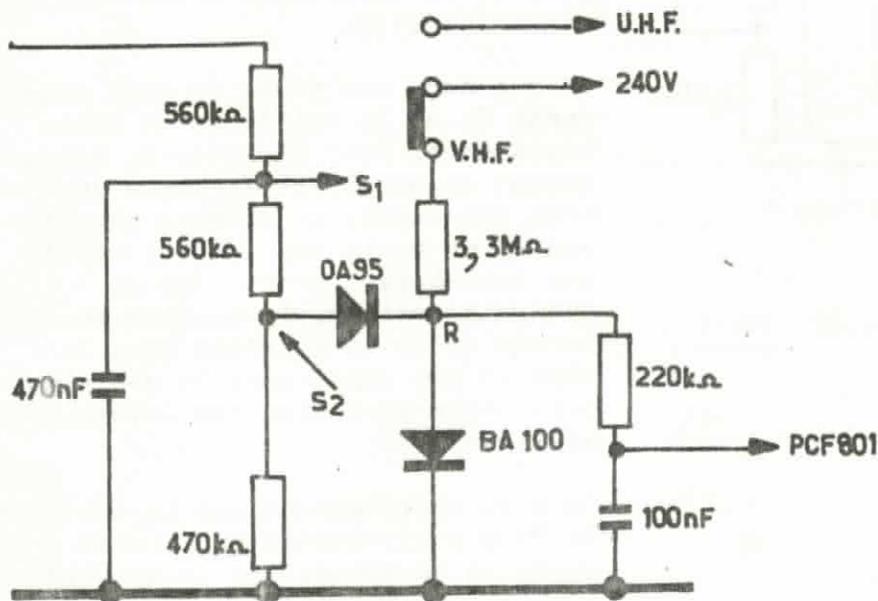


Fig:6

Cette tension est appliquée à deux diodes qui se trouvent ainsi être polarisées en inverse. Comme la résistance inverse d'une BA100 est beaucoup plus importante que la résistance inverse d'une 0A95, on retrouve en grande partie cette tension en R, laquelle est ensuite dirigée vers la grille de la PCF801 par l'intermédiaire d'une 220 K Ω . La conduction plus ou moins importante de T117 déterminera le gain de la PCF801.

Lorsque l'on revient en VHF, la lampe est employée en mélangeuse, il n'y a donc pas lieu de lui appliquer une tension variable; aussi, on applique par commutation une tension positive sur la BA100 qui fera conduire celle-ci.

Une 3,3 M Ω limite le courant issu d'une tension de 240 V.

La diode conduisant, on peut admettre qu'elle représente un court-circuit d'où $V_R = 0$ V. Ainsi la tension grille PCF801 sera constante et fixée au potentiel masse.

Principe du réglage de contraste

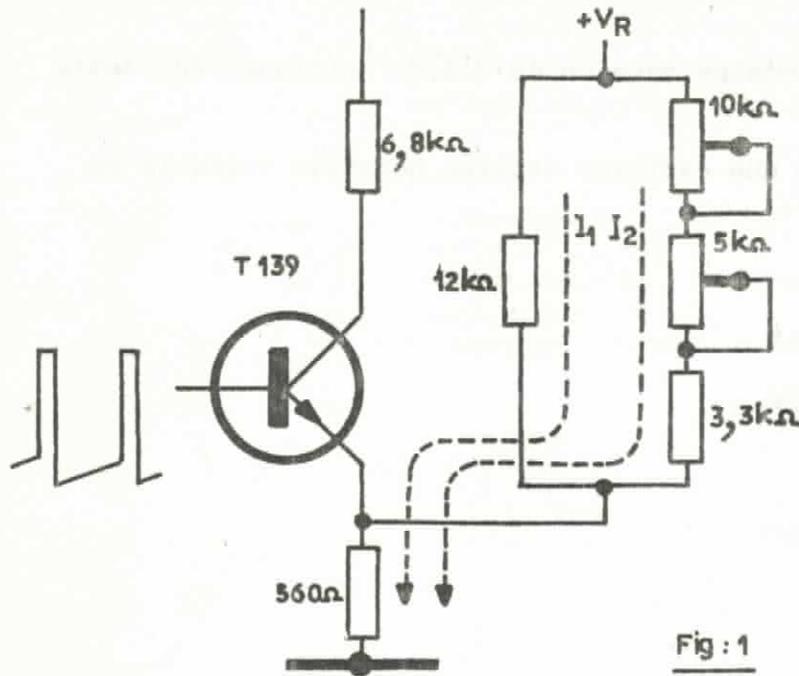


Fig : 1

On a vu que la tension V_e du transistor T139 était obtenue à partir d'un pont de résistance alimenté par une tension V_R (fig.1).

On voit figure 1, qu'il y a deux dérivations dont une réglable en série avec la résistance d'émetteur du transistor T139.

Il y a donc une somme de deux courants I_1 et I_2 qui traverse cette résistance. Pour la suite du raisonnement on considère V_R comme une tension constante: de même on admettra que I_1 ne varie pas (ce qui n'est pas tout-à-fait exact, car si I_2 change de valeur, la tension aux bornes de la 12 K Ω n'est plus la même et par conséquent I_1 non plus, mais cette variation est faible, donc négligeable).

On a vu précédemment que la commande de T139 s'effectuait en faisant conduire ce transistor de manière impulsionnelle, lorsque la tension de base pénètre plus ou moins dans la zone de conduction (fig.2)

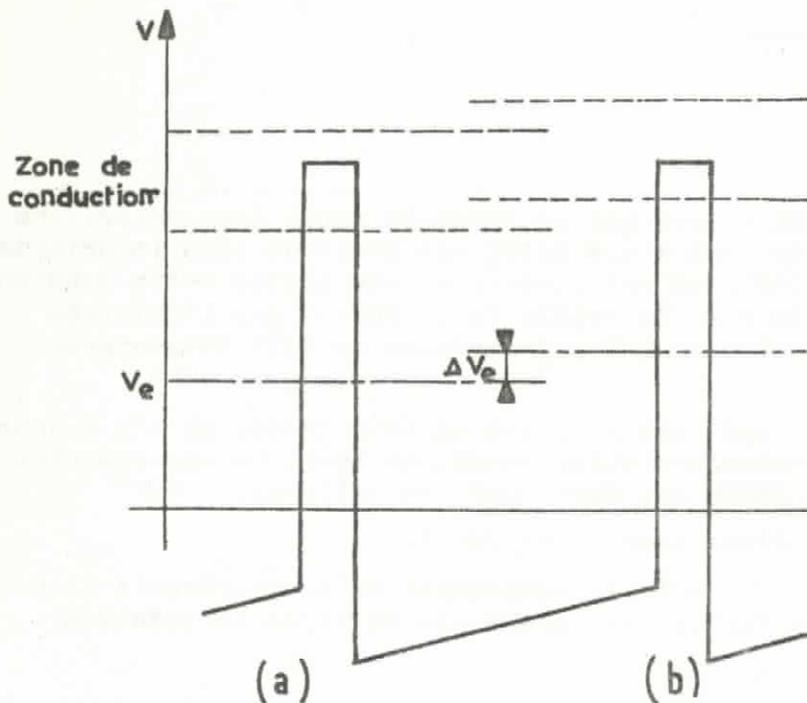


Fig : 2

Si le potentiomètre de 10 K Ω change de valeur, du minimum au maximum, le courant I_2 varie en sens inverse. Une augmentation de I_2 entraîne une augmentation de V_e . On voit figure 2b que si V_e a varié de ΔV_e , il en est de même pour la zone de conduction qui lui est intimement liée, et par suite l'impulsion existant sur la base pénètre moins dans la zone de conduction. Il s'ensuit une variation plus faible sur le collecteur du transistor et finalement une tension de C.A.G. plus positive qui entraîne une polarisation des MF dans le sens d'une augmentation de gain.

Le potentiomètre de 10 K Ω sera donc le réglage de contraste; une diminution de sa valeur entraîne une augmentation de I_2 donc de V_e , donc de la tension C.A.G.

En toute rigueur, on constate que si le contraste a permis d'augmenter le niveau détecté, la mesure du noir qui était préalablement V_1 est maintenant devenue V_2 (fig.3).

La figure 4 nous montre qu'à la suite d'une augmentation de contraste, la valeur de l'impulsion a augmenté mais V_e a augmenté d'une valeur encore plus importante et finalement la pénétration de l'impulsion dans la zone de conduction est plus faible; c'est bien ce que l'on voulait obtenir.

D'autre part, le condensateur de 180 pF qui applique une tension négative sur la base de T139, se chargera lui-même davantage, les signaux étant plus forts; par suite l'impulsion se superpose à une valeur plus négative, ce qui réduit encore son action (fig.4)

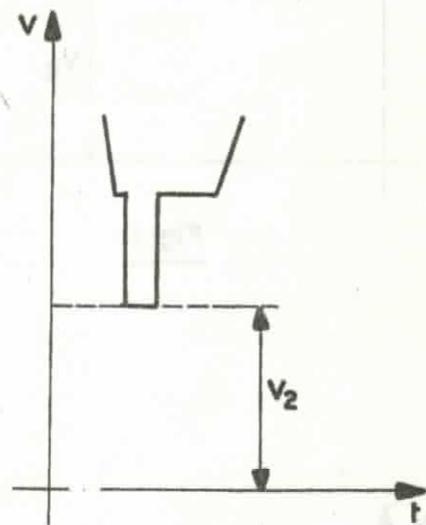
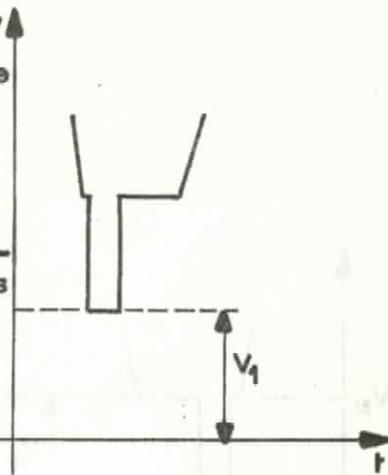


Fig : 3

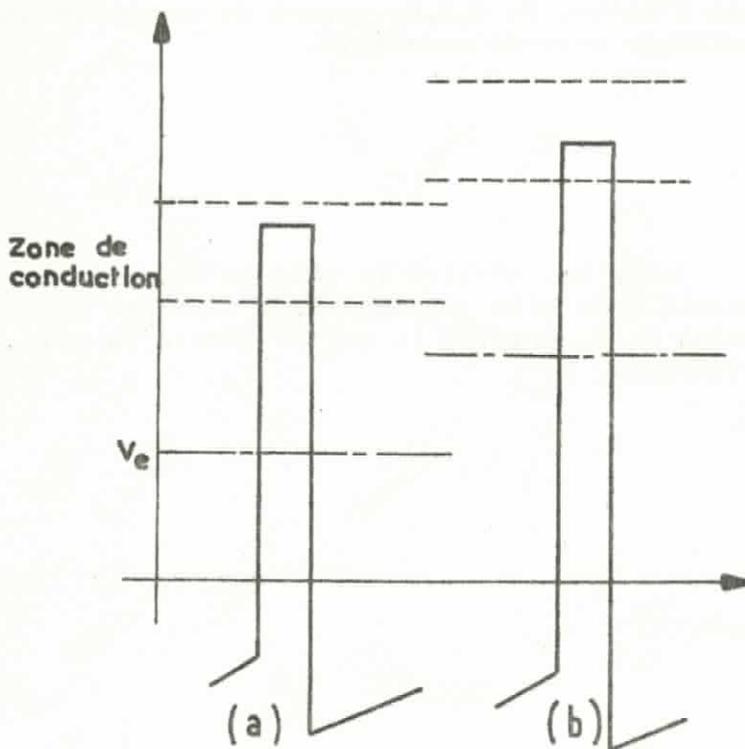


Fig : 4

Principe du réglage de sensibilité

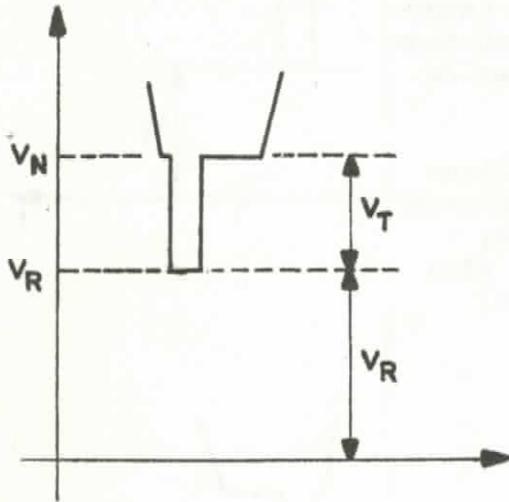


Fig: 1

L'étude de la mesure de C.A.G. et du réglage de contraste nous a montré que le transistor T139 était commandé depuis une impulsion mesurant le niveau du noir.

La figure 1 nous montre que cette valeur V_N se compose de la somme V_T (valeur du ton de synchronisation) et de V_R (qui est la tension de repos en l'absence de signaux).

On sait que V_T peut franchement varier à la suite d'une commande de contraste qui change la valeur du signal vidéo: on sait d'autre part que V_T a tendance à diminuer ou augmenter en fonction de conditions de réception différentes, mais l'action du C.A.G. permet de conserver une amplitude presque constante.

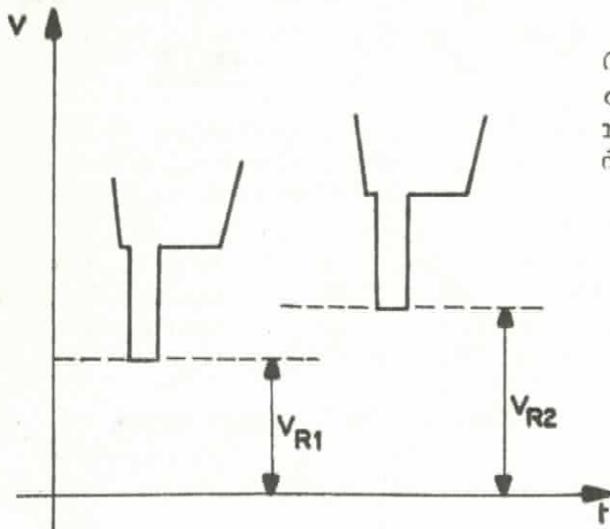


Fig: 2

On a jusqu'ici négligé le rôle de V_P , mais on conçoit très bien que pour deux tensions différentes de V_R (fig.2) la valeur totale V_N sera différente.

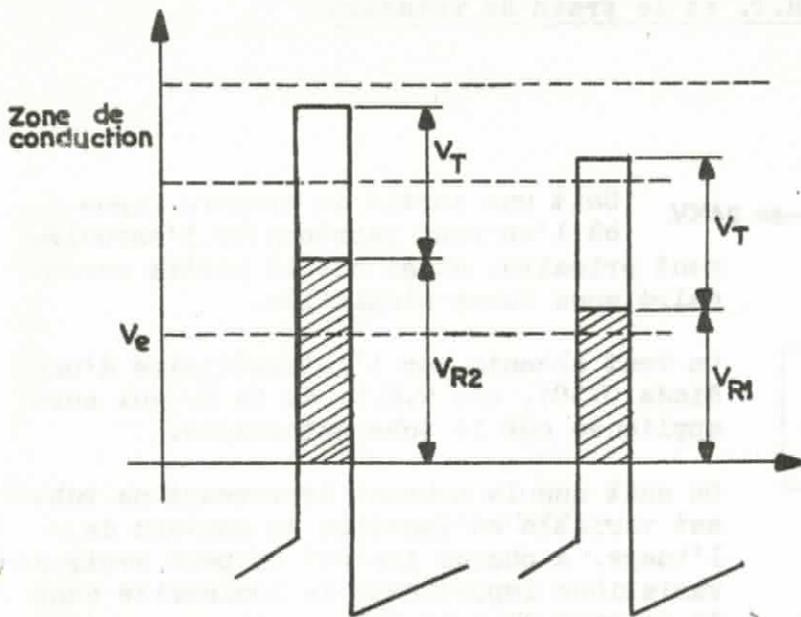


Fig : 3

Par suite la pénétration dans la caractéristique sera variable en fonction du potentiel continu. L'amplitude des impulsions collecteur en subira directement les conséquences et de ce fait la tension C.A.G. sera différente; donc le gain de MF.

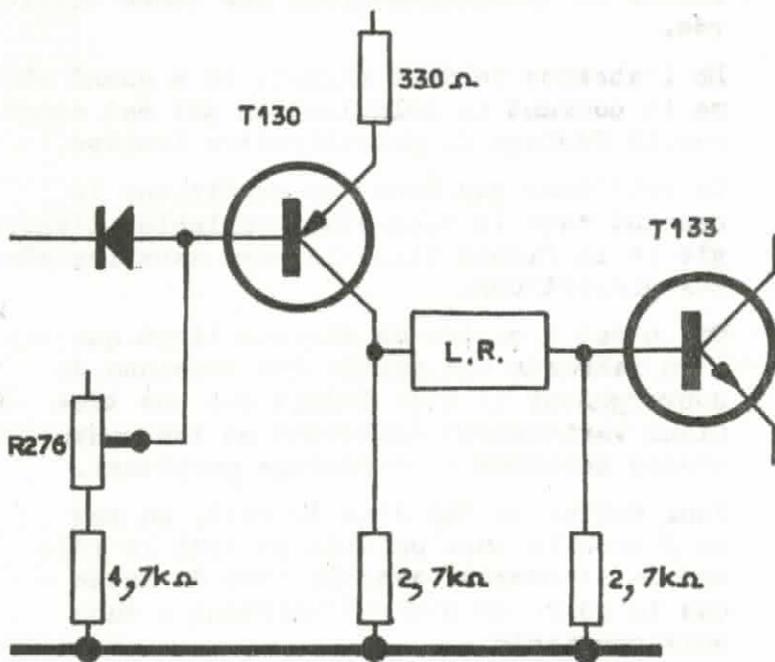


Fig : 4

Pour voir d'où est issu ce potentiel V_R que l'on mesure finalement sur l'émetteur de T133, il est utile de se souvenir que la tension base de T133 est sensiblement celle du collecteur de T130.

Elle dépend donc à l'origine de la tension de repos collecteur de T130, c'est-à-dire du courant de polarisation de ce transistor; or, ce courant est réglable par l'intermédiaire d'un potentiomètre R276 qui permet d'appliquer une tension continue variable sur la base de T130 (fig.4).

Une action sur ce potentiomètre constitue finalement un réglage de la sensibilité de l'appareil.

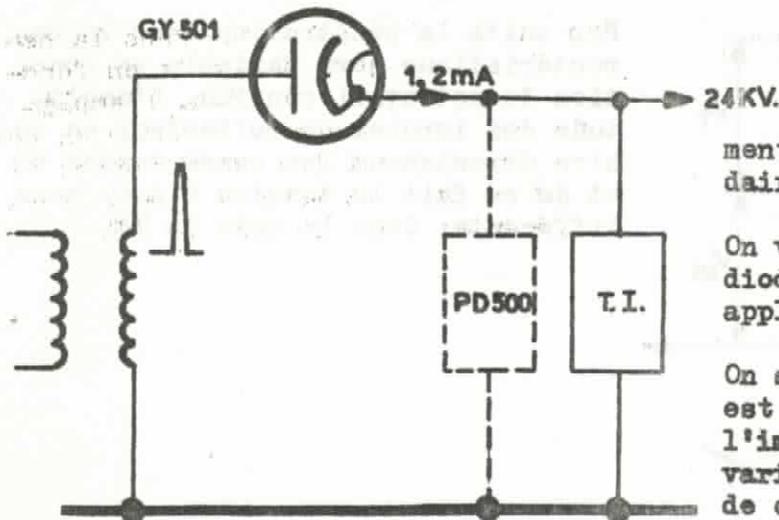


Fig : 1

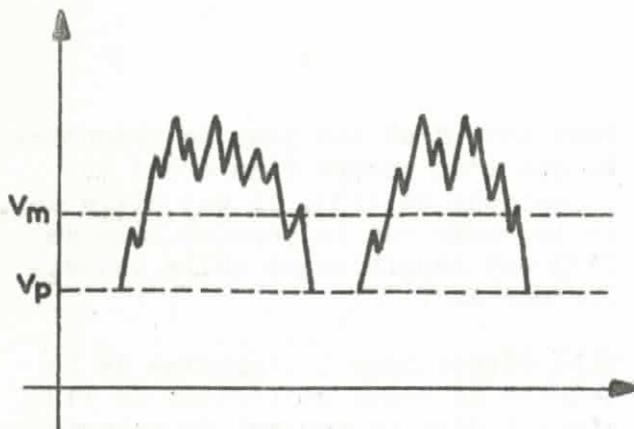


Fig : 2

Soit une partie du transfo ligne où l'on peut représenter l'enroulement primaire, ainsi que la partie secondaire sous forme simplifiée.

On veut obtenir par l'intermédiaire d'une diode GY501, une T.H.T. de 24 KV qui sera appliquée sur le tube cathodique.

On sait que le courant traversant ce tube est variable en fonction du contenu de l'image. A chaque instant on peut avoir des variations importantes de luminosité donc de courant dans le tube, mais sur un temps assez long, on peut admettre que le signal a une certaine valeur moyenne.

Cette valeur moyenne peut elle-même varier suivant l'ambiance lumineuse dans laquelle est prise la scène télévisée; en effet, si l'image est sombre, la valeur moyenne sera faible et inversement pour une scène éclairée.

En l'absence de tout signal, on a quand même le courant de polarisation qui est donné par le réglage du potentiomètre lumière.

On voit donc que dans ces conditions le courant dans le tube étant variable, l'énergie de la finale ligne le sera dans les mêmes proportions.

Or, c'est à partir de signaux ligne que l'on fabrique une partie des tensions de convergence; il s'en déduit que ces tensions varieraient également et les convergences seraient en dérèglement perpétuel.

Pour éviter un tel état de fait, on met en // avec le tube un élément dont le rôle est de s'accorder avec le tube de façon que la somme de courant, élément + tube soit constante.

Cet élément est une triode PD500 ayant une pente très élevée; son gain est de l'ordre de 1.000; elle peut dissiper une puissance d'une trentaine de watts. Ce tube est muni d'un pare-étincelle relié à la masse, représenté sur le schéma par une grille (fig.3).

Le courant moyen que doit dissiper la T.H.T. est de 1,2 mA, ce qui fait que lorsque le tube cathodique ne débite rien, il y a plus de 1 mA qui traverse la PD500, cette puissance très importante fait rougir la lampe, ce qui ne présente pas d'inconvénient pour le fonctionnement, mais une émission de rayons X se produit, ce qui nécessite une protection par blindage.

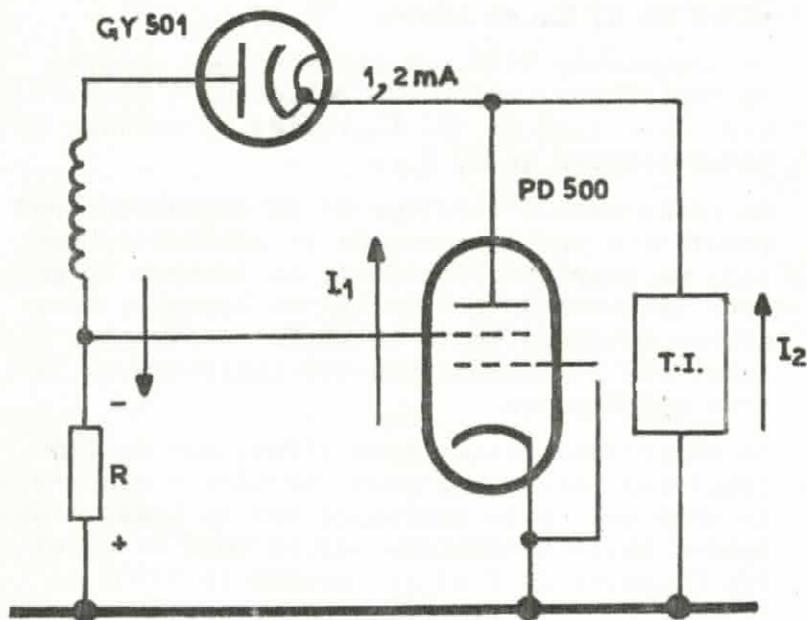


Fig:3

Comme $I_1 + I_2 = 1,2 \text{ mA}$, si le courant I_2 varie de ΔI_2 , il faut que cette variation entraîne une commande de la PD500 de façon à obtenir une variation ΔI_1 en sens inverse. Pour ce faire, une variation de ΔI entraîne une variation de ΔV qui est directement transmise à la grille de la PD500. Supposons que I_2 augmente de ΔI_2 , la tension négative aux bornes de R augmente de ΔV et ainsi la grille polarisée plus négativement fait diminuer le courant dans le tube de $\Delta I_1 = - I_2$.

La résistance utilisée pour commander la grille de la PD500 est de $290 \text{ K}\Omega$. Ou si on a un courant moyen de $1,2 \text{ mA}$ qui la traverse, on aurait sur la grille PD500 une tension négative de $290 \text{ K}\Omega \times 1,2 = - 350 \text{ V}$; il sera donc nécessaire d'appliquer en série une tension qui neutralise cette valeur, c'est-à-dire d'environ $+ 330$ à 340 V , de manière que la grille PD500 se trouve être polarisée vers $- 10 - 15 \text{ V}$.

Le frein de faisceau

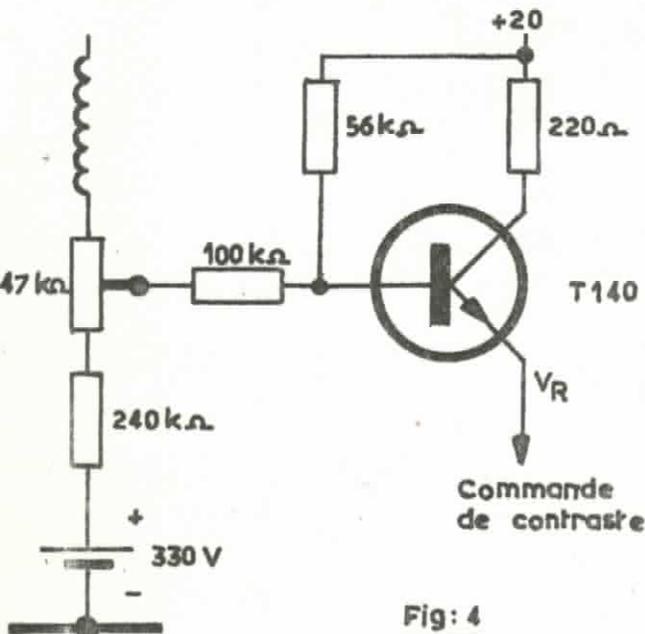


Fig: 4

La résistance R précitée de $290 K_{\Omega}$ se compose d'une résistance de $240 K_{\Omega}$ et d'un potentiomètre de $47 K_{\Omega}$ en série.

Un transistor T140 est polarisé par un pont de résistance, une $56 K_{\Omega}$ reliée au + 20 V et une résistance de $100 K_{\Omega}$ reliée au curseur du potentiomètre de $47 K_{\Omega}$.

La résistance d'émetteur de ce transistor est constituée par la commande de contraste, vue dans un chapitre précédent. La tension V_e est donc la tension V_R à partir de laquelle nous avons commandé toute la chaîne contraste, ainsi que l'alimentation des limiteurs de la voie chrominance.

La résistance totale dans l'émetteur de T140 étant importante, on peut considérer que c'est la même que celle appliquée sur sa base, c'est à-dire celle déterminée par le pont $56 K_{\Omega}$ et $100 K_{\Omega}$ entre 20 V et le curseur de R1832 de $47 K_{\Omega}$.

Plus le courant T.H.T. sera important, plus la tension du curseur de R1832 sera faible, et proportionnellement celle de la base de T140.

Pour un signal faible elle est proche de 20 V et finalement T140 est saturé, sa tension émetteur est environ de 19,5 V. Pour un signal élevé, le courant moyen T.H.T. est plus important, d'où une tension V_e de T140 qui peut descendre vers 17,5 V à peu près.

Jusqu'ici on s'est placé dans des conditions de fonctionnement normales, car on sait que la somme des courants T.H.T. fait 1,2 mA, mais si à la suite d'incident ou de surcharge ce courant augmente, la PD500 qui est déjà bloquée ne joue plus aucun rôle et finalement rien ne limite le courant du tube cathodique.

Grâce à l'action du potentiomètre R1832, qui dans le cas de surcharge applique une tension très faible sur la base de T140, la tension de commande du contraste diminue et par suite la valeur moyenne du signal vidéo diminue.

Comme la valeur moyenne du signal influe en grande partie sur le courant du tube cathodique, il s'ensuit que le courant diminuera en même temps que le signal.

Dans le cas où la surcharge serait très importante, le signal peut être réduit jusqu'à l'annulation et, dans ce cas on a une image blanche, car plus aucun signal n'est appliqué sur les électrodes, cathodes, wehnelt et tube.

Ce système permet donc de réduire le courant T.H.T. en cas de perturbation, il s'agit du frein de faisceau.

Fonctionnement d'un limiteur

Soit d'abord un ensemble composé uniquement de R1, R2, R3, D1, D2 et une source de tension V. Supposons les résistances de D1 et D2 négligeables devant les autres, donc des courts-circuits. R2 est en // sur R3.

Admettons $R1 = 50 \text{ K}\Omega$, $R2 + R3 = 2 \text{ K}\Omega$ soit l'ensemble $R2//R3$ équivalent à $1 \text{ K}\Omega$. Si V = 50 V la tension en A est donc $20 \text{ V} \times \frac{1 \text{ K}\Omega}{51 \text{ K}\Omega} =$ sensiblement 20 V soit 400 mV .

Le courant dans R1 vaut $20 \text{ V} \simeq 400 \mu\text{A}$.

Supposons que l'une des diodes D1 ou D2 soit bloquée pour une raison encore inconnue. R2 n'est plus en // avec R3, donc la résistance totale est de $152 \text{ K}\Omega$.

Le courant dans R1 vaut $20 \text{ V} \simeq 400 \mu\text{A}$ et n'a pratiquement pas changé, mais au lieu de se séparer dans les

voies I et II, ce courant passe uniquement dans R2 ou R3.

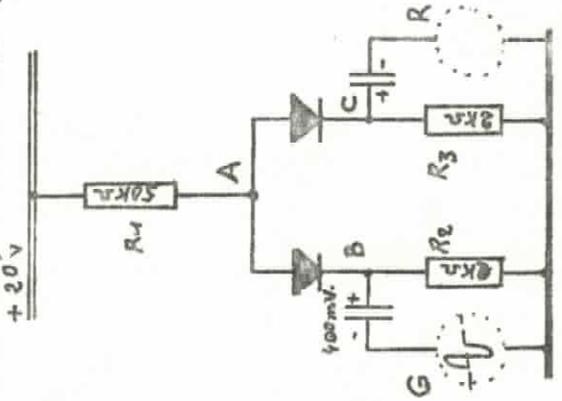
Précédemment la tension en A était $400 \mu\text{A} \times 1 \text{ K}\Omega = 400 \text{ mV}$. maintenant elle est $400 \mu\text{A} \times 2 \text{ K}\Omega = 800 \text{ mV}$.

Elle a donc doublé.

On voit donc que si D1 est bloqué, VA et par conséquent VC (puisque D2 conduit) augmente jusqu'à 800 mV . Si D2 est bloqué $VC = 0 \text{ V}$

Donc, par rapport à la tension première de 400 mV , on a une variation de $\pm 400 \text{ mV}$, soit symétriquement de la même quantité.

On peut remarquer que pour qu'il y ait symétrie, R2 doit être égal à R3, d'autre part le courant doit être constant, c'est-à-dire que $R1 \gg R2$ et $R3$.



On a vu que si D2 conduisait : $VA = 800 \text{ mV}$. Il suffit donc pour bloquer D1 que le potentiel appliqué en B par le générateur soit égal ou supérieur à 800 mV (polarité inverse aux bornes de la diode).

- Par contre, si D2 est bloqué $VC = 0$, donc VA est égal ou plus petit que zéro, il suffit donc cette fois que le potentiel VB soit porté à une valeur 0 V .

Récapitulons : Toutes variations positives du générateur entraînant $VB \gg VA$ bloque D1 et double la tension VC (par rapport au point de repos) soit 400 mV . Toutes variations négatives du générateur entraînant $VA \ll VC$ bloque D2 et VC passe à 0 V .

G : Générateur.

R : Récepteur

La variation de $\pm 400 \text{ mV}$ soit $800 \text{ mV} \%$ se trouve retransmise au récepteur par le condensateur de liaison

Association Portier-Amplificateur

Soit l'ensemble des deux transistors T463 et T464, montés en bascule, le premier étant le transistor BC107, portier, le second du type BF115 est l'ampli de chrominance. Leur association sous forme de bascule, fait que le fonctionnement de l'un entraîne le blocage de l'autre, sachant qu'ils ont le même rôle réciproque.

Nous allons supposer plusieurs types de pannes, mais auparavant, il est utile de connaître le fonctionnement du montage.

L'étude qui sera entreprise ici peut servir de base à tous les montages à transistors quels qu'ils soient, il s'en déduit que les méthodes de dépannage employées pourront s'adapter à tous les étages.

- Dans la branche R557, R556, R551 circule un courant de 20 V ^{soit 1 mA}

$$6,8 \text{ K} + 8,2 + 4,7 \text{ K}$$

- La tension base de T464 est 1 mA x 4,7 K = 4,7 volts

Le courant de base du transistor est négligeable et ne perturbera pas les solutions ci-dessus. T464 est un transistor silicium, c'est-à-dire que pour un fonctionnement moyen, la tension entre base et émetteur se situe entre 600 et 700 mV - supposons 700 mV -.

On verra que l'approximation n'entraîne pas une erreur appréciable.

Ce transistor étant un NPN, il s'en déduit que la base se trouve à un potentiel plus positif que l'émetteur d'où :

$$V \text{ émetteur T464} = 4,7 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 4 \text{ V}$$

Lorsque l'on a calculé le courant de 1 mA, on a supposé qu'aucun courant supplémentaire ne parcourait R557, ce qui est exact puisque T463 est bloqué.

Pour la même raison, R560 ne sera traversé que par le courant de T464.

puisque $V_{ET464} = 4 \text{ V}$ le courant IE T464 est donc :

$$\frac{4 \text{ V}}{560 + 100} = 6 \text{ mA}$$

Il est à noter que dans un transistor, le courant émetteur est sensiblement égal au courant collecteur (erreur de 1/100 en moyenne)

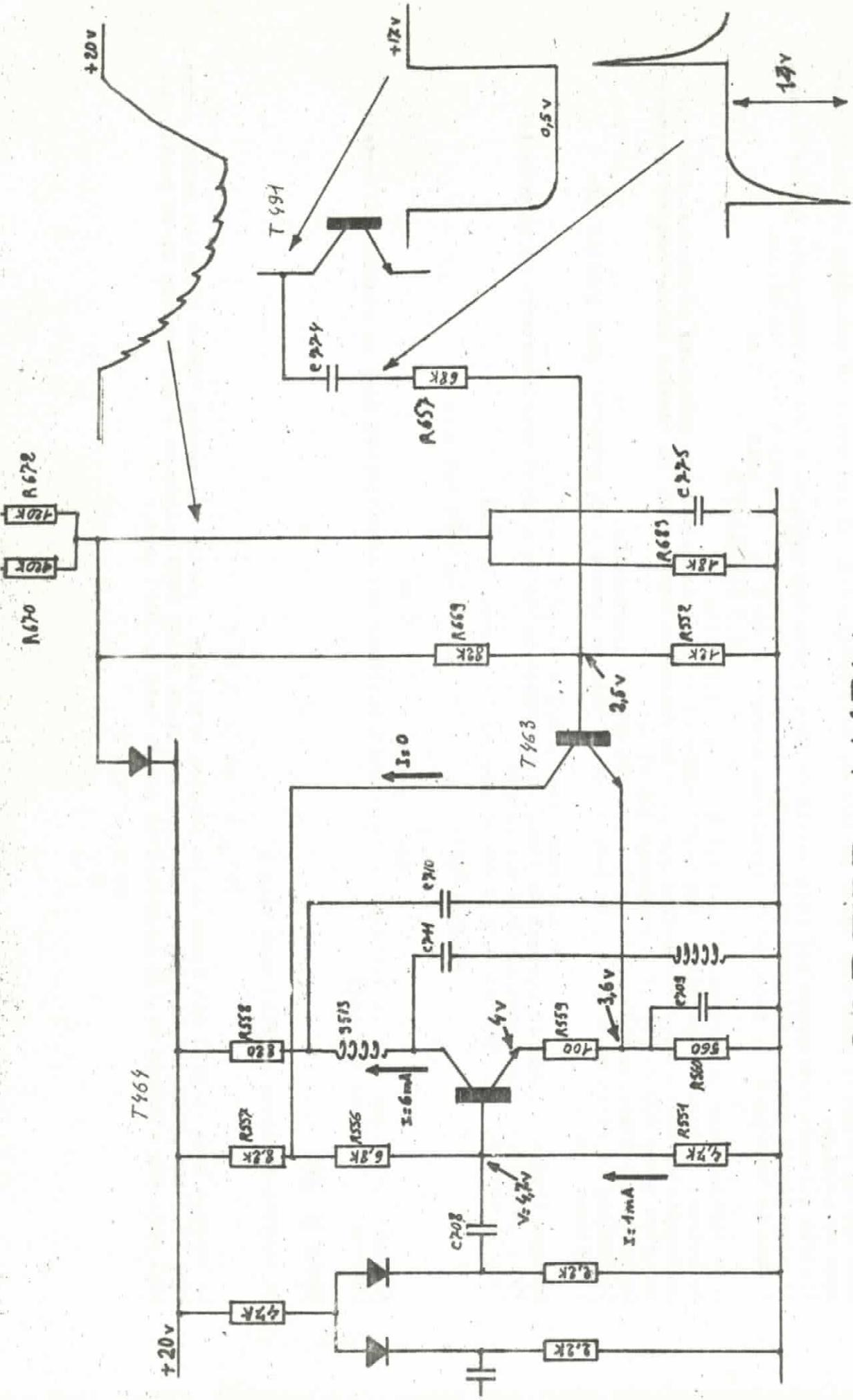
Etude de T463

La tension émetteur de T463 vaut vaut :

$$560 \text{ x } 6 \text{ mA} = 3,36 \text{ V}$$

La tension base de T463 est issue de la tension matricage à partir des anodes PCF200 bleue et rouge, cette tension étant néanmoins limitée à + 20 V par une diode BA100 D499 reliée au + 20. A partir de ce point, un pont diviseur attribue le 1/8 du potentiel sur la base de T463 soit :

$$20 \text{ V} = 2,5 \text{ V}$$



ASSOCIATION PORTIER - AMPLI

T463 Bloque T464 Conduir.

On voit que le potentiel émetteur de ce transistor est plus important que le potentiel base, donc T463 est bloqué, ce que nous avions admis jusqu'alors. Dans cet état, T464 fonctionne et toutes les informations chroma, issues du prélimiteur et arrivant sur sa base, seront amplifiées d'une trentaine de fois et se retrouvent sur le collecteur T464.

Changement d'état

La tension base de T463 étant 2,5 V, et la tension émetteur étant de 3,36 V, il faut que la tension base soit supérieure d'environ 600 mV à celle de l'émetteur pour que T463 conduise, c'est-à-dire :

$$3,36 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = \text{environ } 4 \text{ V}$$

Il faut donc sur la base, une augmentation de tension de :

$$4 \text{ V} - 2,5 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$$

C'est en effet la valeur des impulsions, issues du circuit différenciateur R657 - C774, ayant pour origine, le créneau de 800 μ s prélevé sur le collecteur de T491.

Supposons donc l'arrivée de cette impulsion positive de 1,5 V qui provoque immédiatement la conduction de T463, presque à saturation.

Le courant I traversant T463 sera sensiblement $20 \text{ V} = 20 \text{ V}$ 2,2 mA
R557 + R560 9 K

La tension collecteur de T463 devient donc sensiblement

$$20 \text{ V} - (2,2 \text{ mA} \times 8,2 \text{ K}) = 2 \text{ V}$$

Il s'ensuit que la tension base de T464 est :

$$\begin{array}{r} 2 \text{ V} \times 4,7 \text{ K} \\ 6,8 \text{ K} + 4,7 \text{ K} \end{array} \quad 0,8 \text{ V}$$

Cette valeur devient plus faible que le potentiel émetteur et T464 se bloque.

$$V_E \text{ commun} = 560 \times 2,2 \text{ mA} = 1,23 \text{ V}$$

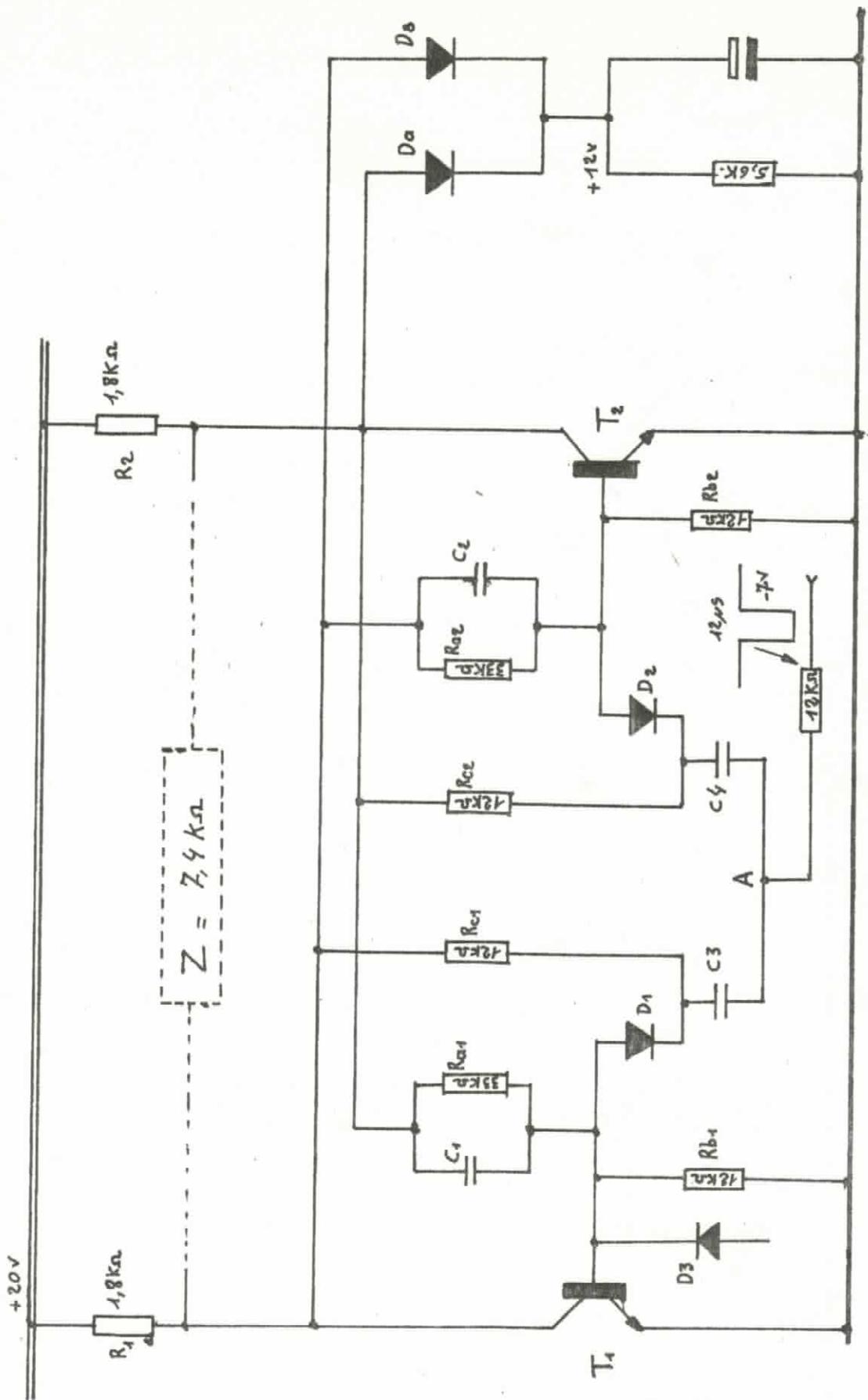
On peut alors chercher la nouvelle valeur du potentiel base T463 soit :

$$1,23 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 1,9 \text{ V}$$

Le courant de base de T464 fait donc baisser le potentiel de 2,5 V à 1,9 V.

On voit donc qu'après la disparition de l'impulsion de + 1,5 V sur la base T463 les nouveaux changements de potentiel permettent de conserver un nouvel état stable, et la voie de chrominance est bloquée.

Il faudra cette fois une impulsion négative sur la base du portier T463, pour bloquer celui-ci et se retrouver dans la première situation.



La Bascule

Une bascule est un ensemble de deux éléments, soit deux tubes ou deux transistors associés de telle manière que la conduction de l'un, entraîne le blocage de l'autre quel que soit celui qui conduit. La notion de basculement entraîne la reconnaissance de deux états :

- 1°) l'état bloqué
- 2°) l'état de conduction maximal

Il existe trois types classiques de bascules

a) La bascule monostable - C'est-à-dire que livré à lui-même, le montage fait conduire toujours le même élément.

Si à la suite d'une commande externe, on bloque cet élément (donc en même temps on autorise la conduction de l'autre), la bascule restera dans cet état un certain temps, bien défini, à la suite duquel elle reviendra d'elle-même à la situation première où elle restera indéfiniment s'il n'y a pas de nouvelle commande externe. Cette bascule a elle aussi toujours besoin d'être commandée pour changer d'état, mais elle reste indéfiniment dans la position sur laquelle on l'a fixée. Il faudra donc à chaque fois une commande externe pour la faire changer d'état.

c) La bascule astable (multi)
- Composée de deux éléments associés mutuellement par leur tension et la constante de temps de leurs circuits de polarisation. De ce fait, chaque élément conduit et se bloque alternativement. On se trouve donc en présence d'un système oscillant donnant des tensions carrées, de valeur et de durée liées aux éléments qui le composent.

La bascule du 25 K 766 est du type bistable. Il lui faudra donc une commande extérieure pour la faire changer d'état.

Comme d'autre part, on veut que la situation de conduction de cette bascule soit différente à chaque ligne successive, la commande se fera donc à la fréquence ligne, d'où l'utilisation d'une impulsion due au retour de ligne, préalablement mise en forme par une diode zéner pour obtenir un front de commande raide, avec une tension assez faible (7 volts)

Les éléments conducteurs de la bascule sont des transistors NPN, silicium, BC107, qui passeront successivement de l'état bloqué à l'état saturé.

La tension d'alimentation étant de 20 V, on devrait donc avoir sur le collecteur de ces transistors soit 0 V lorsqu'ils sont à saturation, soit 20 V lorsqu'ils sont bloqués.

Néanmoins la tension émetteur-collecteur n'est jamais complètement nulle (de 100 à 200 mV à l'état saturé), quant à la tension maximale elle est limitée par un circuit de dérivation, par l'intermédiaire d'une diode et d'une résistance de 5,6 K Ω . La valeur de la tension maximale sur les collecteurs sera donc ramenée vers (12 à 13 V).

Avant d'étudier plus amplement cette bascule, voyons d'abord son but.

L'on sait que pour un état de fonctionnement donné, l'un des collecteurs est au potentiel de 12 V, l'autre au potentiel 0 V (tension collecteur-émetteur négligeable).

Si l'on place entre ces deux collecteurs, un ensemble Z (encore inconnu mais qui sera le permutateur) un courant le traverse allant de 0 à 12 V.

Fonctionnement de la bascule

Plaçons nous dans un état donné et supposons T1 bloqué, T2 saturé, c'est-à-dire $V_{coll. T1} = 12 V$
 $V_{coll. T2} = 0 V$.

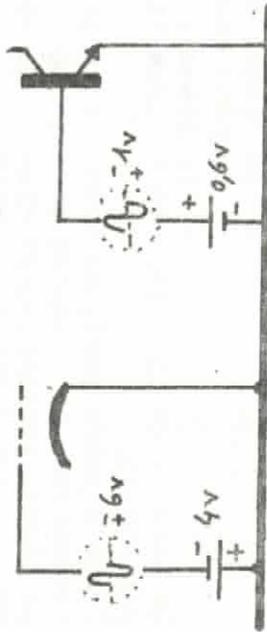
Le potentiel d'un collecteur est partiellement reporté sur la base de l'autre transistor dans le rapport

$$\frac{R_b}{R_b + R_a} \quad \text{soit } \frac{12 K\Omega}{12 K\Omega + 33 K\Omega} \approx \frac{1}{4}$$

On doit donc trouver respectivement :

sur la base de T1 $\frac{1}{4} \times 0 V = 0 V$

sur la base de T2 $\frac{1}{4} \times 12 V = 3 V$



Néanmoins, la tension base des transistors ne pourra pas dépasser la valeur de 0,7 V.

En effet, si l'on injecte sur la grille 1 d'un tube polarisé à -4 V une tension de +6 V alternative, les valeurs dépassant +4 V c'est-à-dire 0 V entre grille et cathode, provoquerons un courant grille, donc un effet diode sur le tube et ne pourront exister.

Il en est de même pour un transistor. Supposons-en un polarisé convenablement à 600 mV se bloquant vers 500 mV et étant saturé vers 700 mV. Toute variation de plus de 100 mV dépassera les 700 mV admis, et l'on a un effet de diode entre base et émetteur.

La tension aux bornes de $C1 = 12 V - 0,7 V = + 11,3 V$ alors que sur $C2 V = 0$.

Cherchons la tension aux bornes de $C3$ et $C4$ par rapport au point central

Les constantes de temps sont $R_c \times C_3 = 12 K\Omega \times 1 nF = 12 \mu s$

Comme l'état de conduction dure le temps d'une ligne $6 \mu s$, le condensateur aura eu le temps de se charger ou de se décharger à la tension qui lui est appliquée.

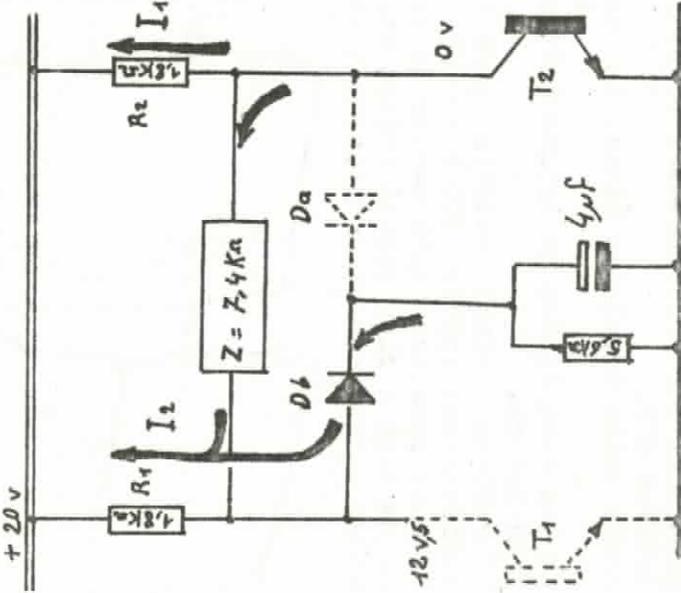
Comme T1 est bloqué $V_{coll. T1} = 12 V$ et $C3$ se charge à + 12 V

T2 conduit $V_{coll. T2} = 0 V$ $C4$ se décharge à 0 V.

Pour être précis, on peut observer que la tension base de T2 = 700 mV, la diode Dr permet donc d'appliquer une tension de 400 à 500 mV sur $C4$.

L'état du montage est stable et, si aucun agent extérieur ne vient le perturber, la situation restera indéfiniment la même.

Si l'état de fonctionnement de la bascule change, les potentiels collecteurs s'inversent et par suite le courant dans Z change de sens. On verra ultérieurement que tout le rôle de la bascule consiste justement à inverser le courant de circulation dans le permutateur. Nous avons précédemment décrité que la tension maxi sur les collecteurs était de 12 à 13 V, nous pouvons maintenant le vérifier et voir par la même occasion l'utilité de circuit de dérivation. Supposons T1 bloqué et T2 à saturation on a donc aux bornes de R2 la totalité de la tension soit 20 V.



On obtient le schéma équivalent ci-dessous.

On peut admettre de $Z = 7,4 \text{ K}\Omega$ est en // avec $5,6 \text{ K}\Omega$ soit $\frac{5,6 \times 7,4}{13}$ $3,1 \text{ K}\Omega$ soit environ 3 K

en tenant compte des diverses résistances en //

La tension aux bornes de Z est donc

$$\frac{20 \text{ V} \times 3}{3 + 1,8} = 12,5 \text{ V}$$

On remarque, dans le cas présent, que seule la diode Db conduit. En effet, la tension anode de $D_a = 0 \text{ V}$, V cathode 12 V.

Utilité du circuit de dérivation. - Supposons que R1 soit différent de R2 ou T1 ≠ T2, il s'ensuivrait que les variations de tension ne seraient plus symétriques, mais par exemple : 12 V dans une branche et 14 V dans l'autre. En intercalant un circuit commutable par diode ainsi qu'un condensateur de forte valeur, il s'ensuit que ce dernier règle le niveau de tension et ainsi, on conserve une parfaite symétrie. En effet, la constante de temps $RC = 22,5 \text{ ms}$ est grande devant la variation à la fréquence ligne, et le condensateur garde une charge constante.

Un rôle important de ce circuit est d'éviter la diaphotie entre les deux voies R-Y et B-Y. En effet, les informations HF sont présentes sur les collecteurs des transistors et pourraient, par l'intermédiaire des capacités internes entre bases et collecteurs, se retrouver en partie mélangées. La présence du condensateur de $4 \mu\text{f}$ court-circuite ces informations à la masse.

- Supposons maintenant que survienne une impulsion de quelques volts, de polarité négative, admettons -2 V. Le potentiel cathode de D1 se trouve réduit de 12 V - 2 V = 11 V - cette tension étant toujours fortement positive devant la tension anode de 0 V, D1 reste bloquée et par suite l'impulsion n'a aucune action immédiate sur T1.

- Le potentiel cathode de D2 passe de 0,4 V - 2 V = 1,6 V. Valeur de tension qui se trouve être reportée sur la base de T2. Il s'ensuit que la base de T2 devenant négative, le transistor se bloque immédiatement. Dans le même temps la tension collecteur augmente et passe à 12 V.

Cette variation brusque de près de 12 V est transmise sur la base de T1 par l'intermédiaire de C1. Cette tension très fortement positive, appliquée sur la base de T1 provoque la saturation immédiate de ce transistor, dont la tension collecteur passe de 12 V à 0 V. Cette variation négative importante appliquée sur la base de T2 par l'intermédiaire de C2 contribue à bloquer davantage le transistor T2 qui avait été préalablement bloqué par l'impulsion externe.

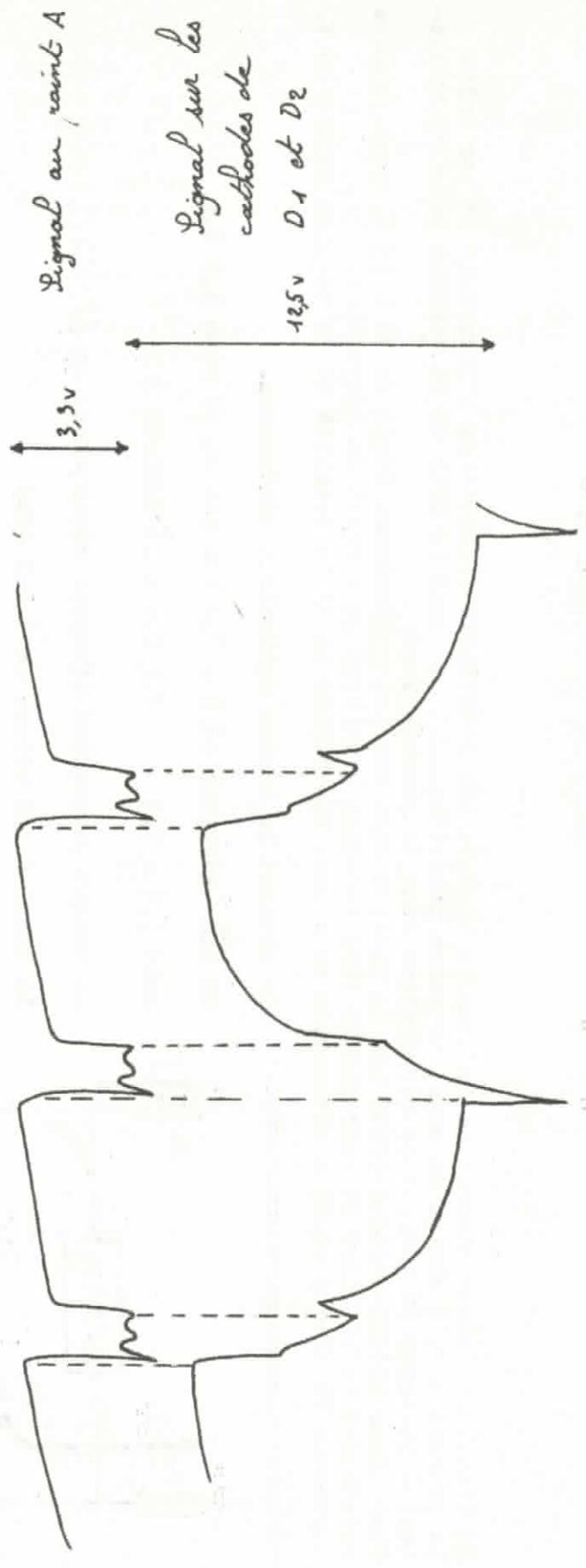
L'impulsion ligne qui commande cette bascule dure le temps de retour ligne soit 12 μ s, donc pendant cette impulsion les condensateurs C3 et C4, se seront chargés ou déchargés aux 2/3 de la tension initiale soit environ 8 V.

Après cette impulsion ligne, la cathode de D1 est à 12 V - 8 V = 4 V
celle de D2 est à 0 V + 8 V = 8 V

et les deux diodes se trouvent être bloquées à la suppression de l'impulsion, donc sans action sur les transistors.

D2 restera pendant toute la durée de la ligne et D1 conduira légèrement lorsque sa tension cathode sera suffisamment faible 300 à 400 mV/

On peut remarquer qu'à partir de la conduction de D1, Rc1 est en // avec Rb1. Le montage a bien changé d'état et, comme il y a symétrie entre les deux étages, une nouvelle impulsion négative provoquera un nouveau basculement.



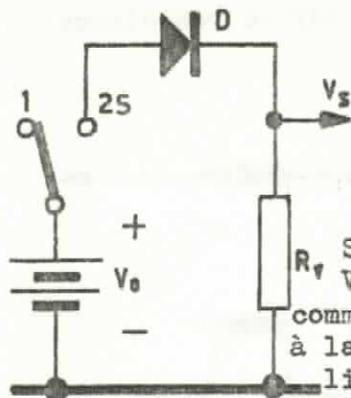


Fig: 1a

Supposons d'abord un montage simple, tel que l'ensemble source de tension continue V_0 - commutateur S - diode D et résistance d'utilisation R_v (fig. 1a)

Si l'on mesure la forme de signal V_s aux bornes de R_v lorsque le commutateur passe de la position 1 à la position 2, on obtient deux paliers distincts (fig. 1b)

En 1 : l'absence de tension impose $V_s = 0$

En 2 : la diode D polarisée en direct permet le passage du courant, et si l'on néglige la résistance propre de cette diode, la tension $V_s = V_0$

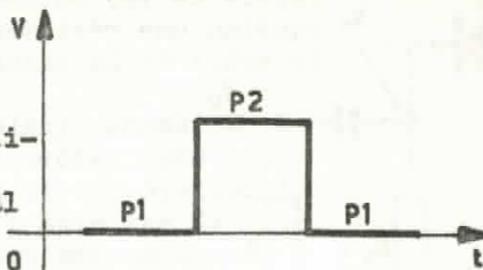


Fig: 1b

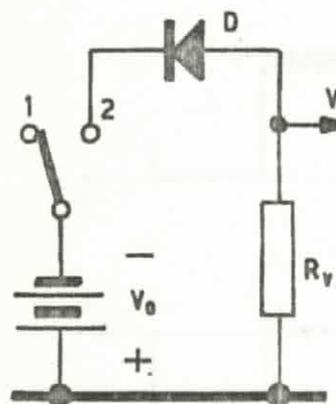


Fig: 2a

L'opération est la même si l'on inverse à la fois la source de tension et le sens de la diode (fig. 2a), mais cette fois on a en V_s une tension V_0 négative (fig. 2b)

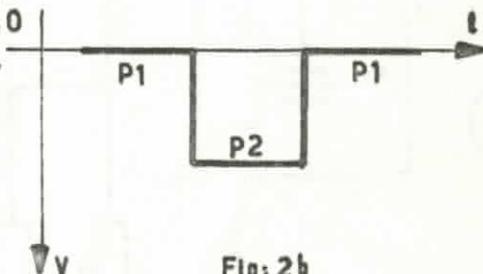


Fig: 2b

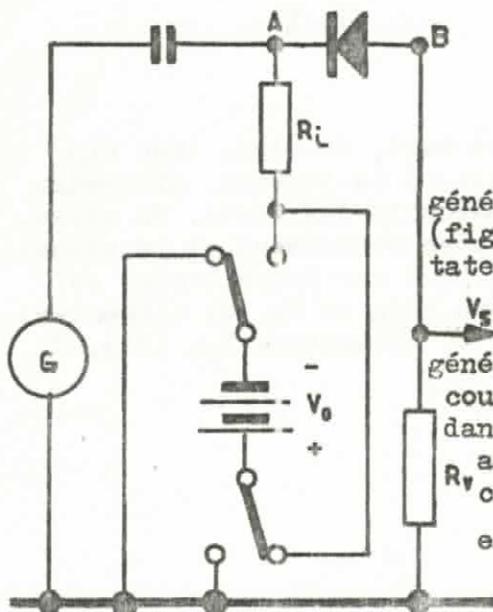


Fig: 3a

Si l'on ajoute maintenant au circuit un générateur de signaux HF (fig. 3a) lorsque le commutateur en position 2 fait circuler un courant dans la diode, le signal issu du générateur se superpose au courant continu qui circule dans le circuit et si l'on admet que la diode en conduction est sensiblement en court-circuit, le potentiel en A se retrouve également en B, c'est-à-dire en V_s .

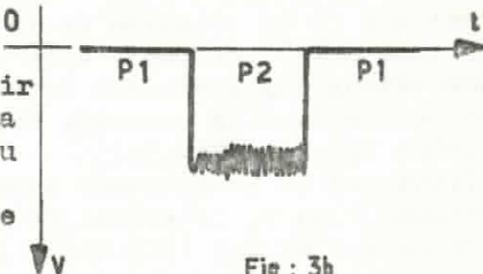


Fig: 3b

Pour éviter que les signaux HF soient court-circuités à la masse par la résistance faible de V_0 , on insère dans le circuit continu une résistance R_1 qui isole V_u le point de la masse.

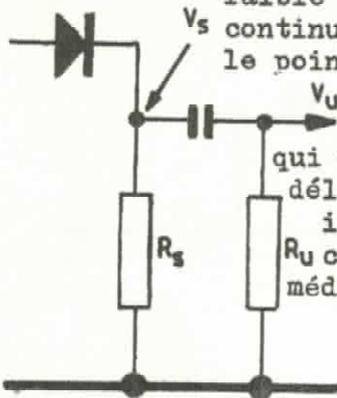


Fig:4a

Comme finalement le signal qui nous intéresse seul est celui délivré par le générateur HF, il est aisé d'éliminer la R_u composante continue par l'intermédiaire d'un condensateur (fig.4)

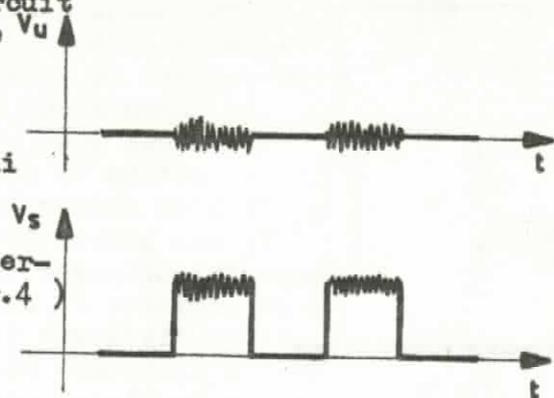


Fig:4b

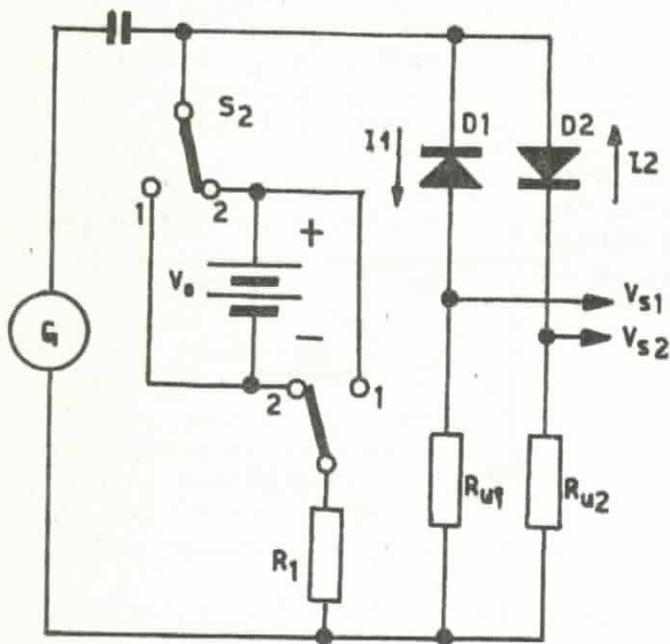


Fig:5a

Comme il suffit d'inverser les éléments pour obtenir un résultat identique (à la polarité de la tension continue près), on peut, avec un double commutateur qui inversera le sens de conduction dans le circuit, obtenir deux sorties V_{s1} V_{s2} (fig.5a) Suivant que le commutateur sera sur la position 1 ou 2, le signal HF se retrouvera en V_{s1} et V_{s2} (fig.5b)

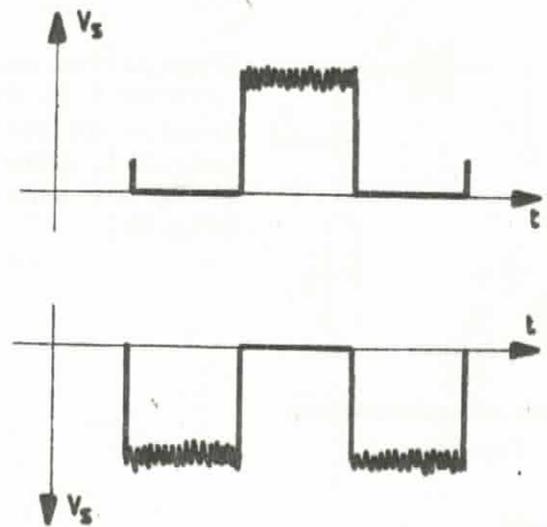


Fig:5b

D'autre part, on peut, avec une même source de tension, alimenter deux circuits distincts. En effet, les diodes conduisent et le signal HF appliqué sur leurs anodes se retrouve bien en V_s . G_1 alimentant V_{sa} et G_2 alimentant V_{sb} (fig.6)

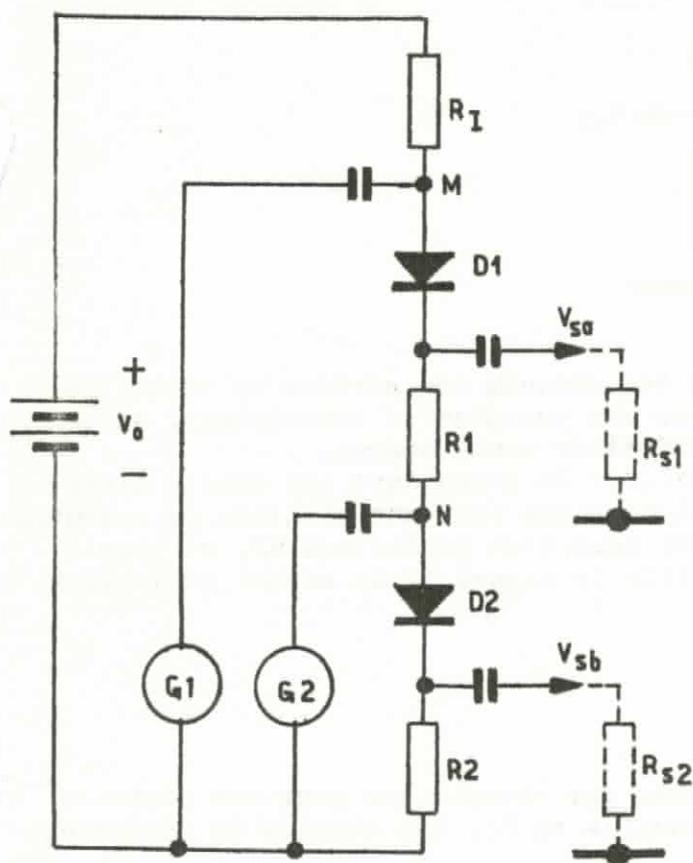


Fig:6

D'autre part, chaque sortie S_1 et S_2 sera chargée par la résistance d'entrée de l'étape suivante (en l'occurrence un limiteur) et l'on voit que le signal de G_1 se retrouve bien en V_{sa} ; il existe aussi en partie sur V_{sb} . En effet (en appelant R_A l'équivalence de R_1 en // avec R_{s1} et R_B l'équivalence de R_2 avec R_{s2}) on a une partie de V_{sa} qui se retrouve en V_{sb} dans le rapport $\frac{R_B}{R_B+R_1}$ et

identiquement V_{sb} se retrouve en V_{sa} dans le rapport $\frac{R_A}{R_A+R_1}$. On obtient un défaut de

dianthotie.

Comme on voit que cet effet de réaction d'une voie sur l'autre se produit à travers R_1 , il sera nécessaire de provoquer sur cette voie, un court-circuit pour les signaux HF. On sectionne donc la résistance R_A en deux portes R_{1a} et R_{1b} dont le point milieu sera mis à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur de valeur suffisamment élevée (fig.7)

On a vu avec le circuit précédent qu'avec un seul générateur HF on pouvait obtenir deux sorties V_{s1} et V_{s2} en insérant la source de tension continue.

Comme ici on possède deux générateurs et que la source de potentiel alimente deux sorties, par sens de conduction on peut obtenir quatre sorties V_{s1} , V_{s2} , V_{s3} , V_{s4}

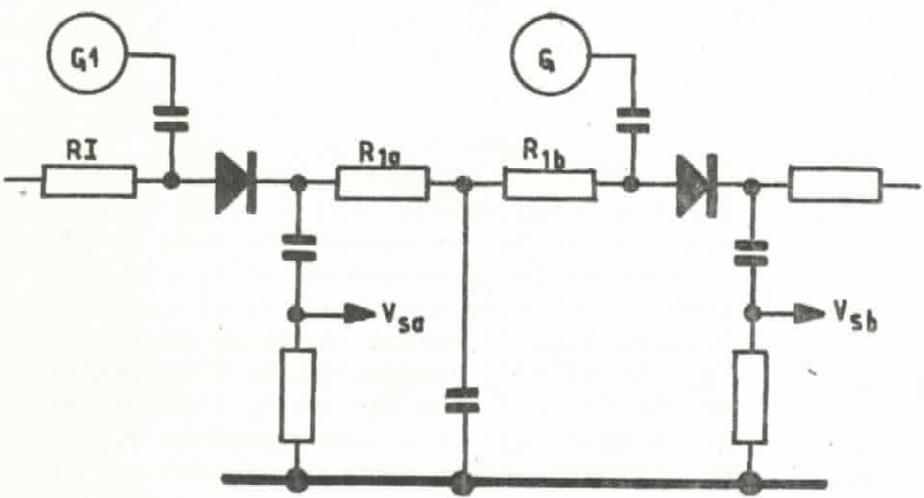


Fig:7

On remarque néanmoins que sur chacune des sorties on recueille un signal HF, seulement pour une position du commutateur, et en ayant toujours le même générateur comme source. On peut donc essayer d'utiliser le temps mort qui existe ainsi sur chaque sortie, c'est-à-dire que pour une position du commutateur on recueille le signal issu d'un générateur HF, et pour l'autre position on recueille le signal HF du second générateur.

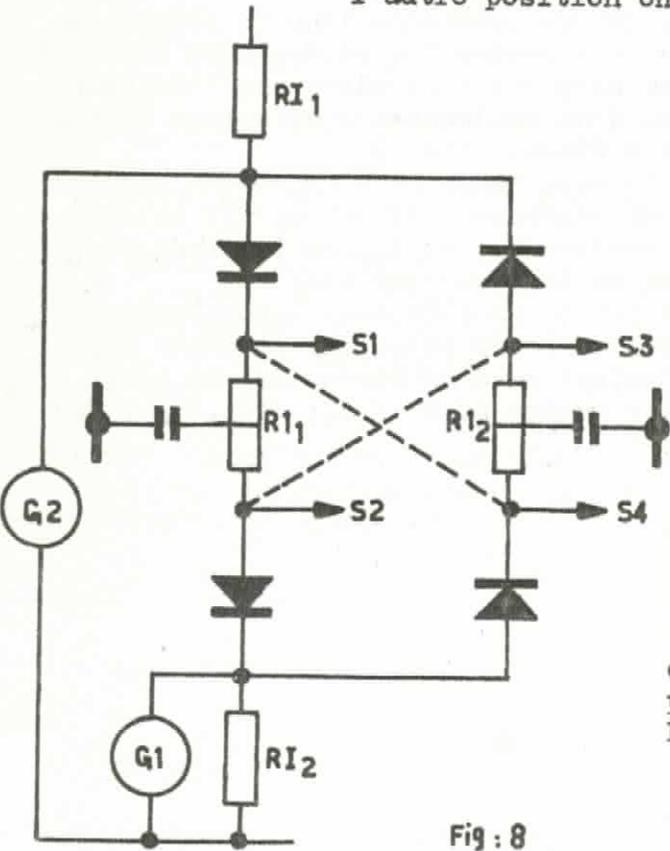


Fig : 8

Admettons par exemple que pour une position on recueille en S1, les signaux du générateur G1. On se propose d'obtenir pour l'autre position les signaux du générateur G2, c'est-à-dire justement ceux que l'on recueille en S4. Il suffira donc simplement de relier les sorties S1, S4 ainsi que les sorties S2, S3 (fig.8). Ce qui revient à dire que l'on n'a plus maintenant que deux sorties S1 et S2, mais sur chacune on obtient une fois les signaux de G1, l'autre fois les signaux de G2. On remarque qu'avec ce montage R1 et R2 sont en //, on peut donc tout simplement ne mettre qu'une résistance, laquelle comme on l'a vu précédemment, est scindée en deux parties R1a et R1b pour éviter la diaphotie.

Dans la réalisation pratique, les générateurs G_1 et G_2 représentent les voies directes et retardées, les récepteurs S_1 et S_2 étant les voies rouge et bleue. Le commutateur de tension continue est formé par une bascule. On prélève sur les collecteurs de deux transistors BC107, les potentiels 0 et 12 V. Le sens de circulation du courant change de sens à chaque nouvelle ligne: la commande de basculement se faisant par l'intermédiaire d'impulsions de retour ligne.

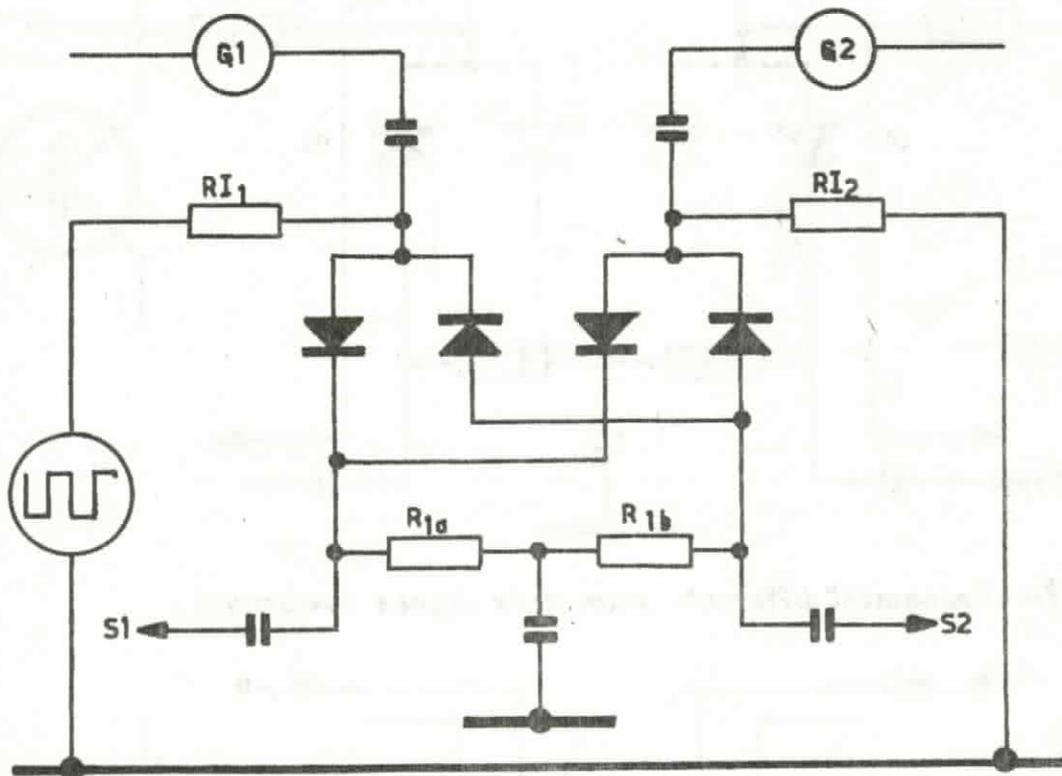


Fig:9

Supposons une information arrivant par la voie directe pendant la ligne d'information rouge: on obtient la figure 10

Le BC107 (I) est bloqué et son collecteur est au potentiel 12 V, alors que le BC107 (II) est saturé avec le potentiel collecteur peu différent de zéro. Le courant continu circule dans les diodes D_1 et D_4 et les informations rouges se retrouvent bien sur la voie rouge. Il en est de même pour l'information bleue venant de la voie retardée, et qui, au travers D_4 se retrouve bien sur la voie bleue.

A la ligne suivante, le courant continu circule dans l'autre sens à travers D_2 et D_3 , permettant ainsi au signal bleu qui arrive maintenant sur la voie directe, d'être transmis vers la voie bleue. Le signal rouge de la voie retardée se retrouve de même sur la voie rouge. Fig 11

→ → → Courant Continu
 - - - - - Signal HF Rouge
 - · - · - Signal HF Bleu

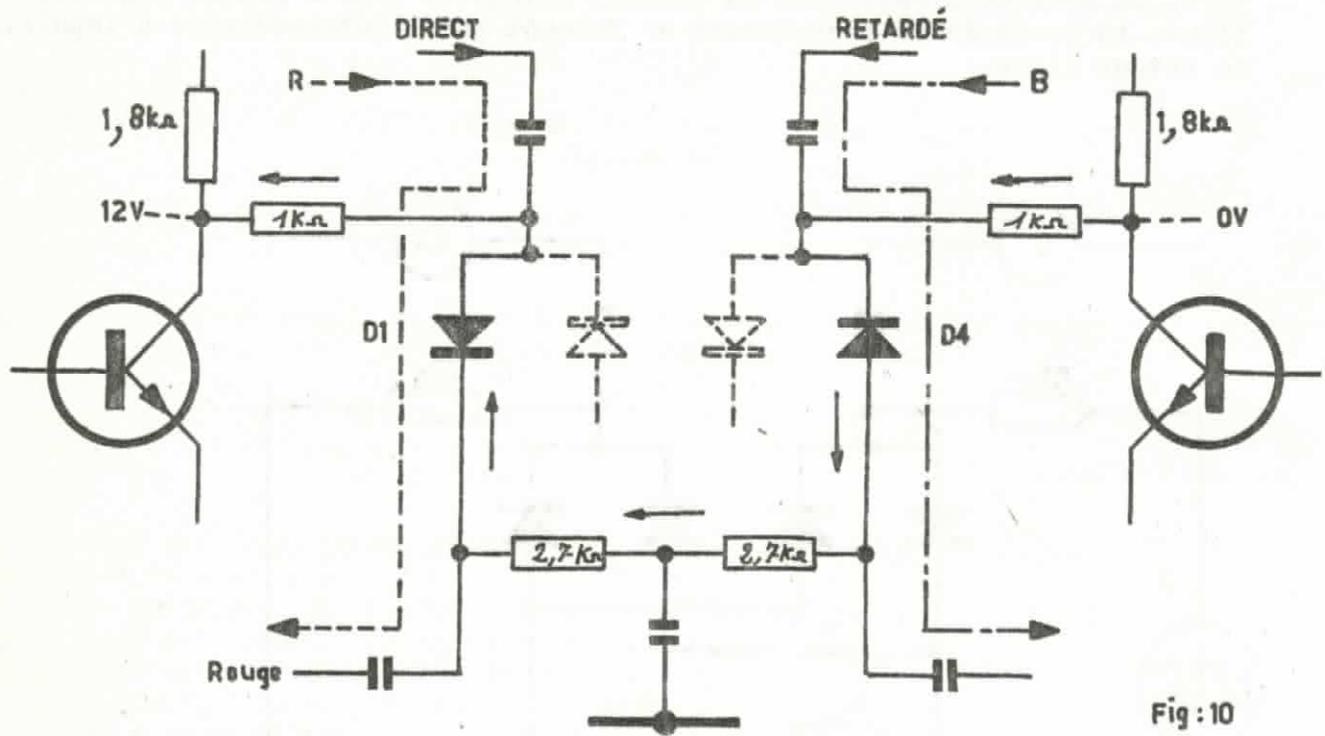


Fig. 10

Deux états de fonctionnement différents pour deux lignes successives.

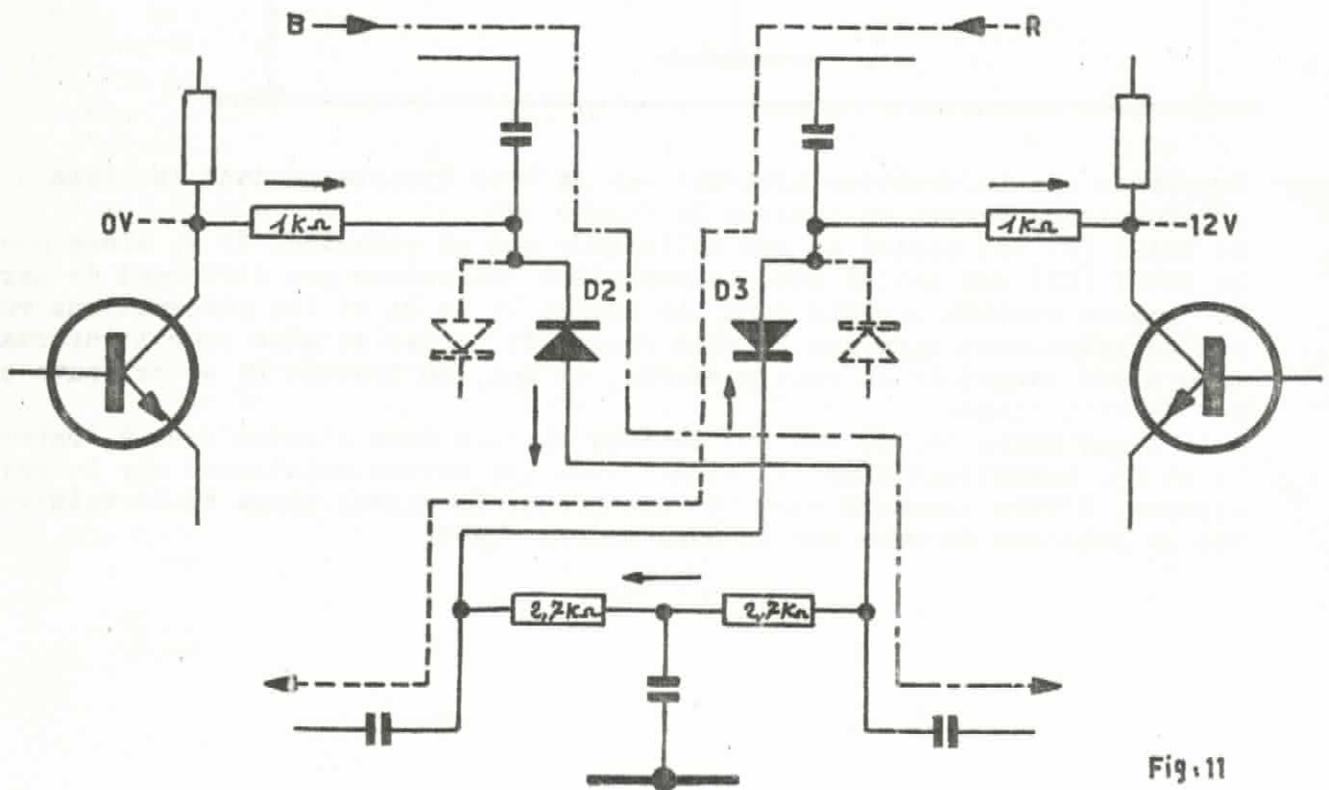


Fig. 11

Le circuit de nettoyage

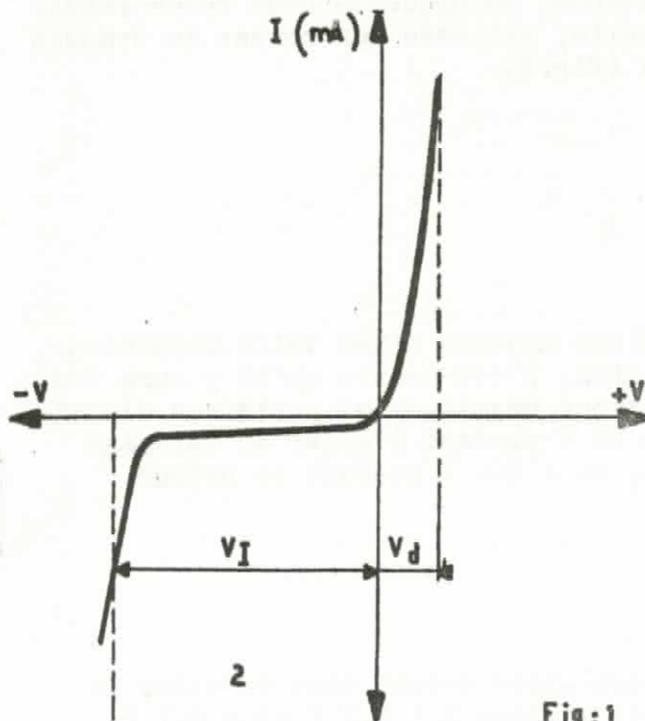


Fig:1

Fonctionnement d'une diode Zener

Si l'on considère le fonctionnement d'une diode normale, on sait que pour assurer sa conduction, il faut appliquer sur son anode une tension positive par rapport à celle de la cathode.

Plus la tension anode sera positive, plus le courant sera important (fig. 1, zone 1).

Si maintenant, on applique sur l'anode de la diode une tension négative par rapport à la cathode, cette tension inverse entraîne un courant inverse extrêmement faible, ce qui permet de dire que la résistance inverse d'une diode est grande.

Mais si l'on continue d'augmenter la tension inverse, il se produit à partir d'un certain seuil, appelé seuil d'avalanche; un courant inverse très important circule dans la diode. Pour la généralité des diodes, ce courant entraîne le claquage, c'est-à-dire la destruction; mais les diodes Zener ont justement été prévues pour travailler avec ces courants inverses.

A partir du seuil d'avalanche, une petite variation de tension entraîne une variation importante de courant, ce qui revient à dire que la tension appliquée restera pratiquement constante, ce sera la tension dite de Zener; elle est variable suivant le type de diode. Pour le circuit de nettoyage qui nous intéresse, cette tension de Zener est de 6,2 V.

Lorsqu'elles sont polarisées en direct, les Zener se comportent comme des diodes normales, c'est-à-dire qu'elles chutent de 0,6 à 0,7 V.

Si l'on applique un signal alternatif aux bornes d'une Zener, on obtient pour l'alternance en direct 0,7 V, et pour l'alternance inverse la tension Zener.

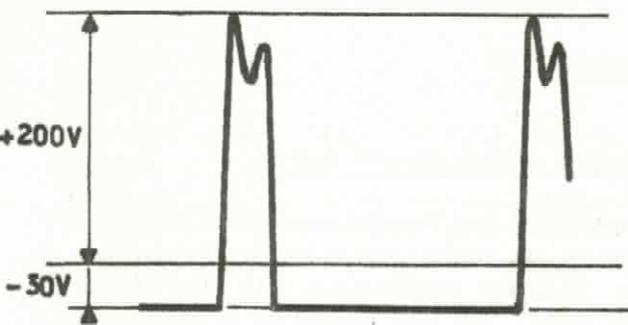


Fig: 2a

Dans le cas du nettoyage, la tension qui est appliquée sur les Zener à travers une résistance, se présente sous forme impulsionnelle, prélevée aux bornes du transfo ligne (fig.2).

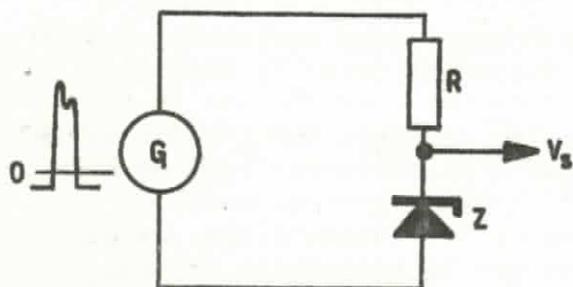


Fig: 2b

La valeur moyenne d'une telle impulsion est nulle, c'est-à-dire qu'il y aura des variations négatives et positives d'environ -30 V pendant l'aller du balayage ligne, de $+200\text{ V}$ pendant le retour.

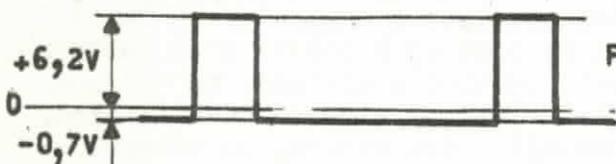


Fig: 2c

Ces impulsions seront donc écartées de part et d'autre à $+6,2\text{ V}$ et $-0,7\text{ V}$ soit un total d'impulsion de $6,2 + 0,7\text{ V} = 6,9\text{ V}$.

Si le signal du générateur se trouve être inversé, ainsi que le sens de la Zener, le fonctionnement reste le même, mais le sens du signal de sortie est lui-même inversé c'est-à-dire que l'on a $-6,2\text{ V}$ et $+0,7\text{ V}$.

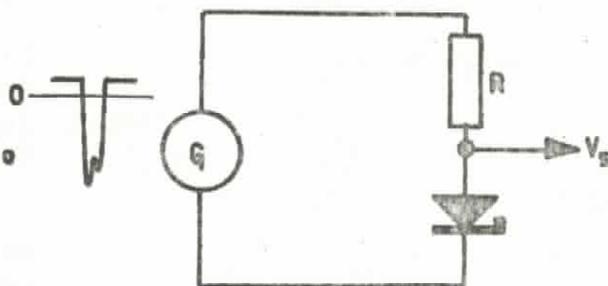


Fig: 4a

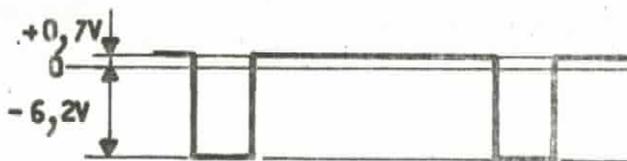


Fig: 4b

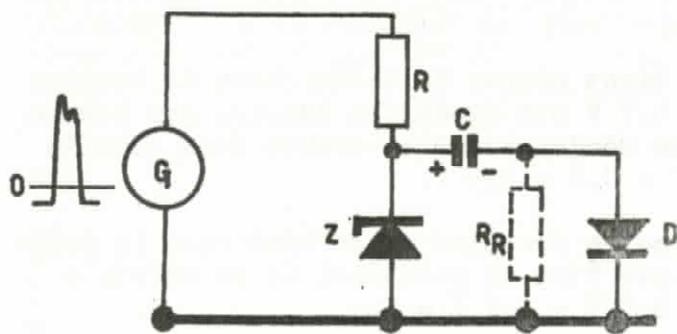


Fig:5

Si l'on branche sur la Zener une capacité en série avec une diode (fig.5), le courant ne pourra circuler que dans un sens, et le condensateur se chargera finalement à la tension de Zener (en négligeant la chute de potentiel dans la diode).

En branchant une résistance en // sur la diode, on conçoit que le condensateur a ainsi la possibilité de se décharger à travers R_R . Plus la résistance sera faible, plus la décharge sera importante. On suppose C de valeur suffisamment importante pour que la tension V_C soit pratiquement constante entre deux impulsions.

C se charge donc finalement à une valeur moyenne qui sera fonction de R_R . On voit ainsi que si l'on a la possibilité de régler R_R , on commandera ainsi la tension V_C aux bornes du condensateur.

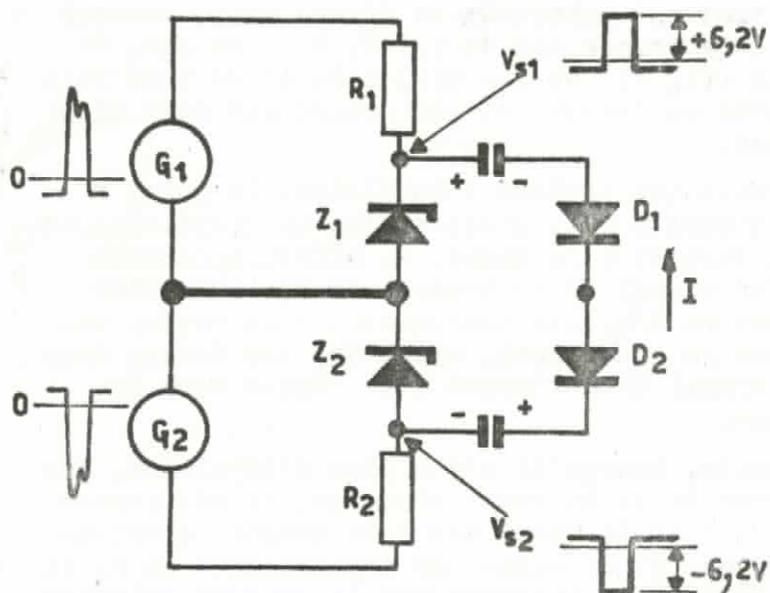


Fig:6

En associant deux montages, l'un dans le sens positif, l'autre dans le sens négatif, on trouve en V_{S1} des impulsions variant entre $+6,2$ et $-0,7$ V, et en V_{S2} des impulsions variant de $-6,2$ et $+0,7$ V.

Donc, pendant les impulsions, la tension entre V_{S1} et V_{S2} est de $12,4$ V.

Cette tension polarisant les diodes D_1 et D_2 permet la conduction, d'où un courant I qui charge les condensateurs, en principe à la tension de Zener $6,2$ V en négligeant la chute de tension aux bornes des diodes.

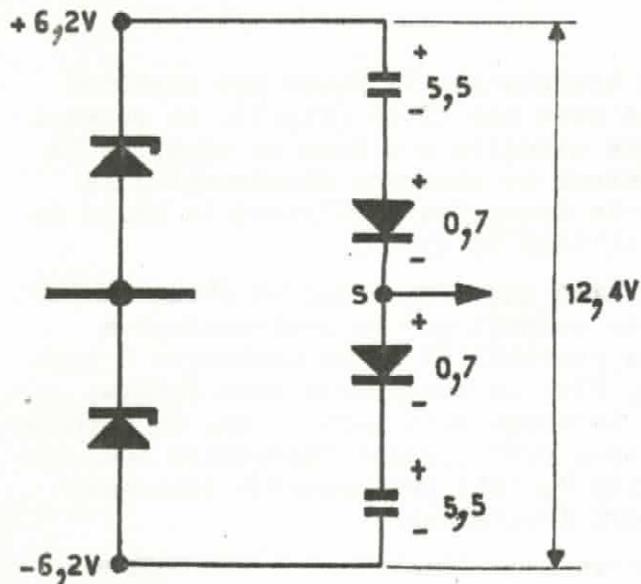


Fig:7

Si l'on tient compte de cette chute de tension environ 0,7 V par diode, la tension aux bornes de chaque condensateur se trouve être réduite de $6,2 \text{ V} - 0,7 = 5,5 \text{ V}$.

On voit qu'en fonction de la symétrie, le point S se trouve être au potentiel 0; en effet, $+6,2 \text{ V} - 5,5 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 0$.

Si bien que pendant l'impulsion le point S se trouve au potentiel équivalent à celui de la masse, soit 0 V.

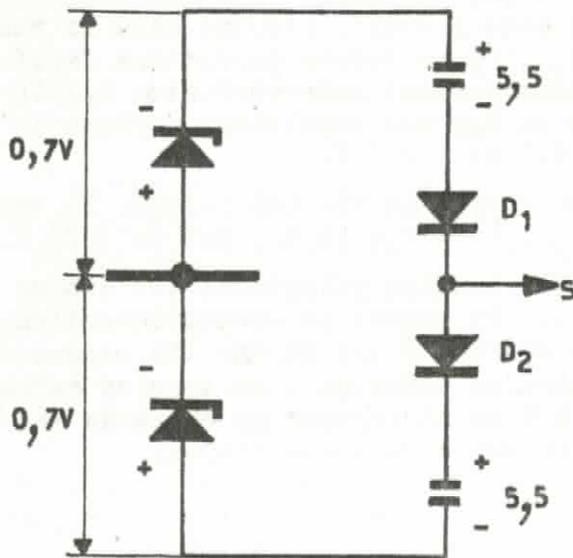


Fig:8

Par contre, en l'absence d'impulsion, les Zener se trouvent polarisés en direct et la tension à leurs bornes est de 0,7 V. Dans ce cas, on voit (fig.8) que les diodes D_1 et D_2 sont polarisées en inverse et par conséquent sont bloquées.

On voit que pendant l'impulsion, le point S se trouve à 0 V, c'est-à-dire en court-circuit par rapport à la masse. En effet, supposons qu'un signal HF apparaisse en S, les diodes étant en c/c, les condensateurs de fortes valeurs le sont aussi, ainsi que les Zener; donc ce signal HF se trouve être dérivé vers la masse.

Ensuite, lorsqu'il n'y a plus d'impulsion, les diodes D_1 et D_2 étant bloquées, la résistance entre S et la masse est très grande, c'est-à-dire que si un signal HF apparaissait en S, il ne serait pas perturbé par le courant existant.

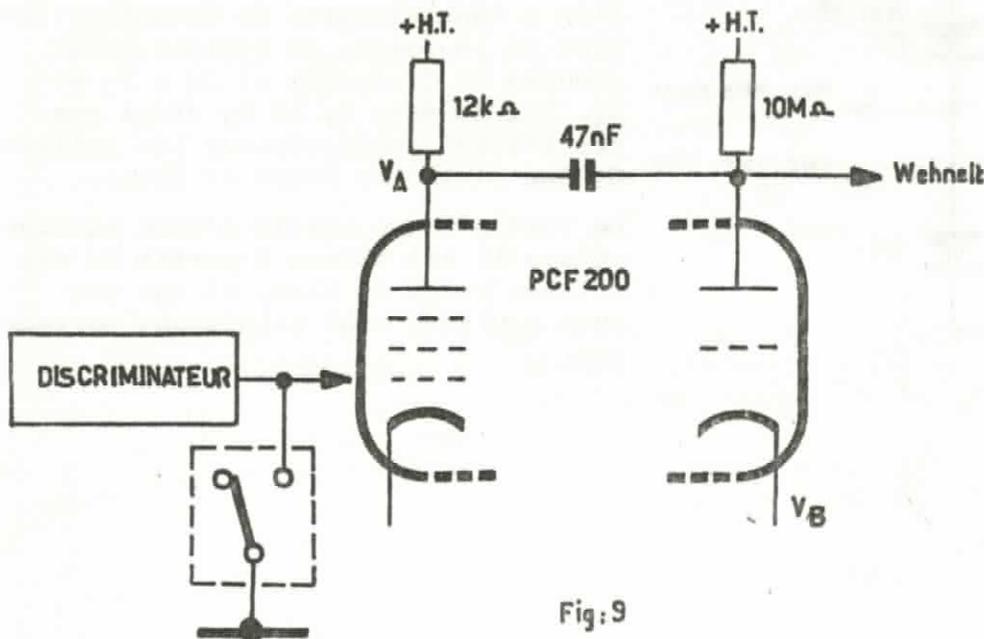


Fig:9

Une étude des circuits d'alignement au niveau des PCF200 (fig.9), nous montre que le condensateur de liaison de 47 nF entre les anodes penthodes et triodes de la PCF200 doit être chargé à une valeur de tension bien déterminée, c'est-à-dire entre la différence $V_A - V_B$. Le potentiel V_B est fonction de la commande de lumière, donc variable, le potentiel V_A est constamment fixe en l'absence de modulation chrominance, c'est donc pendant les retours de ligne; il est créé par le courant de repos du tube, c'est-à-dire pour une détection nulle. Il s'ensuit qu'à cet instant la tension grille des amplis PCF200 est à 0 V.

Si pour une raison quelconque cette tension n'était pas nulle, il s'ensuivrait que la tension V_A ne serait pas à la valeur du courant de repos, et la différence $V_A - V_B$ ne serait pas correcte; il en résulterait une mauvaise polarisation qui atténuerait ou favoriserait certaines couleurs.

Pour cette raison, il est nécessaire d'imposer un potentiel de 0 V sur la grille pendant le retour de ligne. En effet, pendant la durée du top de synchronisation il n'y a aucune information chrominance, mais il y a par contre apparition de souffle, dont l'amplitude n'est pas négligeable, et la valeur moyenne n'est pas nulle. De plus, pendant les 7μ s de palier noir, ou rétablissement de la sous-porteuse, l'inertie des circuits ne permet pas d'appliquer immédiatement les fréquences f_b . Pendant la transition, des tensions détectées apparaissent et perturbent donc également le courant de repos des tubes.

Comme cette opération d'alignement s'effectue pendant le retour de ligne, ce sont justement des impulsions de retour ligne qui seront employées pour court-circuiter à la masse les grilles de commande des PCF200.

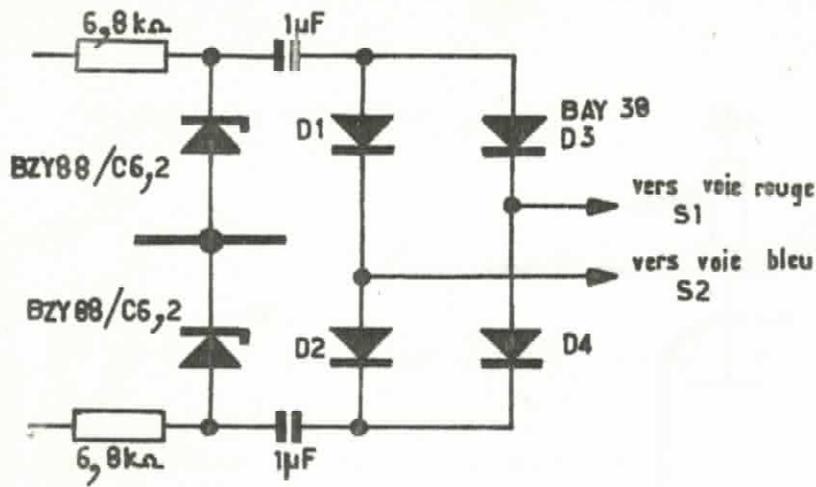


Fig :10

Comme on a besoin de supprimer toutes les variations de détection et que l'on a deux circuits de détection, le bleu et le rouge, on emploie deux groupes de diodes D1 et D2 - D3 et D4. Les sorties S1 et S2 étant respectivement appliquées sur les grilles G1 des pentodes Rouge et Bleue.

Le vert n'a pas besoin d'être nettoyé puisqu'il est obtenu à partir du matricage rouge et bleu, et que ces deux couleurs sont maintenant correctes.

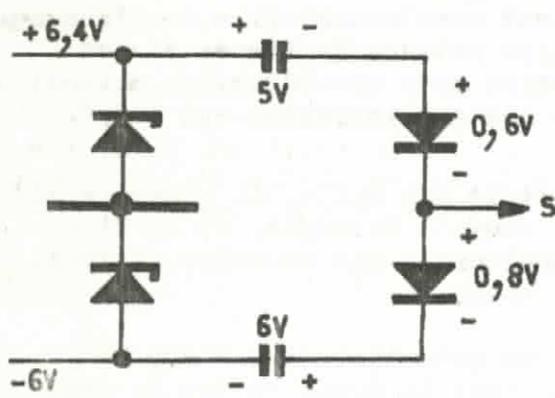


Fig : 11

On a admis jusqu'ici que les Zener, les condensateurs et les diodes étaient parfaites et exactement semblables, ce qui n'est jamais tout-à-fait le cas.

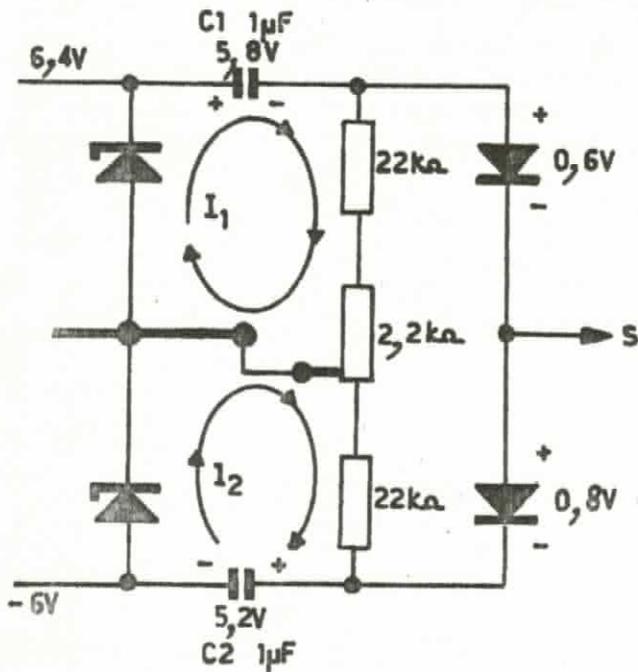
En effet, supposons qu'une Zener coupe le signal à 6 V et l'autre à 6,4 V, ce qui est dans les tolérances par rapport à 6,2 V.

Supposons que les condensateurs aient une erreur de + 10 % soit $5,5 + 0,5 \text{ V} = 6 \text{ V}$ et $5,5 - 0,5 \text{ V} = 5 \text{ V}$, que les diodes chutent respectivement 0,6 V et 0,8 V.

On obtient la fig. 11 et l'on voit que la tension en S est $+ 6,4 \text{ V} - 5 \text{ V} - 0,6 = 0,8 \text{ V}$.

Cette tension appliquée sur les grilles des PCF200 se traduira par une variation anode de $0,8 \text{ V} \times$ gain du tube, soit $0,8 \text{ V} \times 35 = 28 \text{ V}$, il y aura donc une erreur de 28 V sur les polarisations des Wehnelt rouge et bleu, ce qui en plus se traduira par une erreur opposée dans le vert, en fonction du matricage $0,5 \text{ R} + 0,2 \text{ B} = 20 \text{ V}$.

Il y aura donc une différence totale entre rouge (ou bleu) et vert de 48 V.



Si l'on se souvient qu'à la figure 5, on branchait une résistance en // avec la diode de façon à régler le potentiel moyen aux bornes du condensateur, on pourra faire de même ici, c'est-à-dire provoquer la décharge des condensateurs à travers un ensemble de résistances réglables (figure 12).

Si on reprend les mêmes valeurs de Zener et de chute de potentiel sur les diodes, on voit que pour qu'il y ait 0 V en S, il faut que C₁ se charge à 5,8 V au lieu de 5, et C₂ se charge à 5,2 V au lieu de 6.

Si on augmente la résistance de décharge, la tension aux bornes du condensateur sera plus importante, de même en diminuant R, la tension V₀ diminue.

On peut remarquer que justement si on augmente la résistance dans une branche, on la diminue dans l'autre, et c'est bien ce que l'on voulait obtenir. Le réglage du zéro de nettoyage s'effectue donc en vérifiant que pendant le retour ligne, la tension appliquée en S, c'est-à-dire sur les G₁ des pentodes PCF200, s'aligne bien sur la tension masse, soit 0 V.

Méthodes de dépannage

I/L'image reste constamment en N et B

II/L'image se présente avec des couleurs plus ou moins perturbées

Le premier cas se passe pour la généralité des panes existant dans la platine chroma.

- a) première opération : provoquer l'apparition de la couleur en court-circuitant la base du portier T463 à la masse

Deux cas se présentent alors :

α l'image reste en N et B

β la couleur que l'on obtient présente un ou plusieurs défauts, ce qui revient au cas n° II - Si l'image reste en N et B et qu'elle est correcte sous cette forme, le manque de couleur sera dû au mauvais fonctionnement :

soit du circuit cloche

" de T460

" du limiteur (2x0A95)

" de T464

Il est alors aisé de vérifier à l'entrée et la sortie de ces étages, si l'information chrominance existe.

-L'image couleur obtenue se présente avec trois sortes principales de défauts

- a) à structure de ligne
- b) forte atténuation d'une couleur primaire
- c) dominante magenta ou verte

ou alors, l'image se présente correctement en ouvrant artificiellement la voie chroma.

Il peut exister une quatrième sorte de panne, ayant son origine dans la platine chroma, mais réagissant sur la totalité de l'image, soit chrominance + luminance. En effet, par une polarisation trop élevée des WEHNELT5 les canons débitèrent exagérément, provoquant l'action du frein de faisceau, c'est-à-dire une baisse de contraste qui élimine tout signal de réception dans les NF par action du C.A.G.; dans ce cas l'image reste constamment blanche, avec généralement un léger excès de luminosité.

Analyse des panes

Ayant neutralisé l'action du portier, donc la commande de remise à l'heure, il est d'abord utile de commuter quelquefois les positions 625 l.- 819 l. de façon à pouvoir se placer sur la position correcte de la bascule, de manière à pouvoir juger plus précisément la panne.

A) Panne à structure de ligne

Elles ne peuvent avoir que trois origines

- 1° mauvais fonctionnement de la bascule
- 2° élément de permutateur défectueux
- 3° mauvaise transmission entre T464 et le permutateur, soit par la voie directe coupée, soit par la voie retardée coupée ou perturbée.

B) Atténuation d'une couleur primaire

La couleur verte étant fonction du rouge et du bleu, si c'est uniquement le vert qui est en cause, le défaut se situe entre le matricage et la commande WEHNELT.

Vérifier l'état de la PCF200 (par inversion avec une autre voie, sans omettre et remettre ensuite les tubes à leur place primaire, afin de respecter les réglages).

S'assurer que le signal chrominance existe sur le WEHNELT, et éventuellement changer l'élément défectueux dans la liaison.

Vérifier la tension continue de polarisation WEHNELT; si elle n'est pas bonne, mettre en cause (suivant la tension) la charge de 10 M ou la commande triode (impulsion sur grille ou liaison cathode).

Les couleurs en bleu et rouge pourront présenter les mêmes défauts à partir du niveau PCF200, mais en surplus on peut mettre en cause :

- les limiteurs (voir polarisation en continue et état des diodes)
- les amplis BF179 (mesurer les tensions d'entrée et de sortie, ainsi que le courant)
- les discriminateurs. Si le fonctionnement statique du transistor est correct, il est préférable de changer entièrement la partie discri.

C) Dominante magenta ou verte

S'assurer que le réglage du nettoyage est correct, ainsi que l'existence des deux commandes impulsionnelles négative et positive sur ce circuit.

Il est à noter que si l'impulsion négative n'existait pas (par exemple en 6,8 K_n coupée), la bascule n'étant pas commandée, on a en surplus une panne de structure de ligne.

D) L'image étant correcte, on vérifie alors que les signaux d'identification existent sur les anodes PCF200 et se retrouvent intégrés sur R683 et C775. Si en ce point, la tension reste à + 20 volts, vérifier la diode 499.

III/ On peut également trouver un autre genre de panne

Le récepteur refuse de passer en N et B

Il est d'abord nécessaire de vérifier la polarité base de T463

- si V base = 0 V, s'assurer que C775 n'est pas en o/c

- si V base = 2,5 V, c'est-à-dire correct, vérifier si T469 n'est pas coupé

Vérifier également que les impulsions positive et négative issues du signal collecteur de T491 différencié arrivent sur la base portier.

Eventuellement, remonter jusqu'à la commande de T491 par les signaux d'origine trame.

Panne de remise à l'heure

Le récepteur fonctionne correctement aléatoirement, il faut commuter 625-819 l. une ou plusieurs fois pour obtenir une image correcte.

Vérifier que la liaison collecteur T463/base T489 est bonne, en particulier voir la diode 472.

Le récepteur peut, soit donner des couleurs erronées, soit passer en N et B.