

1/68
re

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

**ETUDE et REALISATION
D'UN POSTE T.V. A TRANSISTORS**

Proposée par M^r le prof. J. SLOSIAR

2/8-1

JUIN 1968

Elèves Ingénieurs :
ANTONOV ANTON
BOZADJIEV BRANIMIR

UNIVERSITE D'ALGER

Ecole Nationale Polytechnique

Département: Télécommunications

Département *Telecommunications*
Reçu le 15/6/68
Y. M. M.

PROJET DE FIN D'ETUDES

=====

E T U D E E T R E A L I S A T I O N

D' UN POSTE T.V.

A TRANSISTORS

Proposée par Mr. J. SLOSIAR

JUIN 1968

Elèves Ingénieurs:

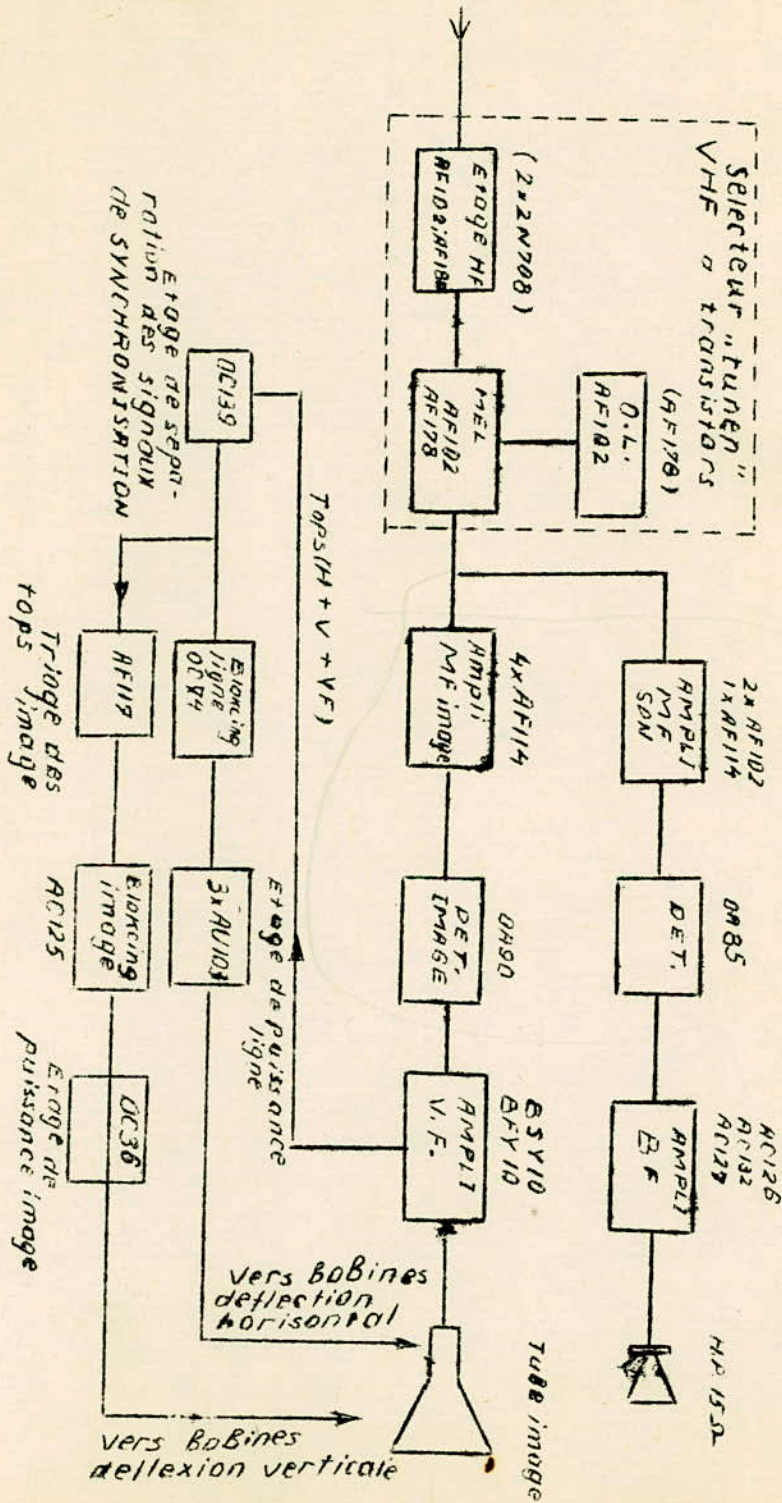
ANTONOV ANTON

BOZADJIEV BRANIMIR

I N T R O D U C T I O N

La transistorisation des récepteurs de télévision est en marche partout dans le monde. Le stade de la technique et surtout celui de l'industrialisation sont cependant différents suivant le pays considéré, et l'on peut voir, à côté des récepteurs "tout transistors" d'autres où la transistorisation débute et se poursuit progressivement. Ici, à l'ENPA dans le département Télécommunications nous avons essayé d'appliquer cette nouvelle technique en transistorisant certaines parties d'un récepteur à tubes. Presque tout le récepteur a été entièrement transistorisé. On a pu réaliser les amplificateurs M.F. son et vision, l'ampli video fréquence, l'ampli BF, la base de temps lignes et l'alimentation. Le manque de temps ne nous a pas permis d'achever le selecteur "tunner", dont les circuits d'entrée et l'amplificateur EF ont très bien marché.

CH I - Bloc-diagramme du récepteur.



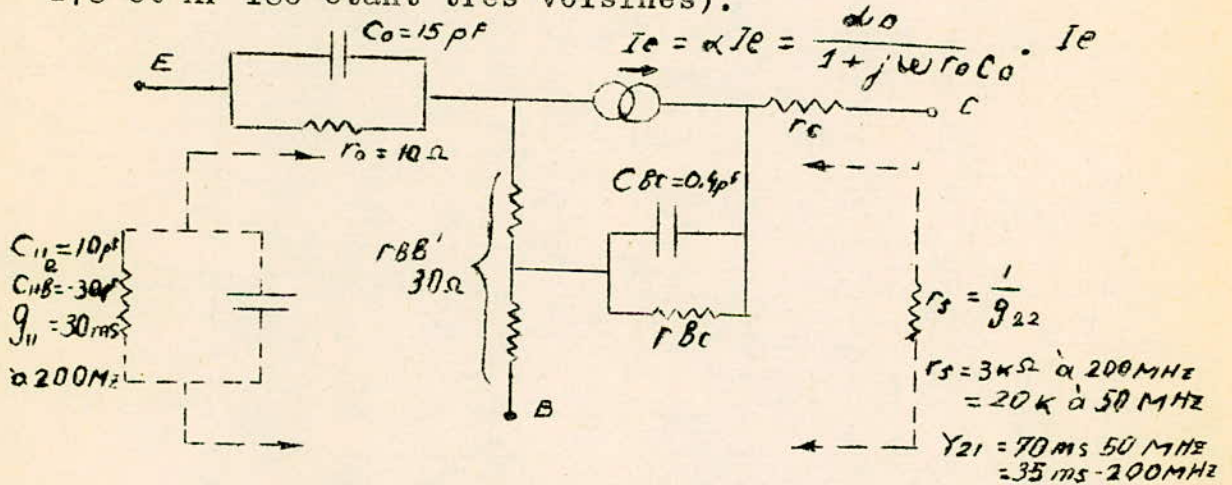
CHAPITRE II

GENERALITES SUR LES TRANSISTORS EN H.F.

Pour fonctionner correctement jusqu'à 240 MHz les transistors VHF doivent avoir une base mince et uniforme, obtenue par diffusion, mais ils doivent avoir des contacts base-émetteurs peu résistifs qu'on peut obtenir par alliage. Les transistors que nous utilisons sont donc à alliage diffusé, bénéficiant des avantages des deux techniques. C'est ainsi que sont fabriqués les transistors AF 178, AF 102, AF 180.

Les AF 102 et AF 180 sont des transistors spécialement étudiés pour l'étage d'entrée RF.

Schéma équivalent de AF 102 (les valeurs relatives à AF 178 et AF 180 étant très voisines).



Gain puissance	E. COMMUN	
$G_p = \frac{ Y_{21} ^2}{4 g_{11} g_{22}}$	50 MHz 26 dB $r_s = 20 k\Omega$	200 MHz 14 dB ($r_s = 3 k\Omega$)
Facteur de réaction $\frac{ Y_{21} }{(g_{11} + g_{ant}) g_{22}}$	à 200 MHz en dB + 0,3 B.C. - 0,7 E.C	

CHAPITRE II - 1

CONSIDERATIONS SUR LES SELECTEURS V.H.F. A TRANSISTORS

Caractéristiques générales du sélecteur des canaux V.H.F. et des transistors utilisés.

Nous étudions un sélecteur de canaux V.H.F. à 3 transistors dont les fonctions respectives sont:

- 1) étage ampli H.F.
- 2) étage changeur des fréquences
- 3) étage oscillateur local.

Cette structure bénéficiant d'une longue pratique avec les sélecteurs à tubes permet de satisfaire au mieux aux divers conditions qu'on exige d'un sélecteur de canaux, et qui peuvent être résumés comme suit:

Pour l'étage H.F.

Produit gain bande passante élevée

Facteur de bruit faible

Réglage de gain (20-30 dB) pour compenser les variations du signal d'antenne tout en évitant la saturation ou intermodulation. Le réglage ne doit pas amener une détérioration des courbes de réponses, donc il faut que les admittances d'entrée et de sortie varient peu.

Pour le mélangeur

Gain de conversion élevé, obtenu avec une faible puissance prélevée à l'oscillateur local, de façon à ne pas altérer la fréquence locale et à ne pas risquer une trop grande réinjection de la tension oscillatrice dans l'antenne.

Pour l'oscillateur local

Stabilité de la fréquence élevée en fonction des valeurs d'alimentation et de la température ambiante.

On notera la faible valeur de $r_{bb'}$, la valeur élevée de I_e à gain maximal (3 mA) conduisant à une valeur de résistance

émetteur base r_o et une fréquence de coupure f_c suffisamment élevée pour que le fonctionnement soit correcte en V.H.F.

Le gain maximal en puissance utilisable G_p décroît en fonction de la fréquence; il est sensiblement le même en bande III pour le montage émetteur commun et base commune. Cependant le facteur de réaction négative en émetteur commun diminue ce gain tandis que la réaction positive en base commune l'augmente légèrement d'une quantité toutefois assez faible pour ne pas risquer l'instabilité.

Cette augmentation est utile car elle contribue à diminuer l'influence du mélangeur sur le facteur du bruit global. Pour utiliser le montage EC dans des conditions intéressantes il faudrait le neutrodyner, ce qui est une sérieuse complication du circuit et son réglage, et même dans ce cas on ne retrouve pas un gain aussi élevé qu'en base commune; c'est pourquoi nous utilisons pour l'étage d'entrée le montage B.C. (non neutrodyneé).

Nota:

- 1) Le chiffre de gain obtenu sur un sélecteur sera plus faible que G_p , compte tenu de l'amortissement des circuits de l'étage suivant.
- 2) G_p est sensiblement le même que pour un cascode V.H.F.; naturellement l'amplification en tension du tube est beaucoup plus élevée que celle du transistor à cause des valeurs plus élevées des impédances de charge.
- 3) Réglage du gain de l'étage d'entrée.

Quand le signal augmente on doit réduire le gain de l'étage H.F. pour limiter sa tension de sortie au dessous du seuil d'intermodulation entre les signaux son et vision dans le mélangeur (soit 10 mV environ) mais cette condition ne suffit pas à définir un bon fonctionnement. En effet on doit

aussi éviter l'intermodulation dans l'étage H.F. et pour cela ne pas appliquer une tension de signal supérieure à 3 mV à la jonction émetteur-base. Ce chiffre résulte de la forme de caractéristique courant-tension du transistor; compte tenu des résistances série du circuit d'entrée, représentées plus loin sur le schéma. Elles correspondent à un signal d'antenne E_{ant} (f.em) de 5 à 10 mV, légèrement variable avec la fréquence. Quand le signal reçu dépasse cette valeur il faut donc que le réglage de gain diminue la fraction de E_{ant} réellement appliquée à la jonction.

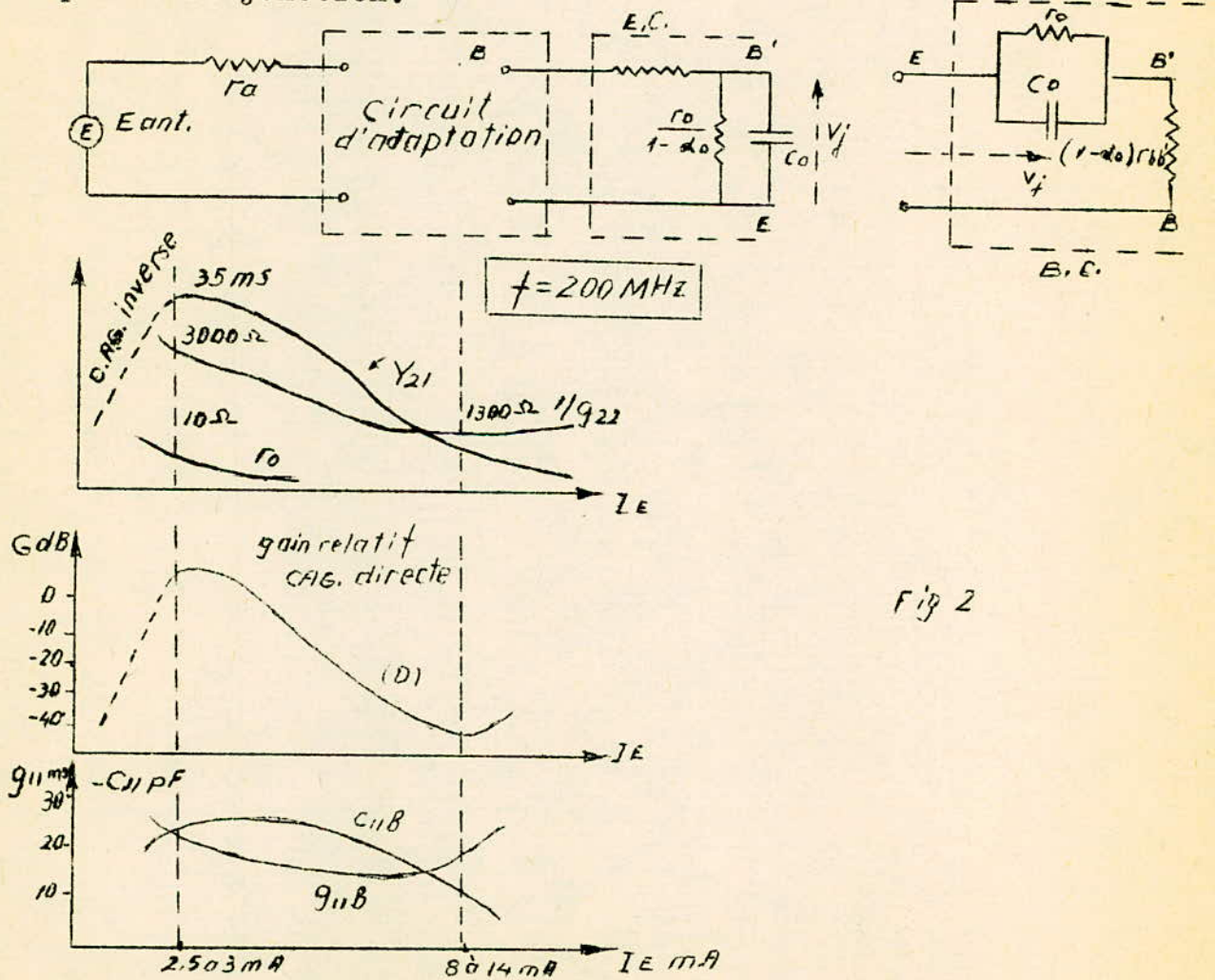


Fig 2

La façon de réduire le gain des transistors ordinaires en réduisant le courant émetteur I_e , ne réalise pas cet effet; elle n'est donc pas utilisable.

Pour satisfaire aux deux conditions précédentes les transistors AF 102 et AF 180 ont été spécialement étudiés de façon à utiliser deux phénomènes créés au voisinage du collecteur quand on augmente le courant I_e (réglage en directe)

Le champ interne dans la région collecteur s'accroît ce qui diminue la mobilité des porteurs, la conductance de sortie G_{22} augmente et diminue le gain.

La largeur de la zone de transition base-collecteur croît, ce qui augmente le temps de transit à travers la base et diminue le gain en courant; tout se passe comme si le terme X_0 diminuait pour les composantes HF, ce qui amène deux effets complémentaires:

- a) la pente Y_{21} décroît, d'où nouvelle réduction du gain.
- b) la partie de signal V_j/E_{ant} appliquée à la jonction d'entrée décroît (diminution de $r_o/1-\alpha_o$ en émetteur commun, ou augmentation de $(1-\alpha_o) r_{bb'}$ en base commune), ce qui constitue une nouvelle cause de réduction du gain et une augmentation considérable du signal E_{ant} correspondant à une tension V_j de 3 mV.

Cet effet est d'autant plus marqué que la résistance r_o diminue proportionnellement à l'accroissement du courant I_e . On obtient finalement pour AF 102 et AF 180 une plage de variation (courbe D) supérieur à 40dB; la variation de I_e s'obtient en faisant varier la tension de base. la courbe de réglage présente un minimum suivi d'une remontée due à une inversion des phases du terme de réaction Y_{12} dans une région où son effet devient prépondérant. On se limitera à une plage utile située au de-sous de ce minimum pour éviter les phénomènes d'instabilité dans le cas où une commande automatique de gain est utilisée.

La variation de G_{22} amène une certaine déformation de la courbe de réponse, minimisée par l'emploi d'un filtre de bande. Les variations de G_{11} et C_{11} restent acceptables, étant donné la faible sélectivité des circuits d'entrée.

En pratique on peut éliminer la plus grande partie de ces variations, en plaçant des capacités additionnelles à l'entrée et à la sortie du transistor.

Courbes d'intermodulation du transistor AF 180 (voisines de celles de AF 102).

La diminution du gain par le contrôle "en directe" permet donc d'augmenter la valeur admissible de E_{ant} ; cette valeur a été tracée sur la graphique pour un niveau d'intermodulation de 1% qui est pratiquement le seuil de perceptibilité du défaut. Ce niveau est atteint pour une valeur de V_j de 2 à 3 mVeff.

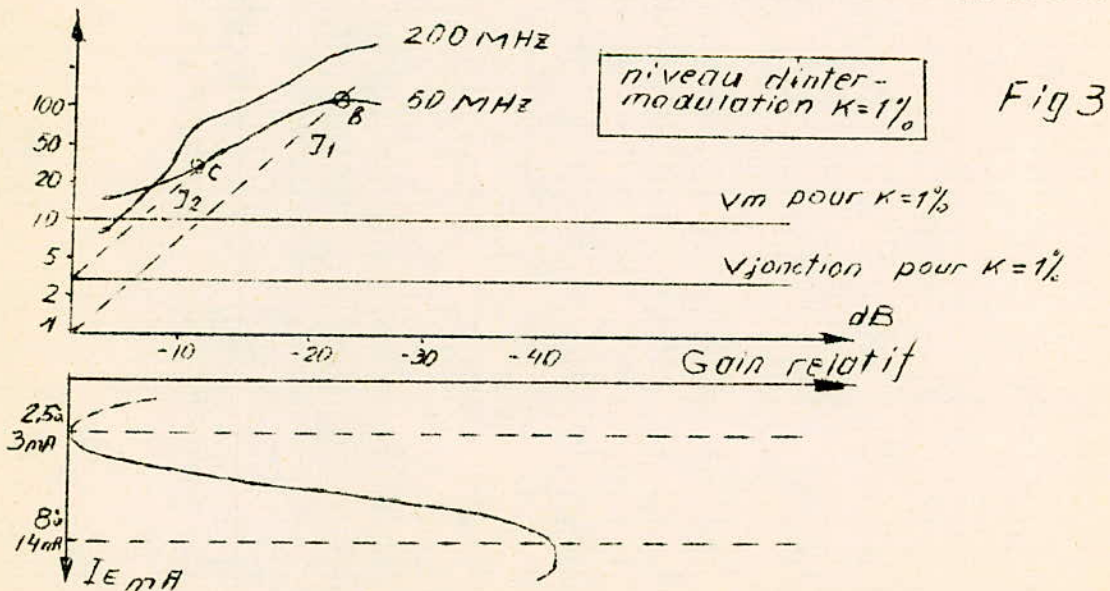
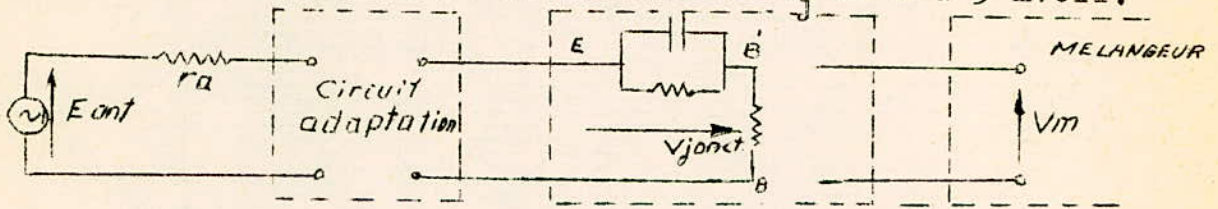


Fig 3

Sur la figure sont indiquées les droites donnant E_{ant} en fonction du contrôle de gain, pour un circuit de contrôle automatique idéale, c'est à dire que toute variation du signal reçu est exactement compensée par une variation inverse de l'amplification, de façon à ce que la tension de sortie reste constante. Pour ne pas détériorer le rapport signal/bruit, un tel circuit doit être asservi à un seuil de fonctionnement déterminé par les considérations suivantes:

si on choisit, par exemple, de faire varier le gain de l'étage HF à partir d'un niveau E_{ant} de 1 mV (courbe J_1) on peut admettre un signal de 100mV avant intermodulation (point b). Avec ce choix le rapport signal/bruit est de l'ordre de 30 à 40 dB, ce qui est une valeur satisfaisante; si on veut l'améliorer on peut retarder davantage l'action du contrôle de gain. Le point limite sera donné par la condition d'intermodulation relative au mélangeur: on ne doit pas dépasser à l'entrée du mélangeur une tension V_m voisine, comme nous l'avons déjà dit, de $10mV_{eff}$; si A_t désigne l'amplification de tension V_m/E_{ant} à gain maximal le seuil d'action du C.A.G. ne peut dépasser le point pour lequel E_{ant} atteint la valeur $10mV/A_t$, soit environ 3 à 5 mV_{eff} . Pour les montages courants la tension E_{ant} max. est réduite à 50 mV_{eff} , la plage de contrôle correspondante à 20dB (courbe J_2), les courbes d'utilisation pratique se situeront entre ces deux limites, J_1 et J_2 :

Nota:

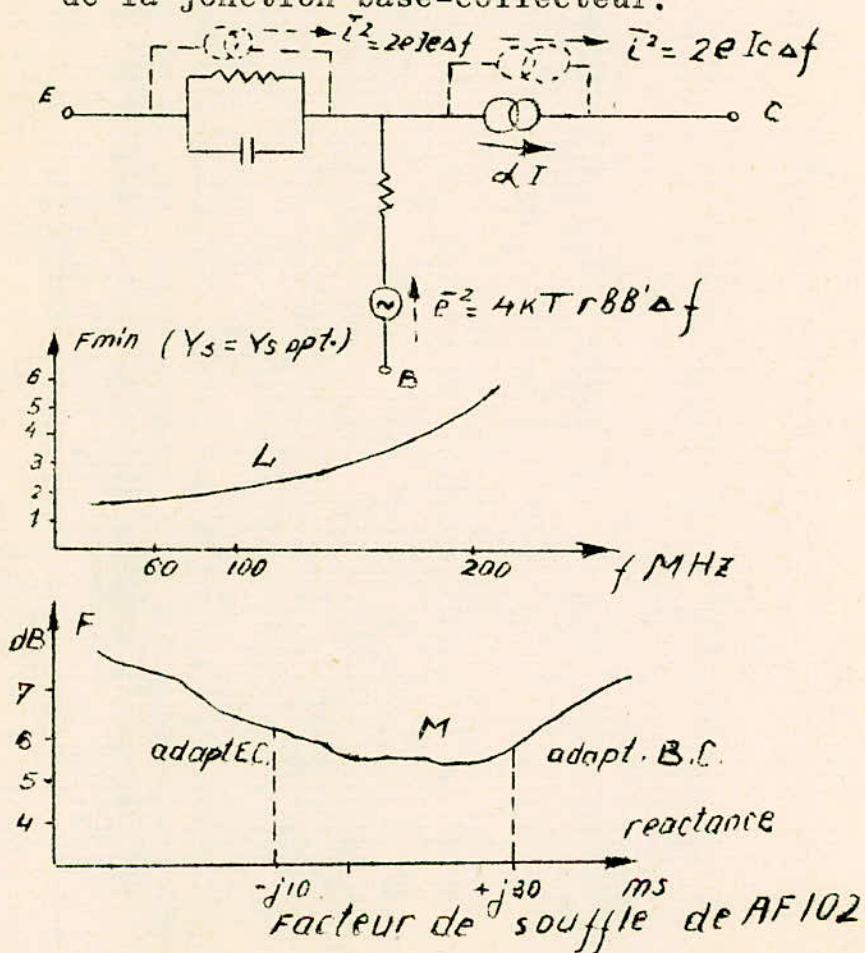
- 1) On voit qu'il n'est pas intéressant d'avoir un gain HF trop élevé; on risquerait alors de réduire la valeur V_m/A_t , ou $10mV/A_t$ jusqu'à un point où le rapport signal/souffle ne serait pas assez bon.
- 2) Si l'intermodulation par un brouilleur "dans la bande" n'est pas à craindre, l'intermodulation par un brouilleur puissant "hors bande" quand le gain est maximal (signal reçu faible) est plus à craindre que pour un selecteur à tubes; en effet la fem maximale du brouilleur est plus à craindre que pour un selec-

teur à tubes; en effet la fem maximale du brouilleur admissible à l'antenne est de 10mV efficace, comme le montre la figure plus haut.

Facteur de bruit

En haute fréquence on peut considérer que le souffle est dû à trois causes:

- 1) Bruit thermique dans la résistance $r_{bb'}$,
- 2) l'effet des fluctuations du courant I_e , à la traversée de la jonction emetteur-base,
- 3) l'effet de fluctuation du courant I_c , à la traversée de la jonction base-collecteur.



Les générateurs de courant de souffle ont une forte corrélation entre eux. On peut transformer ces trois générateurs de souffle en deux générateurs, l'un de tension, l'autre de courant, situés à l'entrée du transistor et, par les calculs sur les quadripôles, en déduire le facteur de bruit du transistor. Ce facteur de bruit dépend de l'admittance de la source Y_s ; quand celle-ci a sa valeur optimale $Y_{s \text{ opt}}$, il prend sa valeur minimale:

$$F_{\min} = 1 + \frac{1+\rho}{\beta_0} + \rho\rho^2 + \sqrt{\frac{1+2\rho}{\beta_0} + \left(2\rho + \frac{2\rho^2}{\beta_0}\right)\rho^2}$$

avec $\rho = \frac{r_{bb'}}{r_0}$ et $\rho = \frac{F}{F_x}$

β_0 = gain en courant EC. D'après cette expression F_{\min} augmente avec la fréquence, non pas linéairement, mais d'autant plus rapidement que la fréquence est élevée. On voit aussi que pour abaisser F_{\min} il faut diminuer ρ , c'est à dire diminuer le courant I_e pour augmenter r_0 . Mais, en HF on diminue également la fréquence de coupure f_c en agissant ainsi, ce qui augmente la valeur du terme ρ dans l'expression de F_{\min} , et va à l'encontre du but cherché. Finalement un compromis existe; pour les AF 102 et AF 180, F_{\min} a sa valeur la plus basse pour $I_e = 3\text{mA}$, il est alors donné par la courbe L_1 .

Cette courbe n'est plus valable pour les basses fréquences car on a négligé le terme de bruit de surface (bruit en $1/f$). A 200MHz, $Y_{s \text{ opt}}$ a la valeur $30 + j \cdot 0 \text{ mS}$; Si Y_s s'écarte de cette valeur on a pour le facteur de bruit la courbe M; or, pour l'adaptation de l'antenne, l'admittance de la source doit avoir la valeur conjuguée de l'admittance d'entrée du transistor, c'est à dire: $(30 - j10) \text{ mS}$ en émetteur commun ou $(30 + j30) \text{ mS}$ en base commune. Il s'ensuit pour ces dernières valeurs une augmentation du facteur de bruit d'environ 1dB pour le montage BC, augmentation parfaitement acceptable.

Quand on règle le gain en fonction du signal d'antenne, le facteur de bruit augmente (par suite de l'accroissement du facteur $\rho = r_{bb'}/r_o$; cette augmentation est moins rapide que celle du signal d'où une légère amélioration du rapport signal/souffle.

En conclusion on peut dire que l'étage d'entrée à transistor est comparable à celui à tubes, sauf en ce qui concerne l'intermodulation par un signal brouilleur situé "hors bande". On peut dire aussi que l'amélioration de son gain reste subordonnée à l'augmentation de la tension admissible à l'entrée du mélangeur.

MELANGEUR

Le transistor AF 178 présente un gain de conversion élevé et une réaction faible.

Contrairement à ce que nous avons vu pour l'étage HF, les deux montages, base commune ou émetteur commun sont variables.

En effet le gain de conversion est déterminé par les critères suivants:

1. Pente de conversion sensiblement égale pour les deux montages.
2. Faible impédance du circuit d'entrée pour la fréquence intermédiaire. Or, l'impédance d'entrée en FI du transistor (ordre de grandeur - 100pF en base commune et 30 pF en EC pour C_o) est souvent shunté par un condensateur additionnel servant à atténuer les dispersions qui ramènent la partie réactive à la même valeur pour les deux montages.
3. Résistance de charge FI élevée; la résistance de sortie du transistor est plus élevée pour le montage base commune, mais cet avantage disparaît avec les circuits à

large bande du standard français où la résistance de charge FI est réalisée principalement par une résistance additionnelle.

Finalement, le gain de conversion est donné par la courbe de la fig. 5, en fonction de l'amortissement du circuit FI de charge du transistor.

Le gain optimal est obtenu pour une tension d'oscillateur locale, à l'entrée du transistor. (fig.5)

Habituellement on place ^{LE POINT} de fonctionnement sur le palier de la courbe qui suit le maximum. Une puissance de 1 mW est suffisante pour tous les cas.

Etage oscillateur local

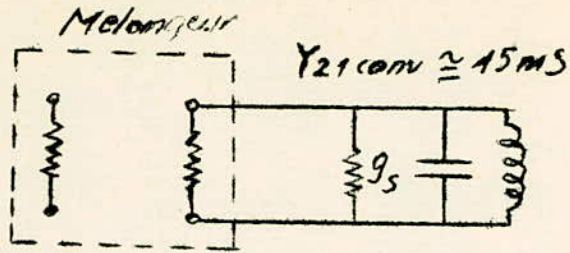
On utilise le montage base commune avec réaction entre collecteur et émetteur par un condensateur de faible valeur. Ce montage assure un auto-entretien suffisant dans tous les cas, comme on peut s'en rendre compte en explicitant la condition d'oscillation. Celle-ci s'écrit sous la forme générale:

$$Y_{ib} - \frac{Y_{fb} (-Y_r)}{Y_{22}}$$

avec: Y_{ib} = admittance d'entrée qui est selfique dans le montage base commune. Y_{22} = admittance du circuit oscillant de sortie chargé par la conductance g_{22} . Cette admittance est de la forme $g_{22}(1 + j\beta Q)$

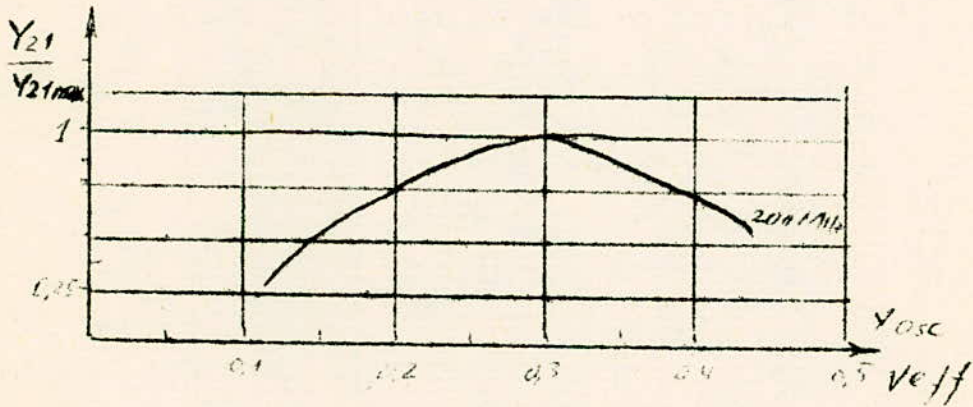
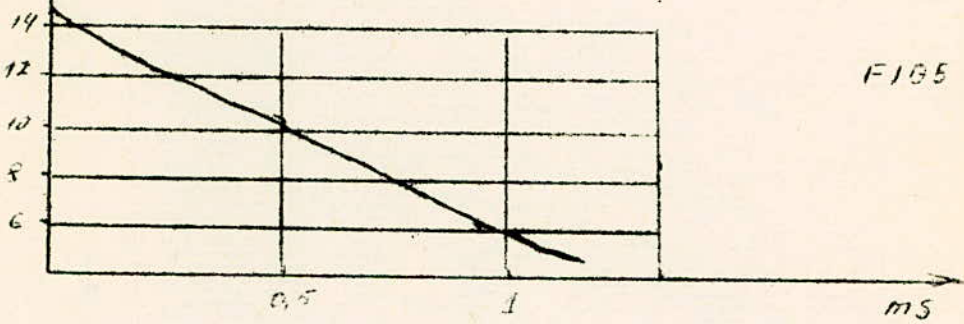
Y_{fb} = admittance de transfert (pente du transistor)

Y_r = admittance de réaction (capacitive).



$g_{11} = 20\text{ mS}; g_{22} = 0,5\text{ mS}$

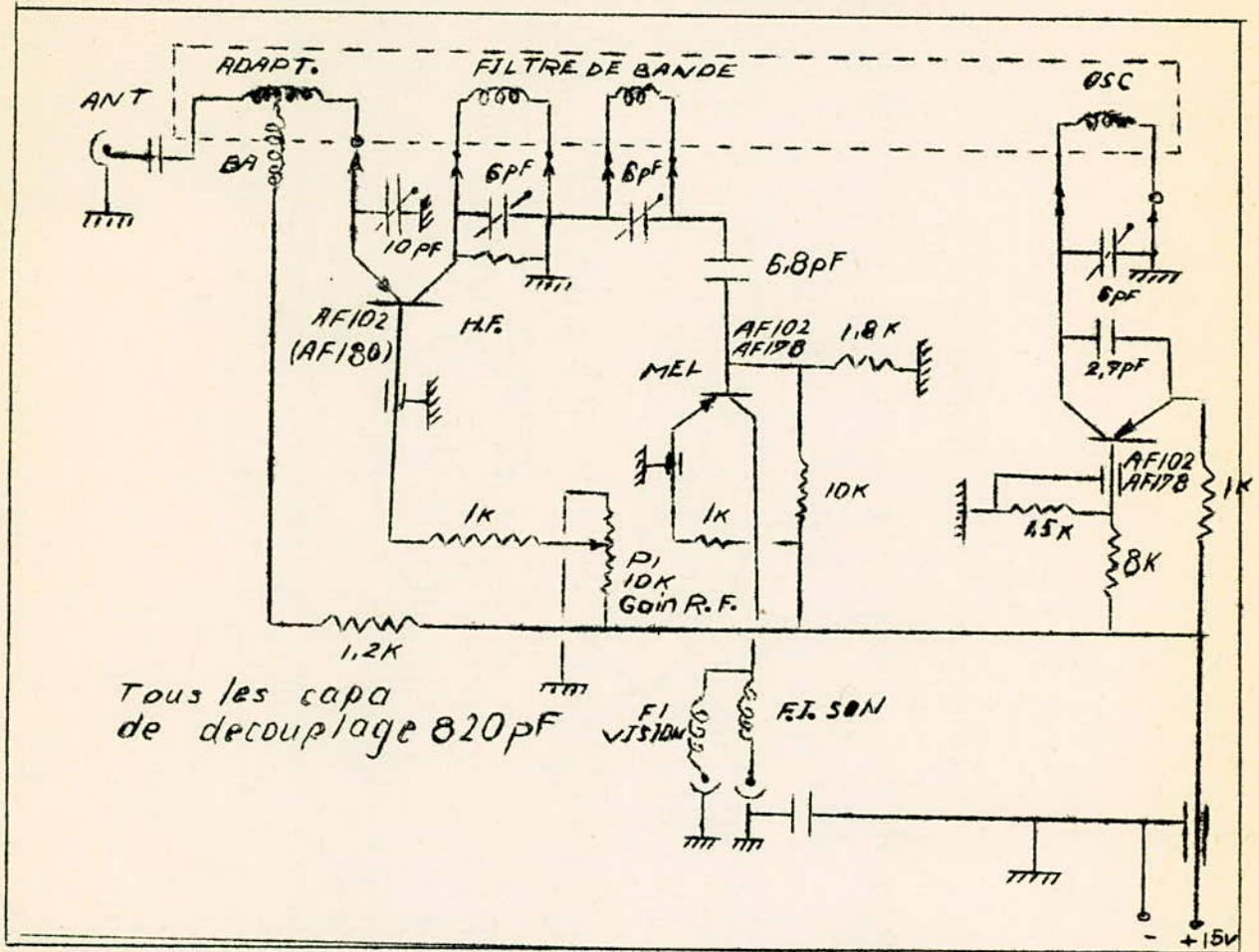
$G_{\text{conv}} \text{ dB} = \frac{|Y_{21\text{conv}}|^2}{4g_{11}(g_{22} + g_s)}$



Etage melangeur

CHAPITRE II-2

EXEMPLE DE REALISATION DU SELECTEUR VHF



La figure représente un schéma de selecteur VHF pouvant recevoir tous les canaux français par commutation des selfs d'accord des circuits.

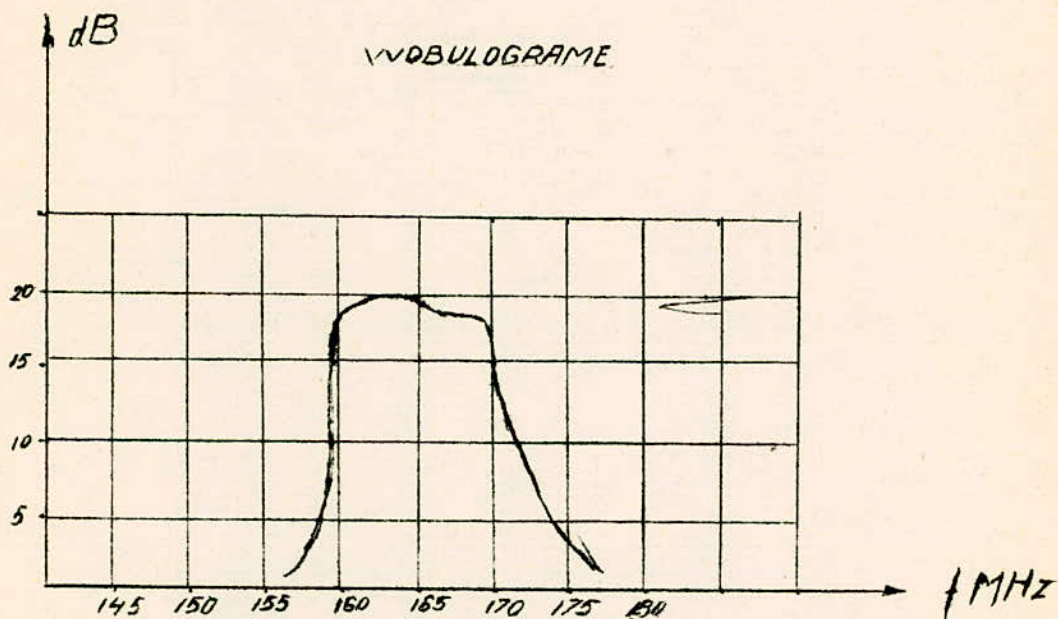
On peut en dégager les points suivants:

Pour les trois transistors des résistances d'émetteurs élevées assurent une bonne stabilisation en fonction des variations de tension et de température.

Circuit d'entrée. C'est un circuit accordé simple à faible sélectivité, étant donné les valeurs de sa capacité d'accord principale et l'amortissement de l'entrée du tran-

sistors et de l'antenne. Le condensateur variable de 10pF règle à la fois l'accord du circuit et l'adaptation d'impédance, mais pratiquement comme la sélectivité est faible la variation d'accord ne modifie pas la réponse du circuit. On obtient ainsi un ajustage de l'adaptation d'impédance.

Gain de l'étage HF. On a mesuré le gain à l'aide d'un Wobulateur, ainsi que la courbe de réponse de l'étage a été relevée grâce à Wobulo. La bande passante a été suffisamment large ce qui est nécessaire pour la réception simultanée de l'image et du son. Le gain moyen était à peu près de 20dB.



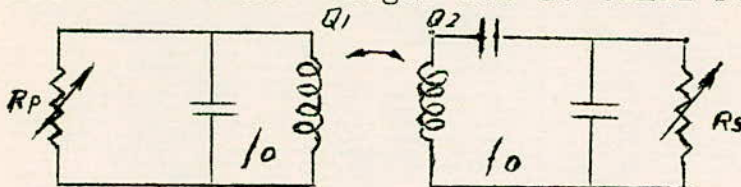
Le sélecteur a été réalisé sous forme de circuit imprimé. Avantages - diminution des capacités parasites, stabilité de la courbe de réponse. On peut faire varier le gain du transistor HF en déplaçant son point de fonctionnement c.à.d. en variant la polarisation de la base du transistor HF. Nous tenons à signaler ici la difficulté de l'

alignement de l'étage HF sur un canal donné. En essayant différents selfs nous avons obtenu des courbes de réponse très différentes les unes des autres. On avait ou bien un gain élevé, mais avec une bande passante insuffisante ou bien bande passante convenable, mais pas de gain.

FILTRE DE BANDE HF

Le primaire est connecté sur la sortie haute impédance du transistor HF et pour garder une bonne selectivité au secondaire le mélangeur est connecté à une prise capacitive.

Le couplage peut être réalisé par tous les moyens usuels; nous avons choisi le couplage mutuel magnétique, car la capacité de réglage du secondaire qui nécessite un point à la masse peut être ainsi incluse dans le diviseur capacitif. L'accord sur les différents canaux est réalisé par selfs commutables et l'alignement est réalisé de façon classique, comme sur les sélecteurs à tubes, par condensateurs variables et selfs réglables. Nous n'avons réalisé qu'un seul filtre de bande aligné sur le canal F6.



*Pour F6
Primaire 3sp.
Secondaire 2-1-*

Le filtre de bande HF donne pratiquement à lui seul la courbe de réponse HF du sélecteur. Le choix de ses éléments constitutifs est assez critique, principalement à la suite des variations des conductances de charge apportées par les transistors est schématisée par les résistances variables Rp et Rs. Ces variations sont dues non seulement aux dispersions entre les transistors, mais aussi à l'augmentation de la conductance de sortie du transistor HF

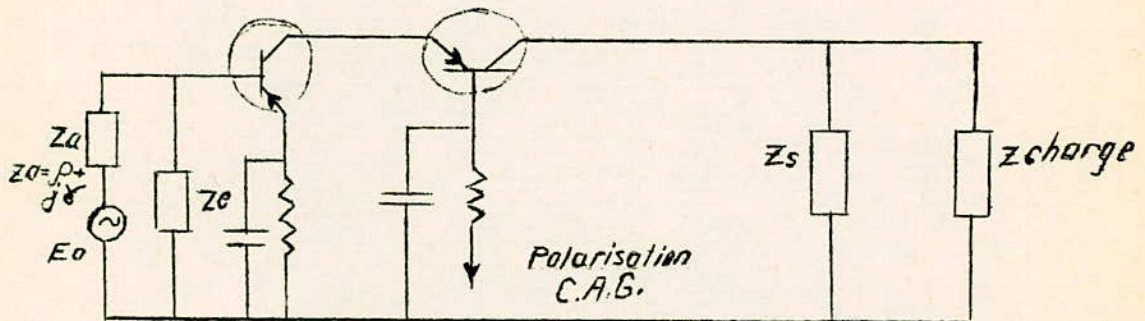
quand on diminue son gain e.à.d. quand I_e augmente, et au x variations de la résistance d'entrée du mélangeur d'un canal à l'autre.

Pour conserver des courbes de réponse suffisamment régulières et reproductibles, on est conduit avec les transistors actuels à ajouter des résistances d'amortissement aux circuits primaires et secondaires.

CHAPITRE II - 3

SELECTEUR VHF A QUATRE TRANSISTORS

Ce montage permet de rendre l'impédance de sortie du dernier transistor entièrement indépendante aussi bien du courant qui parcourt les deux transistors montés en cascade que de l'impédance de la source d'attaque du premier transistor. Il est évident que l'amplification ainsi obtenue est bien moins grande que celle que l'on pu avoir en introduisant des circuits accordés entre les deux transistors. Par contre ce montage a l'avantage de ne pas nécessiter une neutralisation quelconque entre le circuit d'entrée et le circuit de sortie, donc il n'y a pas de risque d'oscillation et la stabilité est parfaite.



L'étage HF est constitué par deux transistors montés le premier en EC, le deuxième en BC - semblable à l'étage HF "cascade" des sélecteurs à tubes.

1) Choix des transistors. Le premier transistor est monté en EC. Le choix du transistor dépend de la façon de son attaque, c.à.d. de l'impédance de l'antenne Z_a . Nous avons intérêt de faire une attaque en tension c.à.d. . Dans ce cas nous ne sommes pas obligés de prendre un transistor qui a f_c trop élevée. Nous le choisissons d'après sa fréquence de coupure de la pente externe = $S = ()_{V_{ce}}$ =
On trouve pour la fréquence des coupures de la pente externe f_s

$$f_s = f_c \frac{R_e + P(1 - \alpha)}{R_e + \rho}$$

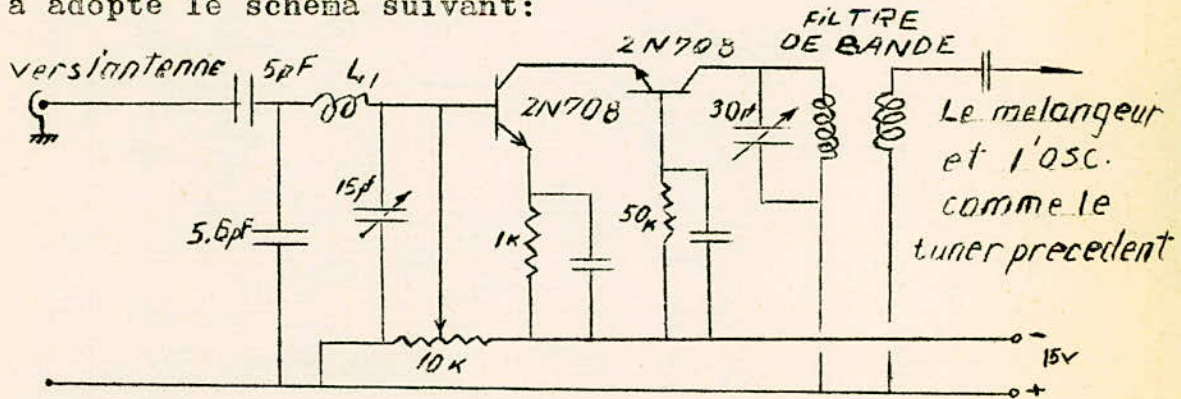
partie réelle de l'impédance de la source d'attaque .

avec $1/f_c = 2 C_b'cR_u + 1/f_c\alpha$

Donc si $\rho = 0$ = attaque en tension on aura pour f_s

$$\frac{f}{10} < f < f_c \alpha$$

D'après ce calcul, en tenant compte que les transistors HF travaillent aux environs de 200 MHz et qu'ils sont presque attaqués en tension on a choisi les transistors: 2N708 = $f_c = 300\text{MHz}$, $h_{21} 30-120$ $I_{c_{max}} = 10\text{mA}$. Finalement on a adopté le schéma suivant:



Rappel

L_1 2-3 spires mandrin
Lipa 7MB75

f - fréquence de coupure du montage B.C. pour lequel h_{21} diminue de 3dB.

CHAPITRE III

CHAINE IMAGE

Généralités sur les amplificateurs moyenne fréquence image.

Dans les sous-paragraphes qui suivent nous examinerons les problèmes posés par le passage du signal à travers l'ampli MF, ce qui nous permettra de définir l'allure des caractéristiques d'amplitude et des phases. Nous passerons ensuite à l'étude des systèmes permettant de remplir les conditions imposées: nombre et choix des transistors, ainsi que la question des circuits des liaisons.

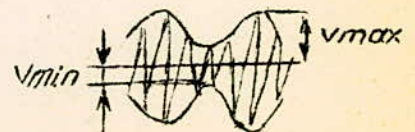
A l'heure actuelle la plupart des téléviseurs utilisent le procédé superhétérodyne, pour les étages d'amplification précédant la détection. Comme nous allons le voir la partie MF de l'ensemble joue un rôle essentiel dans la qualité de la reproduction de l'image. La conception de cet ampli MF image sera en fait dominée par la nécessité de transmettre un spectre étendu de fréquences avec des caractéristiques d'amplitude et des phases optimales.

Analyse des courbes de réponse. Bande passante nécessaire à transmettre. La modulation d'amplitude est la seule utilisée à ces jours pour transmettre le signal video en télévision. Nous savons qu'une onde haute fréquence modulée en amplitude par un signal basse fréquence ou vidéo fréquence peut être représentée par la relation:

$$v = V (1 + M \cos w_m t) \cos w_o t$$

ou V est l'amplitude de l'onde HF non modulée $w_o = 2\pi F_o$ sa pulsation; $w_m = 2\pi F_m$, la pulsation du signal de modulation M - le taux de modulation

$$M = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}} \cdot 100$$

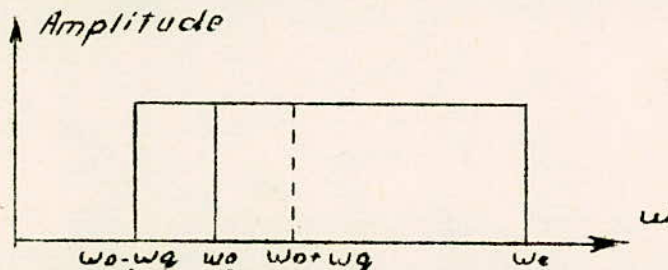


Remarquons qu'en télévision la fréquence de modulation F_m va de zéro à plusieurs MHz, Cette fréquence dépend des différents standards utilisés. Donc la bande minimum à transmettre est:

Standards	F_m en MHz
405 G	3.5
525 A	4.5
625 B	
625 H	
625 E	
819 B	
625 F	
625 R	6.5
819 F	11.5

5. Département Télécommunications

Le système à bandes latérales asymétriques. Le système de transmission à bandes latérales asymétriques (en abrégé BLA) consiste à émettre une certaine bande de fréquences utiles, de zéro à ω_q , en double bande latérale et le reste des fréquences utilisées, de ω_q à ω_c (ω_c étant la pulsation des coupures) en bande latérale unique. A l'émission, la courbe de transmission aura l'allure suivante:



ou on a conservé intégralement la bande latérale supérieure, ω_0 - la pulsation de la porteuse HF.

On peut montrer que la distorsion introduite par ce système de transmission est essentiellement fonction de deux paramètres qui sont:

- le rapport de dyssymétrie d : c'est le rapport de la fréquence de coupure, c.à.d. la fréquence utile max. à la fréquence transmise en double bande latérale, soit :

$$d = \frac{F_c}{F_q}$$

- le taux de modulation M .

Caractéristique de phase dans les systèmes à bandes latérales asymétriques.

A) Relation de Bayard-Bode. Il existe en effet une correspondance théorique directe entre les caractéristiques d'amplitude et de phase d'un système.

En effet, la relation dite de Bayard-Bode nous démontre que:

$$\varphi_i = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{dA}{du} \ln \cotg \left| \frac{u}{2} \right| du$$

ou φ_i est la phase au point $F = F_i$;

$A = \ln G(w)$, c'est à dire l'amplitude de la fonction de transfert.

$$u = \ln \frac{W}{W_i}$$

De l'examen de cette relation on fait quelques conclusions pratiques sur l'allure de la courbe de réponse de l'ampli MF image.

- pour ne pas avoir de différence de phases trop grandes il faut éviter les variations brusques dans l'allure de la caractéristique d'amplitude, car φ_i est fonction de dA/du . A la notion des phases on préfère souvent la notion de temps de propagation.

B) Notions sur le temps de propagation.

Considérons à l'entrée d'un réseau un signal de la forme : $v = V \cos wt$

A la sortie du réseau le signal aura la forme:

$$v' = V' \cos (wt + \varphi)$$

expression qui peut s'écrire

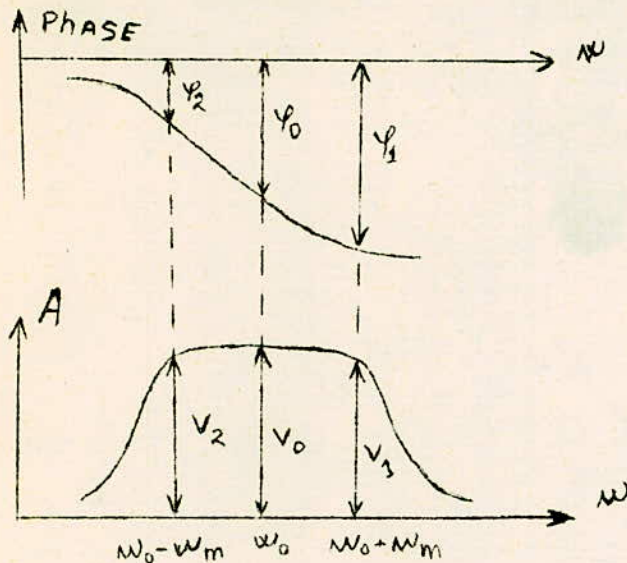
$$v' = V' \cos w(t + \frac{\varphi}{w})$$

Le rapport φ/w , qui a les dimensions d'un temps, se définit comme étant le temps de propagation de phase et on écrit

$$\tau_f = -\frac{\varphi}{w}$$

- Le temps de propagation de phase de la modulation.

Lorsqu'il s'agit de caractériser le retard de transmission des signaux video formant un large spectre de fréquences et modulant une onde HF, on utilise la notion de temps de propagation de phase de la modulation.



Considérons la figure suivante qui représente les caractéristiques d'amplitude et de phase d'un système de transmission. Soit un signal de pulsation ω_0 , modulé en amplitude par un signal de pulsation ω_m . D'après ce que nous avons vu plus haut on peut écrire:

$$v = V (1 + M \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t$$

soit encore:

$v = V(\cos w_0 t + \frac{1}{2} \cos(w_0 + w_m) t + \frac{1}{2} \cos(w_0 - w_m) t$
après son passage à travers le système le signal sera de
la forme: $v' = V_0 \cos(w_0 t + \varphi_0) + V_1 \cos(w_0 + w_m)t + \varphi_1 +$
 $+ V_2 \cos(w_0 - w_m)t + \varphi_2$

Le temps de propagation de groupe est défini par la relation:

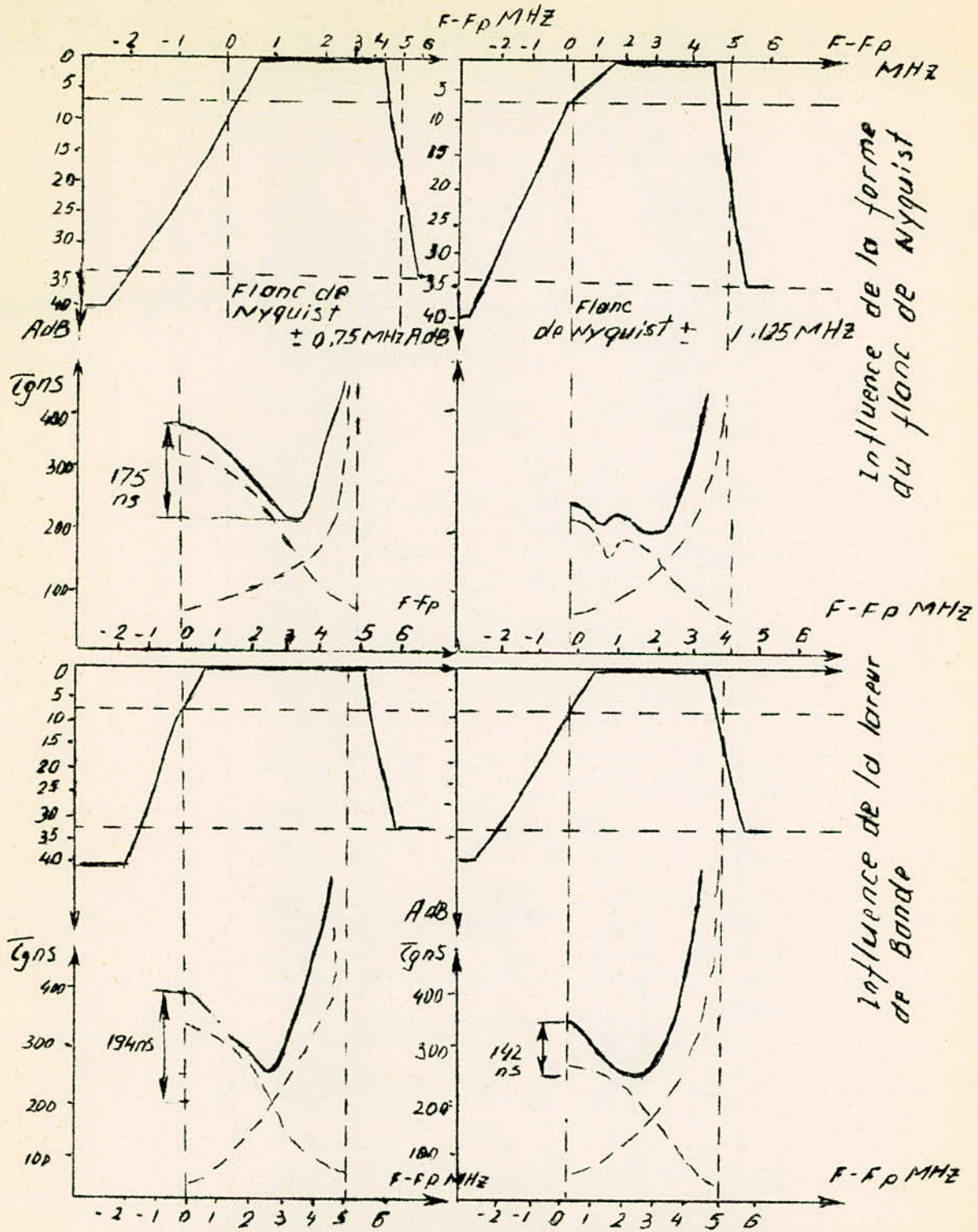
$$\tau_g = - \frac{d\varphi}{d\omega} \quad \text{ou } \varphi \text{ l'angle de phase}$$

Il apparait donc que le temps de propagation de groupe correspond à la pente de la caractéristique phase-fréquence au point correspondant à la fréquence considérée.

Dans le cas où la caractéristique de phase est rectiligne dans l'intervalle de fréquences utilisées, on peut écrire par définition de τ_g

$$\varphi_1 - \varphi_0 = -(\varphi_2 - \varphi_0) = -\tau_g \omega_m$$

C) Distorsion de phase dans les systèmes à bandes latérales asymétriques. Comme nous venons de le voir le système à bandes latérales asymétriques perturbe profondément la phase dans la région de la fréquence porteuse. De l'autre côté de la bande, l'utilisation d'un récepteur pour le son du canal considéré entraîne aussi une grande variation de la phase. Ainsi, la figure nous donne l'allure des caractéristiques du temps de propagation de groupe pour diverses formes du flanc de Nyquist et pour divers standards. Pour la simplification des calculs, les courbes de transmission ont été par approximation assimilées à des segments de droites. On remarquera que pour les fréquences élevées c'est souvent la partie moyenne fréquence image du téléviseur qui apporte la plus grande part de la distorsion de phase, la partie video, généralement à bandes passantes assez larges, ne créant qu'une faible perturbation.



Influence de la forme du flanc de Nyquist

Influence de la largeur de bande

Relation entre la caractéristique d'amplitude et τ_g

D) Amplificateur moyenne fréquence image à phase linéaire.

Etant donné l'intérêt que présente du point de vue distorsion, une caractéristique de phase linéaire dans la bande utile, on peut se demander quelle devait être l'allure de la caractéristique en amplitude d'un ampli MF pour obtenir cette linéarité de phase.

Considérons la forme analytique de la relation de Bayard-Bode:

$$\varphi_1 = \frac{2\omega_i}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{A - A_i}{\omega^2 - \omega_i^2} d\omega$$

Pour que l'intégral soit indépendant de la fréquence, il faut que A soit de la forme: $A = k\omega^2$
ou k est une constante.

Cela signifie que la caractéristique en amplitude doit être une fonction gaussienne de la fréquence. Cette condition est en fait suffisante, mais n'est pas nécessaire.

Un ampli MF image aura donc une caractéristique de phase rectiligne, si la courbe d'amplitude est une courbe de Gausse, dont le sommet se trouve à la fréquence centrale de la bande utile.

La courbe MF image à allure gaussienne ne peut être obtenue notamment par des circuits dont les pôles se trouvent disposés sur un demi-cercle.

FORME PRATIQUE DE LA COURBE MFinage

Comme nous l'avons vu dans les considérations qui précèdent les conditions d'amplitude constante et de phase linéaire dans la bande utile conduisent à des caractéristiques amplitude-fréquence très différentes; un compromis s'avère donc nécessaire. De toute façon, des conditions de sélectivité imposeront une certaine valeur de l'atténuation de part

et d'autre de la bande utile, ceci pour éviter l'effet nuisible de signaux perturbateurs qui sont:

- le son propre du canal considéré
- le son du canal adjacent inférieur
- la porteuse image du canal adjacent supérieur

Donc l'utilisation de trois réjecteurs est indispensable. Dans notre cas, puisque nous n'avons qu'un seul émetteur, les deux réjecteurs pour l'image du canal adjacent supérieur et le son du canal adjacent inférieur sont inutiles.

Description générale des circuits d'amplification. Dans le paragraphe précédent, nous avons analysé la forme de la courbe moyenne fréquence image d'un téléviseur, ainsi que les conditions des phases qu'il était nécessaire de s'imposer pour obtenir finalement une image correcte.

Nous allons examiner maintenant les facteurs entrant dans l'élaboration d'un ampli MF image.

Caractéristiques générales de l'ampli MF image.

1) Gain. Le gain de cet ampli sera déterminée par l'étude des facteurs suivants:

- la sensibilité du téléviseur
- l'amplification apportée par l'ampli HF et l'étage de conversion- pour avoir à la détection un niveau du signal pour que celle-ci puisse fonctionner dans des conditions optimales. En pratique un gain de 50-60 dB suffit.

2) Bande passante. En général, cesserait la partie MF image du téléviseur qui limitera la bande passante globale de la chaîne de la transmission. Dans cette partie la bande passante est définie comme étant la différence entre les deux fréquences pour lesquelles le signal est atténué de 6 dB

par rapport au maximum dans la bande passante. Rappelons que la porteuse se situe dans la réception à bandes latérales acinétriques sur le flanc de la courbe à 6 dB du maximum. Au maximum cette bande passante sera égale à l'écart entre les porteuse son et image d'un même canal et écart variant suivant les divers standarts.

Pour le standard français 819 F la bande passante doit être de 11,15 MHz.

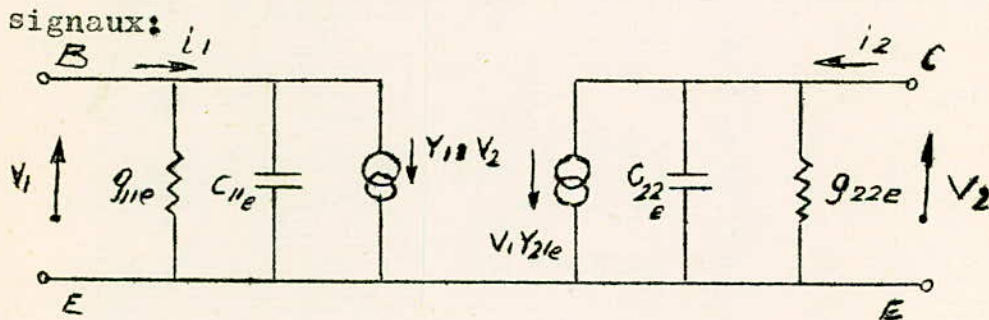
3) Choix des transistors et du nombre d'étages.

On a choisis les transistors AF 114 qui ont une fréquence de coupure f_c élevée, montés en émetteur commun qui assure un maximum de gain en puissance.

CHAPITRE IV *Département Télécommunications*

AMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

Schéma équivalent HF du AF 114 - paramètres petits



Les paramètres

sont donnés par le constructeur du transistor pour un point de fonctionnement donné en fonction de la fréquence.

Nous trouvons dans le catalogue des transistors de la Radiotéchnique pour AF 114

AF 114	$I_E = 1mA$	$-C_{11e}$	C_{22}	$ Y_{21e} $	g_{22e}	g_{11e}	Y_{12e}	G_{adap}
33 MHz	$-V_{CE} = 6V$ $t = 25^\circ C$	30 pF	3 pF	30 mA/V	70 pA/V	3 mA/V	200 mA/V	$ Y_{21e} ^2$ 49,922

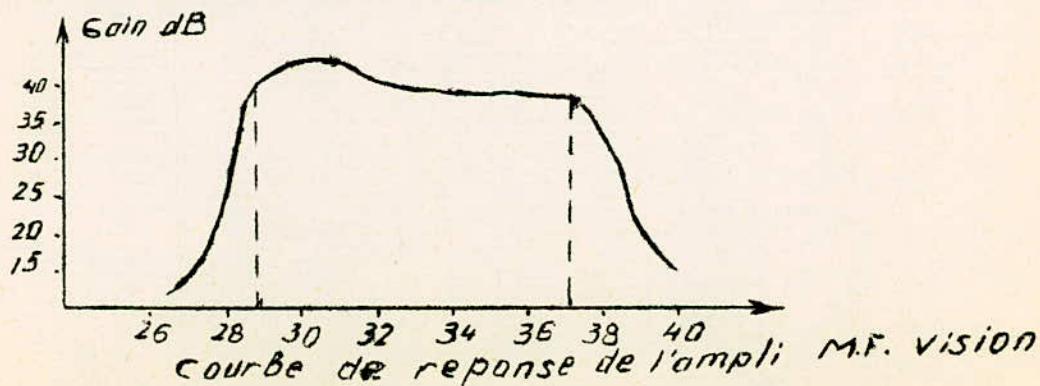
Il faut dire que les paramètres varient énormément avec le point de fonctionnement du transistor.

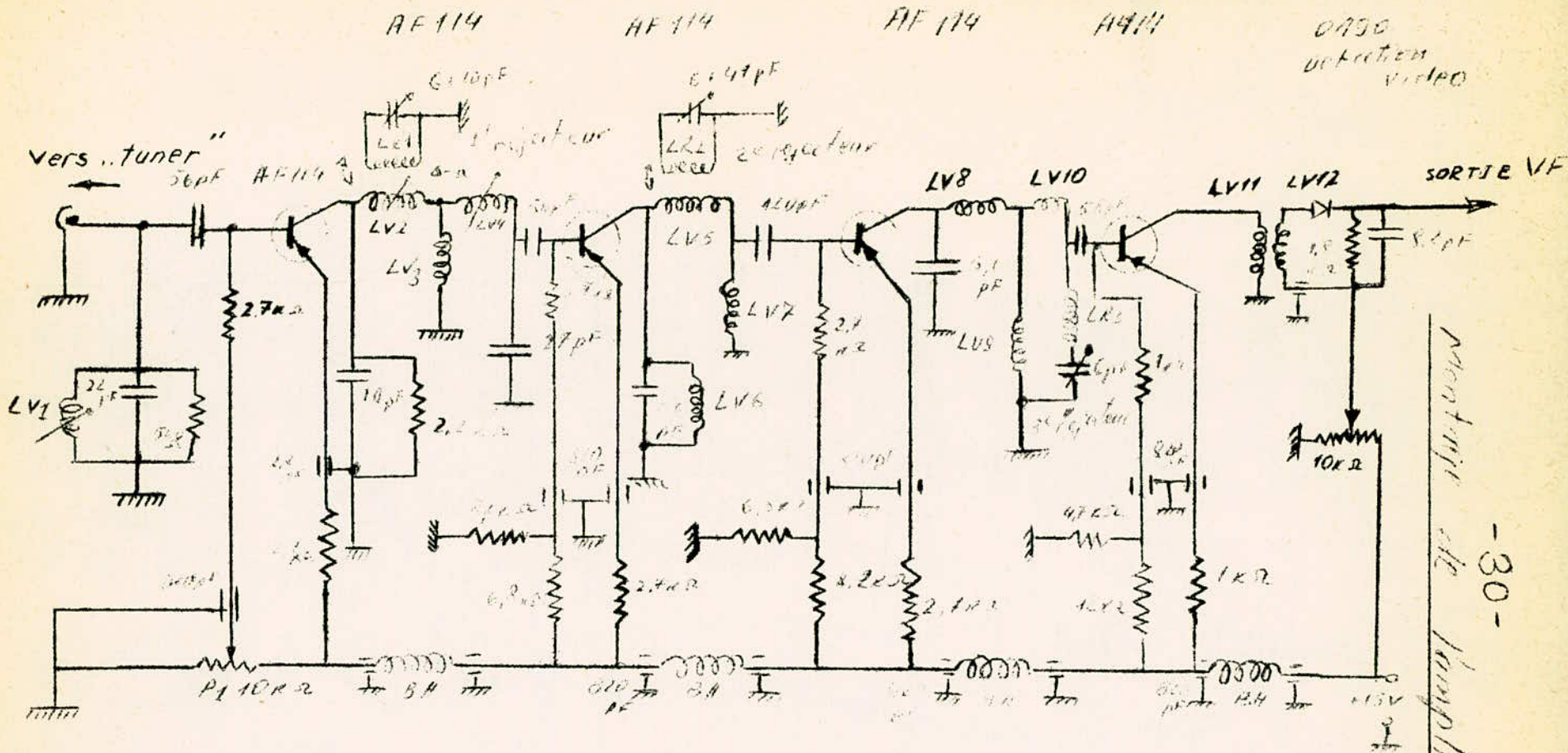
Réglage de l'ampli FI vision.

Tout d'abord on règle chaque étage séparément de manière à situer les accords et à vérifier les couplages.

On injecte sur la base une tension haute fréquence wobulé sous une faible impédance. On prélève la tension amplifiée sur la base du transistor suivant le collecteur de ce transistor étant court circuité à la masse. Cela permet d'éviter l'influence des impédances de la source et de la charge sur la courbe des réponses. Le transistor final de l'ampli FI est attaqué à fort niveau de sorte que l'on soit à la limite de la saturation. Les autres étages sont attaqués à faible niveau.

La wobulogramme finale obtenue après le réglage sur la diode des détections est la suivante:





Montage de l'amplificateur VISION

CHAPITRE IV - 1

PERFORMANCES OBTENUES AVEC L'AMPLI MF IMAGE.

Fréquence FI vision : 28,5 MHz.

Gain en tension - 45 dB

Bande passante au sommet: 6 MHz de 31 à 37 MHz
à - 6 dB 9 MHz de 28,5 à
37,5 MHz.

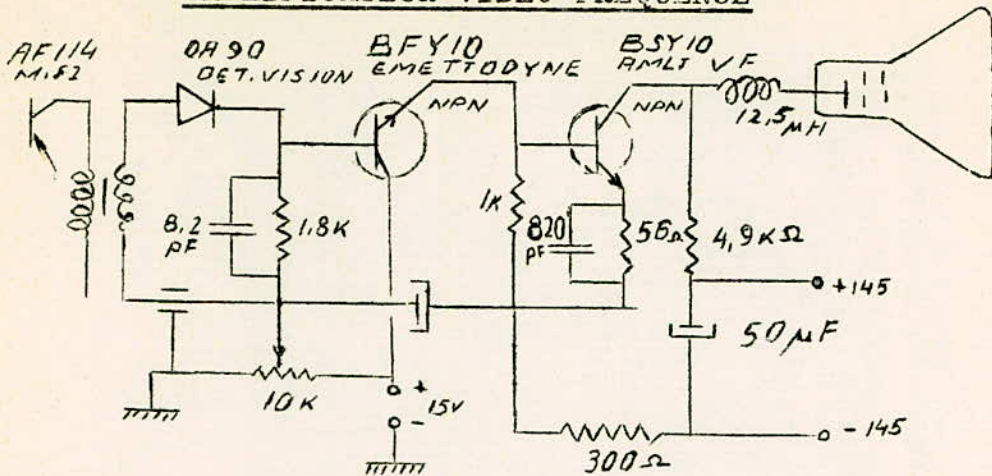
Tension crête à crête à la sortie de la détection 0,2V;

Détails des bobinages:

L _{v1}	: 7 spires	-	fil émaillé 10/10 à spires jointives	Man-
				drin LIPA 7MB75 $\phi = 8$ mm.
L _{v2}	: 16 spires	-	fil émaillé 50/100 ; $\phi = 6$ mm.	
L _{v3}	: 9	-	" " 30/100 ; $\phi = 2,5$ mm.	
L _{v4}	: 5	-	" " 10/10 ; $\phi = 6$ mm.	
L _{v5}	: 13	-	" " 20/100 ; $\phi = 8$ mm.	
L _{v6}	: 23	-	" " 20/100 ; $\phi = 6$ mm.	
L _{v7}	: 14	-	" " 10/10 ; $\phi = 6$ mm.	
L _{v8}	: 14	-	" " 30/100 ; $\phi = 6$ mm.	
L _{v9}	: 8	-	" " " " "	
L _{v10}	: 8	-	" " 10:10 ; $\phi = 6$ mm.	
L _{v11}	: 17	-	" " 20/100 ; $\phi = 8$ mm.	
L _{v12}	: 12	-	" " 35/100 ; $\phi = 8$ mm.	
L _{r1}	: 10	-	" " " " "	
L _{r2}	: 6,5	-	" " 10/10 ; $\phi = 8$ mm.	
L _{r3}	: 18	-	" " 30/100 ; $\phi = 8$ mm.	

CHAPITRE V

AMPLIFICATEUR VIDEO FREQUENCE



Pour éviter l'utilisation d'une diode des restitutions de la composante continue, nous avons réalisé un ampli à liaison directe.

La polarisation au repos du premier étage est ajustée par le potentiomètre P. Du fait des couplages continus, ce réglage se repercute à travers tout l'amplificateur V.F., jusqu'à la cathode du tube image.

Le premier étage est un émettodyne adaptateur d'impédances. Le second étage est monté en émetteur commun. La tension de sortie V.F. est prélevée sur le collecteur et est appliquée à la cathode du tube image à travers une bobine de correction de 12,5 H. Le signal V.F. destiné au séparateur de synchronisation est prélevé sur l'émetteur. La bande passante désirée est obtenue grâce à la bobine de correction, à la contre réaction d'émetteur sur BSY10 due au condensateur C_1 et à la contre réaction entre étages à travers le condensateur C_2 .

La tension de sortie atteint 120 volts crête à crête en attaquant la base de BSY10 avec une tension de 1,1 Volts c.a.c.

A la place de BSY10 les transistors vidéo BF108 et BF109 qui sont aussi des transistors à structure Mesa, silicium NPN, peuvent donner une puissance utile sur le collecteur de 2,5 W. Ils ont une fréquence de coupure $f = 80$ MHz et tension $V_{ce} = 135$ V.

CHAPITRE VI

AMPLI MF SON.

Les problèmes qui se posent devant un ampli moyenne fréquence son à transistors, sont presque les mêmes que pour un ampli MF son à tubes. Le gain de l'ensemble doit être suffisant pour que à la détection on soit dans la partie linéaire de la caractéristique $V_{ce}I_{ce}$. La bande passante demandée est beaucoup moins large que celle de l'ampli MF vision. Ceci nous permet d'utiliser des circuits couplés et accordés sur la même fréquence qui est la fréquence intermédiaire. Tout de même, la bande passante ne doit pas être moins large que 500 kHz, puisque une faible variation de la fréquence de l'oscillateur local pourra éventuellement déplacer la fréquence intermédiaire son à la sortie du rotacteur hors de la bande passante de l'ampli MF son lui-même. Aussi les distortions des phases non pas des effets nuisibles puisque l'oreille humaine est insensible aux variations des phases. Ainsi, la conception d'un ampli MF son se trouve quelque peu simplifiée par rapport à un ampli MF vision.

Le schéma général de l'ampli MF son appelle peu de commentaires. Nous avons utilisés trois étages d'amplification équipés de transistors AF 102 AF 102, AF 114. La détection est assurée par une diode OA 85. Après la détection on a un préampli BF équipé d'un transistor NPN du type OC139 monté en

emettodyne. Il nous assure une sortie sous basse impédance pour le signal BF.

Le premier étage est relié au tuner à l'aide d'un filtre de bande. Aussi le couplage entre le deuxième et le troisième étage est assuré par un filtre de bande de conception similaire à celle de l'ampli MF vision. Le second étage est chargé par un simple circuit oscillant bouchon. La liaison entre le dernier étage de l'ampli MF et la diode de détection se fait à l'aide d'un transfo MF à primaire et secondaire accordés.

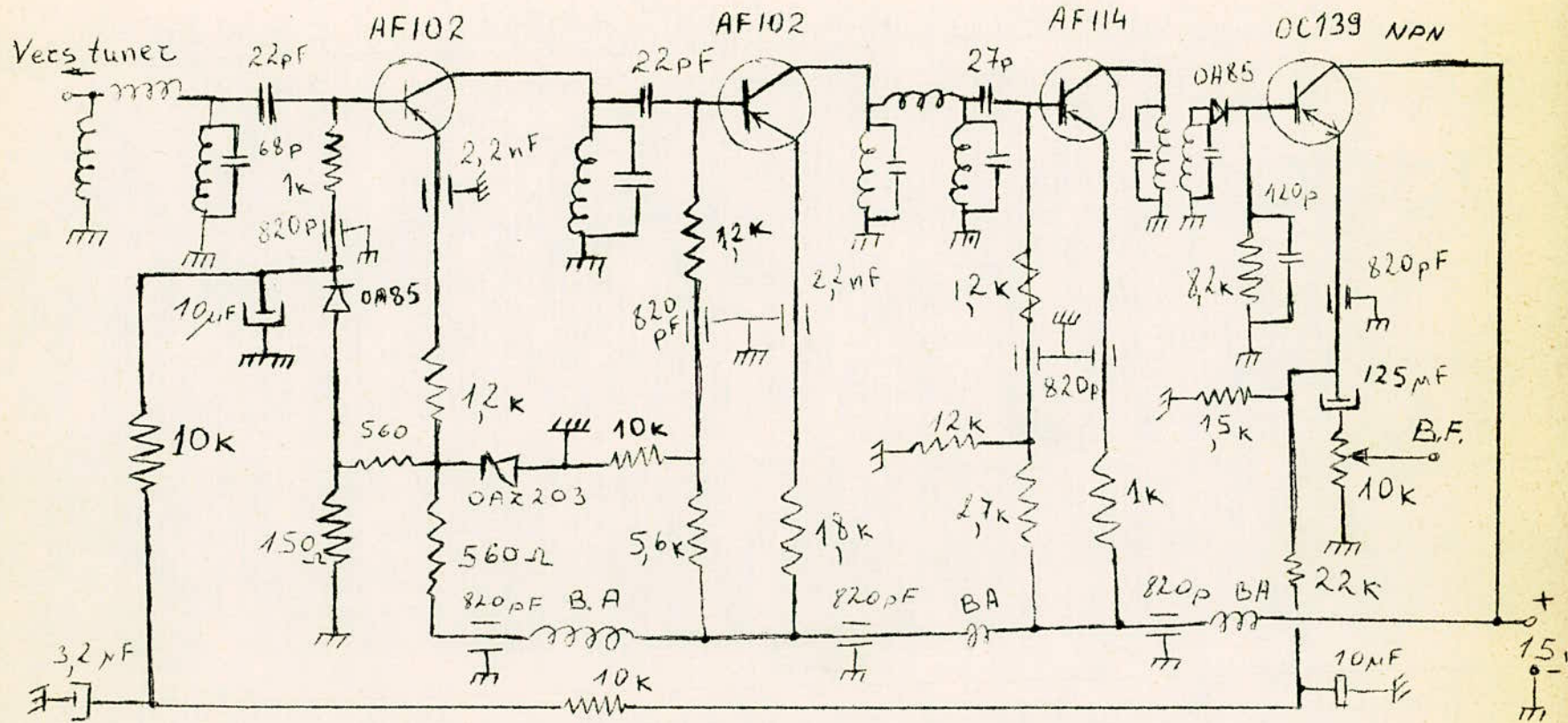
Une commande automatique très efficace du gain est réalisée. En effet la commande automatique du gain se fait à partir du signal BF détecté et amplifié, ce qui augmente l'efficacité. Le signal de C.A.G. est prélevé sur l'émetteur de l'émettodyne, filtré et appliqué à la base du premier étage amplificateur M.F. En absence du signal la diode OA85 est conductrice et la base du premier étage est alors polarisée par le courant de la diode. A la réception d'un signal, l'OC139 amplifie le courant continu de détection et commande alors la base du premier AF 102. La diode Zener OAZ203 stabilise la tension d'émetteur aux environs de 6 V et élimine l'effet de contre réaction dû à la C.A.G.

Comme la moyenne fréquence a été choisie de 39,2 MHz, les bobinages comportent très peu de spires, ce qui est facile à bobiner mais les capacités parasites jouent un très grand rôle. Une faible variation de la capacité d'accord nous déplace considérablement la fréquence d'accord.

Quelques résultats pratiques que nous avons pu obtenir: Gain en tension - 40 dB. Bande passante - aux environs de 500 KHz. L'ensemble ampli BF, ampli MF son nous délivre une puissance de 50 mW à l'haut parleur avec une tension à l'entrée du ampli son MF, de l'ordre de 1 mV.

Ainsi avec un ratacteur à tubes, nous avons pu capter les émissions de la R.T.A. sur le canal 11.

Schema generale de l'AMPLI MF SON



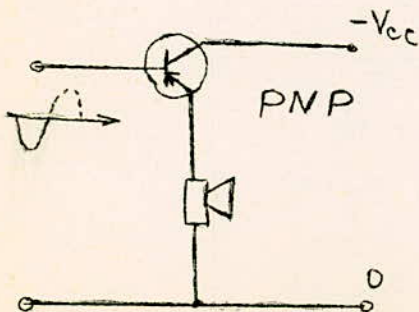
En conclusion, on peut dire, que parmi les maquettes réalisées, l'ampli MF son nous a posé moins de problèmes que n'importe quelle partie du récepteur.

CHAPITRE VII

L'AMPLI B.F.

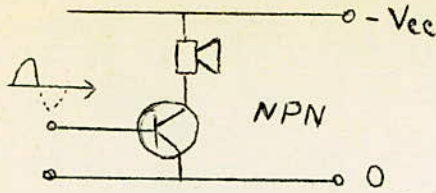
L'ampli B.F. d'un poste T.V. ne diffère que très peu d'un ampli BF classique d'un récepteur radio. Il doit avoir une bande passante suffisante pour permettre la reproduction fidèle de toute la gamme des fréquences audibles au moins dans la gamme de 50 - 10,000 Hz. Aussi avec une puissance donnée à l'entrée et qui dépende des étages précédents une certaine puissance à la sortie est demandée, tout en respectant un rapport de signal sur bruit. Il y a une précaution à prendre qui est propre aux ampli B.F. de récepteurs de télévision ce que la base de temps verticale et l'ampli BF doit être bien blindé et séparé l'un de l'autre, puisque la fréquence de trames peut provoquer des ronflements dans le haut parleur. On a intérêt que le transfo d'alimentation et l'ampli BF soient aussi loin que possible pour la même raison.

Principe de l'ampli. Nous avons fait appel à un ampli sans transfo d'attaque et sans transfo de sortie grâce aux transistors NPN et PNP - AC127 et AC132 construits spécialement avec des caractéristiques semblables.



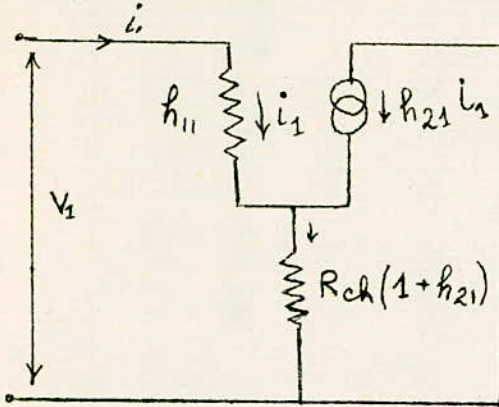
Pendant l'alternance négative, c'est le PNP monté en C.C. qui amplifie le signal. Impédance de sortie faible.

Pendant l'alternance positive, c'est le NPN qui amplifie le signal. Puisque les paramètres sont très



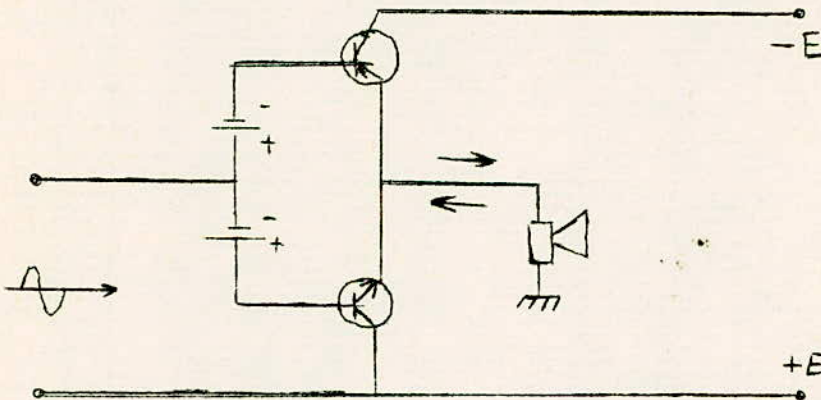
voisins par construction, on peut considérer que les impédances d'entrée sont les mêmes.

On peut faire le schéma équivalent simplifié

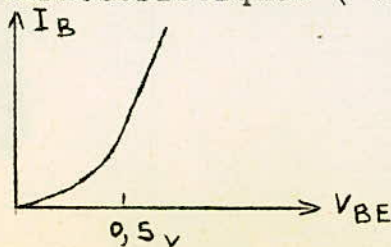


$$\begin{aligned} Z_e &= \frac{V_1}{i_1} = \\ &= h_{11} + R_{ch}(1 + h_{21}) \end{aligned}$$

On abouti au schéma:



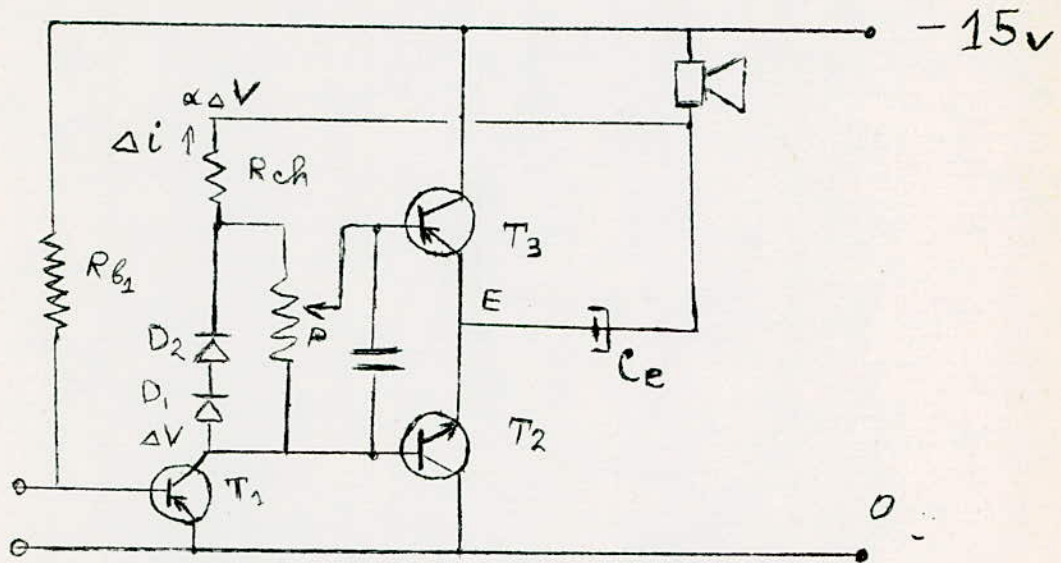
Le courant dans le H.P. passe dans les deux sens suivant la polarité du signal à l'entrée. Il y a toujours un des deux transistors bloqué. Les deux piles dans les bases servent à amener le point de fonctionnement dans la zone linéaire sur les caractéristiques (V_{be} , I_b).



Ainsi même lorsque l'amplitude du signal est faible, l'amplification va être indépendante de l'amplitude du signal à l'entrée.

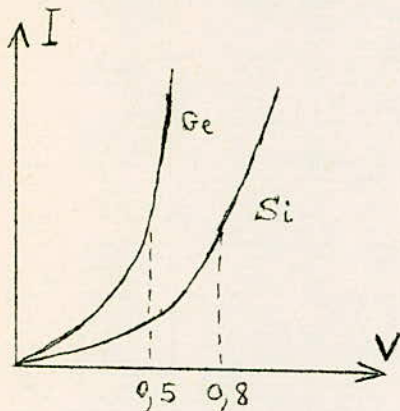
L'utilisation d'une source +E et -E et une masse est gênant. Il en est de même avec les deux piles de polarisation dans la base de chaqu'un des transisteurs.

Pour cela on s'arrange de manier de la façon suivante, qui s'avère plus pratique:



Ainsi, on évite l'utilisation d'une masse séparée. Le H.P. peut être relié aussi bien à la masse qu'au pôle (-) de l'alimentation, à condition que R ch soit relié directement au (-) (ce qui est possible mais ça nous diminue le gain comme on le verra plus loin), puisque pour l'alternatif l'alimentation est un court circuit. Bien sûr, il faut intervertir la polarité du capa chimique qui est d'une grande valeur, pour laisser passer facilement les fréquences basses. Au repos le potentiel des émetteurs de T₂ et T₃ est = 7,5 par symétrie. T₁ Travaille en classe A³ au repos et il est polarisé de telle sorte, que le potentiel de son collecteur est - 7,5 V donc T₂ et T₃ sont bloqués mais à la limite de déblocage. Un signal aussi faible qu'il soit rend conducteur soit T₂, soit T₃ suivant sa polarité. Puisque T₁ travaille en classe A, le courant collecteur est toujours

suffisant pour saturer les deux diodes D_1 et D_2 de manière que la tension à leurs bornes soit constante. Les deux diodes remplacent les piles du montage précédent. On a été obligé d'utiliser deux diodes montés en direct (l'un d'eux est même en silicium) pour pouvoir créer une d.d.p. constante d'ordre de 1 V entre les deux bases, pour que T_2 et T_3 soient à la limite de conduction au repos.



En direct la tension aux bornes d'une diode Ge se stabilise aux environs de $0,3 \div 0,5$ volts, alors que pour Si cette tension est de l'ordre de $0,7 \div 0,9$ volts. Comme il nous faut une d.d.p. de l'ordre de 1 volt entre les deux bases, on a été obligé d'utiliser une diode Ge et une en Si en série.

Le potentiomètre P nous permet de régler avec précision la polarisation de la base de T_3 . Nottons de passage, qu'à la place de ces deux diodes on peut utiliser une faible résistance mais les résultats sont moins bons, puisque suivant le courant collecteur de T_1 on va se trouver dans une région plus ou moins linéaire sur la caractéristique ($V_{be} I_b$) de T_3 .

La capacité qui relie les deux bases nous sert pour mettre au point de vue courant alternatif, les deux bases au même potentiel. De cette manière le basculement (T_2 conduit, T_3 bloqué T_2 bloqué, T_3 conduisant et inversement) va passer pratiquement inaperçu. C'est le point délicat du montage. On a fait des essais avec des transistors qui ne sont pas fabriqués spécialement pour de tels montages, mais les résultats été toujours parfaits.

Pourquoi R_{ch} n'est pas relié directement à la borne -15 V de l'alimentation? Supposons un signal à l'entrée qui provoque une variation ΔV de tension sur le collecteur de T_1 . Elle se

transmet sur R_{ch} par les deux diodes sans modification V sur la base de T₂ va provoquer une variation $\alpha \Delta V$ sur l'émetteur, α étant < 1 mais très voisine de l'unité. On retrouve la même variation $\alpha \Delta V$ aux bornes de H.P. donc sur R_{ch} aussi. La variation relative de i dans R_{ch} est:

$$\Delta i = \frac{\Delta V - \alpha \Delta V}{R_{ch}} = \frac{\Delta V(1-\alpha)}{R_{ch}}$$

$$\Delta i = \frac{\Delta V}{R_{dyn}} \quad \text{avec} \quad R_{dyn} = \frac{R_{ch}}{1-\alpha}$$

On voit apparaître une résistance dynamique qui est très grande puisque $\alpha \approx 1$. Donc pour T₁ en continue, on a une droite de charge qui est déterminée sensiblement par R_{ch} (R de H.P. est faible, la résistance des diodes en direct est faible aussi et Z_e = h₁₁ + R_{hp} (1 + h₂₁) du T₂ et T₃ est grand). Par contre, en régime alternatif la droite de charge de T₁ est déterminée par $\frac{R_{ch}}{1-\alpha}$ en parallèle sur Z_e = h₁₁ + R_{hp} (1 + h₂₁). Ceci nous a permis d'avoir une amplification plus grande.

Lorsqu'on applique un signal sinusoïdal sur la base de T₁ le potentiel du point E qui est au repos de - 7,5 volts, évolue en tours de rôle vers - 15 et 0 volts. Donc sur le H.P. dans le cas idéal pour un signal sinusoïdal on peut obtenir $v = V_{max} \sin \omega t$ avec V_{max} = 7,5 V. Ceci nous permet de calculer la résistance du haut parleur en fonction de la puissance max. voulue.

$$P = \frac{V_{e\text{ff}}^2}{R_{hp}} = \frac{V_{max}^2}{2R_{hp}}$$
 Pour une puissance de sortie de 1,5 W par exemple, il nous faut un H.P. d'impédance:

$$R_{hp} = \frac{(7,5)^2}{2 \times 1,5} = \frac{28}{1,5} \approx 18,6 \Omega$$

Dans le commerce il existe en valeur normalisée de R_{hp} = 15 Ω , 2 W. Un tel H.P. avec un tel montage, peut nous fournir au maximum une puissance de:
$$\frac{(7,5)^2}{2 \times 15} = \frac{56}{30} \approx \underline{\underline{1,86 \text{ W}}}$$

Pratiquement, puisqu'il ne faut pas saturer l'ampli pour ne pas avoir de distortions d'amplitude, la puissance max. utilisable qu'on pourra sortir est de l'ordre de 1,5 W.

La capacité C_e représente une impédance très faible devant 15 même pour les fréquences les plus basses à transmettre. Par exemple $\frac{10}{2\pi f C_e} \ll 15$ si l'on veut faire passer le 50 Hz

on aura: $C_e \geq \frac{10}{314 \times 15} = 2200 \mu F$. Pratiquement on prend

$C_e = 2000 F$. C'est le deuxième point faible de ce montage. Il exige une capa de très forte valeur. Mais ceci n'est pas tellement difficile à réaliser puisque la tension de service est faible.

Calcul du R_{ch} : Dans un H.P. de 15 Ω $I_{ch \max} = \frac{7,5}{15} = 500$ mA dans l'émetteur du transistor qui conduit. Dans la base ça fait avec $\beta = 100$ $\frac{500}{100} = 5$ mA. La tension aux bornes de R_{ch} est toujours 7,5 V. En supposant qu'il passe en moyenne 10 mA en T_1 nous avons pour $R_{ch} = \frac{7,5}{15 \text{ mA}} = 500 \Omega$. Pratiquement, on prend une valeur normalisée de 560 Ω .

Calcul de R_{b1} : Sur les caractéristiques et la droite de charge de AC126, on voit qu'il nous faut un courant de base de 0,075 mA. On peut relier R_{b1} soit au -15 volts de l'alimentation, soit au - 7,5 du point E. Nous avons choisi la deuxième solution puisqu'elle nous permet d'obtenir une faible contre réaction.

$R_{b1} \approx \frac{7,5 \text{ V}}{0,075 \text{ mA}} \approx 100 \text{ k}$. Nous avons mis un potentiomètre en série avec une résistance pour pouvoir régler la polarisation d'une manière plus souple.

Enfin, nous avons jugé utile de mettre deux résistances de 1 Ω dans les émetteurs comme il est indiqué sur le schéma général. Elles nous diminuent un peu la puissance utile dans H.P. mais elles nous servent comme protection contre les surcharges. Si lors d'une fausse manœuvre le courant dans un des

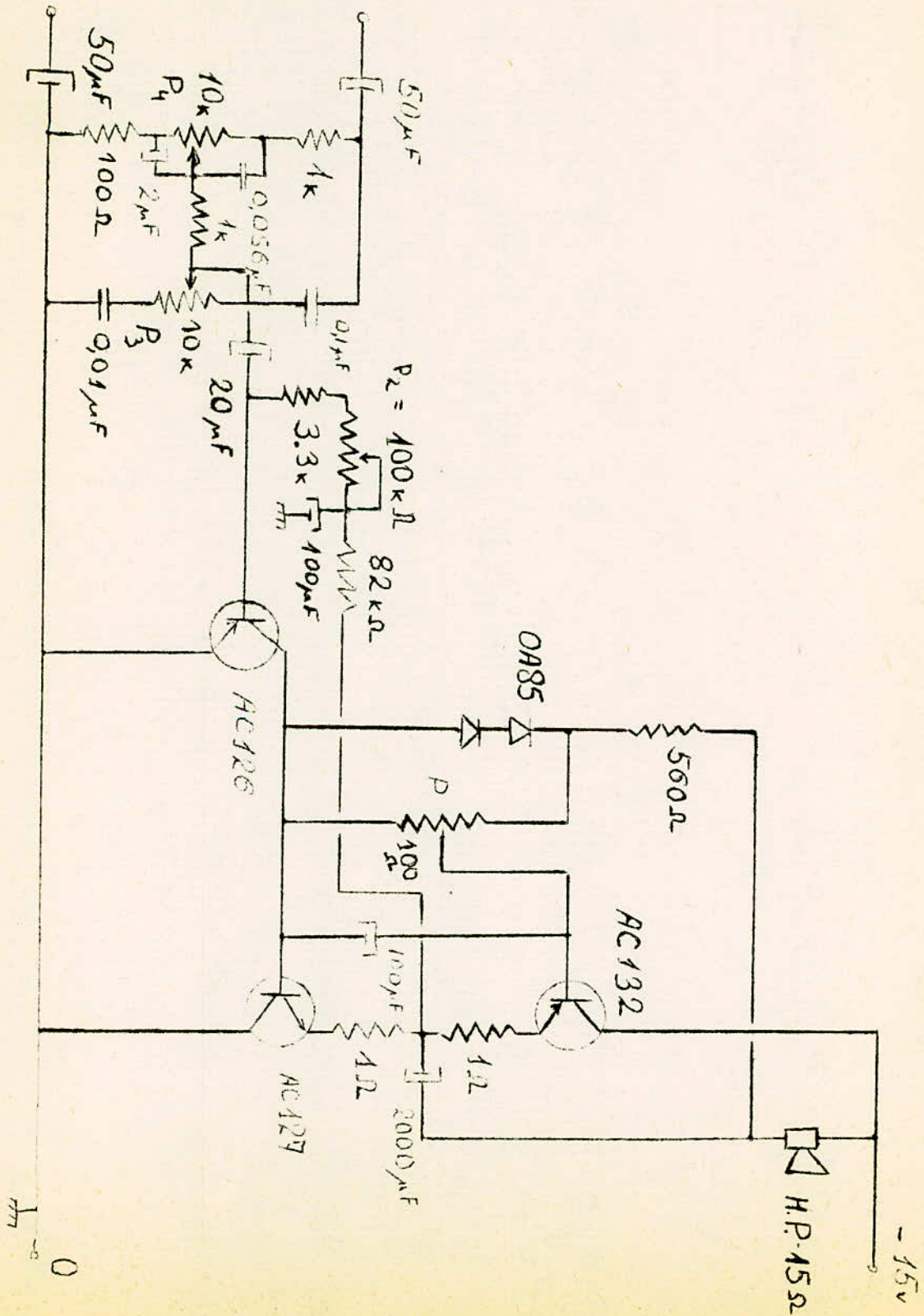
émetteurs monte à 1 A par exemple, le transistor en question va se bloquer. Par exemple, si c'est le PNP, le potentiel de sa base est égal à - 8 V. Si il y a 1 A dans l'émetteur, son potentiel va devenir $- 7,5 \text{ V} - 1 \times 1 \text{ A} = -8,5 \text{ V}$. Donc le PNP se bloque. (Il se bloque même avant). Un raisonnement similaire peut être fait sur le NPN.

Les circuits collecteurs de tonalité sont du type classique. La présence des circuits correcteurs de tonalité n'est pas indispensable pour un poste T.V. Ils compliquent un peu le schéma, mais leur présence améliore la réponse en fréquence de l'ampli. Le potentiomètre P_3 nous fait varier le gain en HF et le potentiomètre P_2 nous varie le gain des fréquences basses. Pour le réglage du volume sonore il existe encore un potentiomètre qui n'est pas représenté sur le schéma général de l'ampli B.F.

L'avantage d'un tel ampli est qu'il ne comporte pas de transfo de sortie et transfo déphaseur, ce qui représente un avantage considérable surtout pour les postes T.V. portatifs. Ça permet de diminuer le poids ainsi que le prix.

SCHEMA GENERAL DE L'AMPLI BF

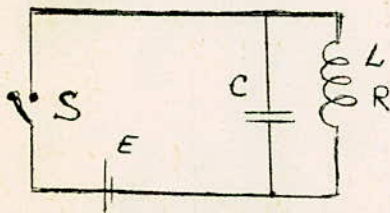
CHVII-1



BASE DE TEMPS LIGNES.

La base de temps lignes à transistors demeure semblable dans son principe à celle des récepteurs équipés de tubes électroniques et elle en diffère quant aux ordres de grandeur de tensions, courants, impédances. Pour la base de temps lignes, qu'elle soit à tubes ou à transistors on a besoin d'un interrupteur parfait. Une tube électronique peut couper le courant parfaitement dans le circuit intérieur, mais lorsqu'elle conduit sa résistance interne est toujours relativement grande. Par contre, avec un transistor comme interrupteur on peut établir le courant parfaitement, mais on ne peut pas le couper tout à fait. Tout de même, on peut négliger μA ou mA devant une dizaine d'ampères.

Le balayage d'un tube image nécessite la production d'un champ magnétique variant linéairement avec le temps pendant un temps T_a appelé "aller" puis retournant rapidement à sa valeur initiale en un temps T_r appelé "retour". Ce champ est produit à l'aide d'un ensemble de bobines de deflexion ligne dont la constance de temps $\frac{L}{R}$ est grande devant la durée de balayage T_a . Pour le balayage lignes les bobines se comportent donc plutôt comme une inductance pure. Le courant dans ces bobines doit évidemment suivre la même lois de variation que le champs. Le circuit utilisé universellement pour la production de ce courant est le suivant:



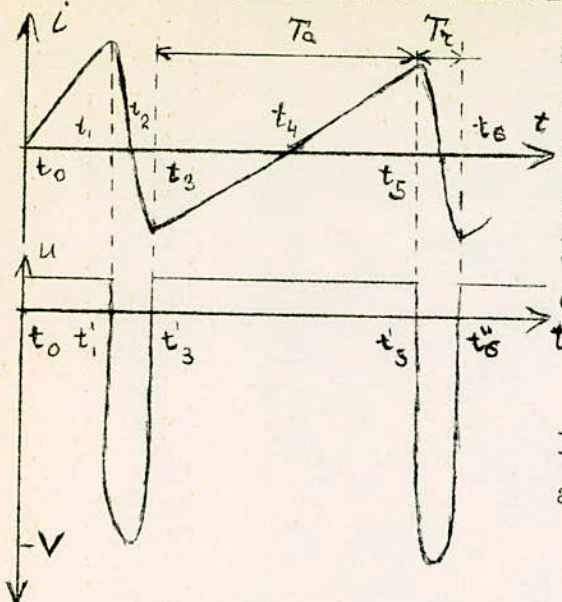
Si à l'instant t_0 l'interrupteur S ferme le circuit, un courant s'établit à travers l'inductance

$$E - (L \frac{di}{dt} + Ri) = 0$$

comme R est faible en première approximation on a:

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} \quad \text{et} \quad i = e \frac{E}{L} t$$

Donc le courant croit linéairement en fonction du temps.



Si au bout du temps t_1 on ouvre l'interrupteur S, le circuit LC devient le siège d'oscillations libres dont la période est égale à $2\pi\sqrt{LC}$. L'énergie étant emmagasinée précédemment dans L

$$W = \frac{1}{2} L I^2$$

La tension crête de la première alternance atteint en t_2 la valeur:

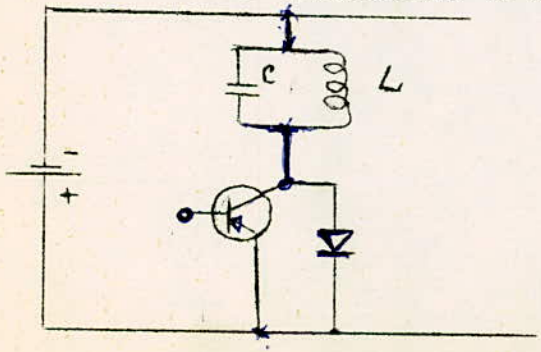
$$V = I \sqrt{\frac{L}{C}}$$

A l'instant t_3 (fin de la demi période d'oscillation) l'interrupteur est brusquement refermé et l'énergie est restituée à la source en un courant linéaire négatif croissant jusqu'à une valeur nulle. Le phénomène décrit recommence ensuite en un cycle identique au précédent.

On distingue donc trois phases successives:

- établissement du courant croissant linéairement à travers la bobine (temps t_0 à t_1);
- demi période d'oscillation libre dans le circuit LC (temps t_1 à t_3);
- récupération d'énergie qui retourne à la source E en un courant croissant linéairement (t_3 à t_4).

Un tel dispositif à transistor est le suivant:



Il comporte un transistor de commutation et une diode de puissance fonctionnant l'un après l'autre en interrupteur électronique:

- Le transistor étant rendu conducteur par l'application périodique sur la base d'une tension en creneau

- La diode devenant conductrice lors du changement de polarité de la tension aux bornes du circuit oscillant LC à la troisième phase du cycle.

Un transfo T.H.T. est un déviateur constituant ensemble l'inductance L (L'inductance du déviateur est prépondérante dans la valeur de L).

- Un condensateur d'accord C (la capacité de ce dernier est constituée pour 2/3 par un capa distinct et seulement pour 1/3 par la capacité parasite du transfo THT reportée aux bornes de son enroulement primaire, alors que pour la base de temps horizontale à tubes électroniques C est entièrement constituée par cette capacité parasite).

La durée complète d'un cycle de balayage horizontal comprend par conséquent:

- un temps d'aller T_a (balayage de gauche à droite de l'écran) est égal aux durées $t_3 t_4 + t_4 t_5$;

- un temps de retour T_r égal à : $t_5 t_6$ soit une demi période d'oscillation. Il est donc possible d'écrire:

$$T_a = \frac{2 LI}{E} \quad T_r = \pi \sqrt{LC} \text{ avec } I,$$

courant crête dans le déviateur.

En éliminant I, L, C dans ces deux équations et dans la relation suivante:

$\frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} C V^2$ on obtient la tension crête aux bornes du déviateur:

$$V = E \frac{T_a}{T_r} \frac{\pi}{2}$$

T_a et T_r sont déterminés par les normes de l'émission (avec une légère tolérance sur T_r). Dans le système français 819 lignes on a $T_a = 41,5 \mu S$ et $T_r = 7,5 \mu S$

La tension de crête du collecteur (après accord sur l'harmonique d'ordre 3), se calcule suivant la formule déterminée

pratiquement ;

$$V = 0,9 E \left(1,64 + \frac{T_a}{T_r} \frac{\pi}{2} \right)$$

Il est intéressant d'allonger volontairement le temps de retour pour accroître le rendement du circuit de balayage.

Distorsion de la linéarité horizontale.

Deux types de distorsion sont à distinguer :

- Distorsion de linéarité dissymétrique ou en C,
- Distorsion de linéarité symétrique ou en S.

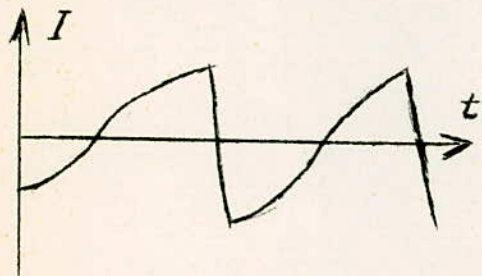
Distorsion en C.

Les diverses résistances que nous avons négligées donnent au courant de déviation une allure exponentielle qui se traduit par un tassement progressif de la partie droite de l'image.

Un remède efficace, pour autant qu'il s'avère nécessaire, est l'emploi d'une bobine de linéarité saturable, placée en série avec le déviateur et dont l'inductance varie au cours du cycle de balayage. Cette technique est utilisée depuis plusieurs années sur les récepteurs à tubes.

Distorsion en S.

Pour tenir compte de la non coïncidence du centre de déviation et du centre de courbure de l'écran, le courant de déviation ne doit pas être linéaire mais avoir une forme en S aplati.



Une solution commode pour obtenir ce résultat consiste à placer un capa C_s en série avec les bobines de déviation. L'expression du courant est alors :

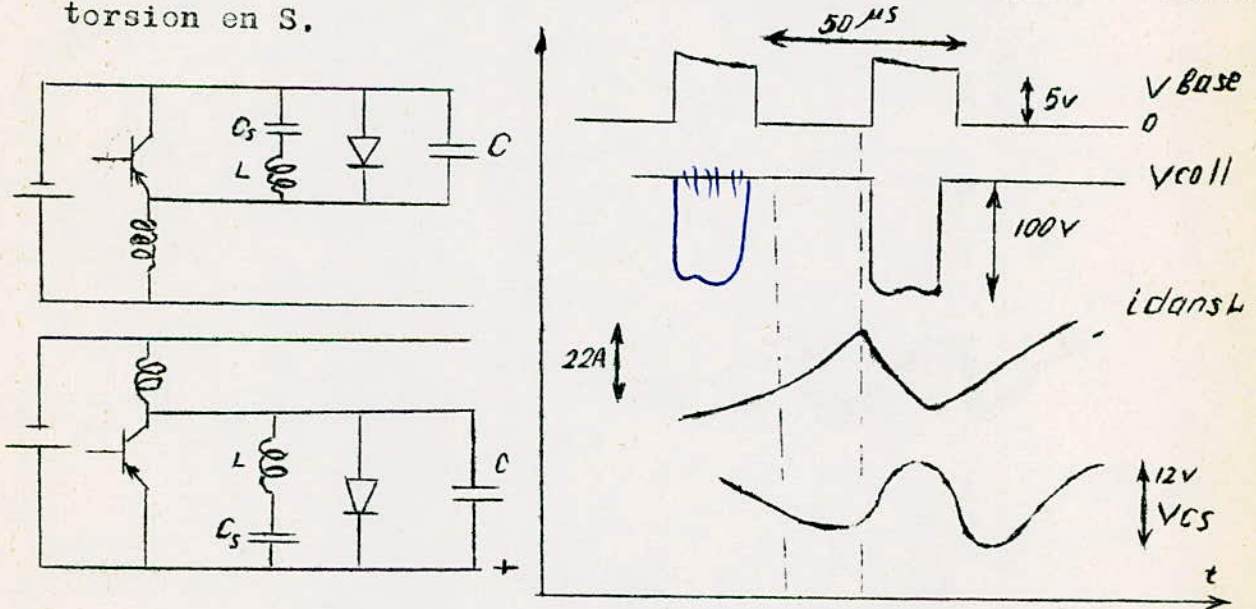
$$i = \frac{Et}{L} \left(1 - \frac{t^2}{6 LC} \right)$$

L'intensité au bout de temps T_a sera :

$$I = \frac{E T_a}{L} \left(1 - \frac{T_a^2}{6 LC} \right)$$

Pour obtenir la même valeur de I , il y aura donc lieu de modifier la valeur de C_s lors du changement de définition, C_s tien lieu de réservoir d'énergie.

Nous avons admis en effet, qu'au cours de la dernière phase du cycle de balayage, l'énergie accumulée été restituée à la source. En fait, c'est aux bornes de C_s qu'elle est récupérée (récupération parallèle), avec cette réserve, que sa capacité étant volontairement insuffisante, l'intégration des variations de courant qui le traverse fait apparaître à ses bornes une tension en forme d'arc de parabole, d'amplitude importante, déterminant ainsi un courant de déviation de la forme recherchée. Tout se passe comme si le circuit de déviation était alimenté par une tension continuellement variable au cours d'un cycle et d'amplitude plus faible aux deux extrémités du parcours du spot, l'effet de cette variation étant de compenser la distorsion en S.



Il est important que l'énergie de balayage ne soit pas effectivement retournée à la "source" - en l'occurrence au condensateur chimique placé aux bornes de l'alimentation - mais bien au condensateur de S. Dans ce but, le circuit de balayage doit se trouver aux bornes du transistor quel que soit le montage

adopté (charge de collecteur, ou charge d'émetteur). Faute de quoi on verrait apparaître aux bornes de l'alimentation une tension parasite susceptible de perturber gravement les autres circuits alimentés ainsi qu'une distorsion de linéarité inadmissible.

On sait que l'énergie de déviation W_0 est approximativement égale à :

$$W_0 = \frac{1}{2} L I_m^2 = K D_2 \sin \alpha (1 - \cos \alpha) E_a \frac{D_3}{D_1}$$

avec :

- D_1 - diamètre intérieur "effectif" du col du tube;
- D_2 - diamètre extérieur du col;
- D_3 - diamètre intérieur de la bague de ferrite du déviateur
- α - demi-angle de déviation;
- E_a - tension d'accélération du faisceau.

Enroulement primaire et T.H.T. :

Pour éviter une influence excessive de l'inductance du primaire sur la charge du transistor, cette inductance étant en parallèle sur celle du déviateur, l'inductance du primaire doit être beaucoup plus grande, par exemple, dix fois plus élevée que celle du déviateur. Dans un transfo, il existe nécessairement une inductance de fuite entre enroulements; lorsque le rapport de transformation devient élevé, cette inductance prend une valeur telle qu'il est nécessaire de coupler fortement primaire et enroulement THT, en superposant les bobinages.

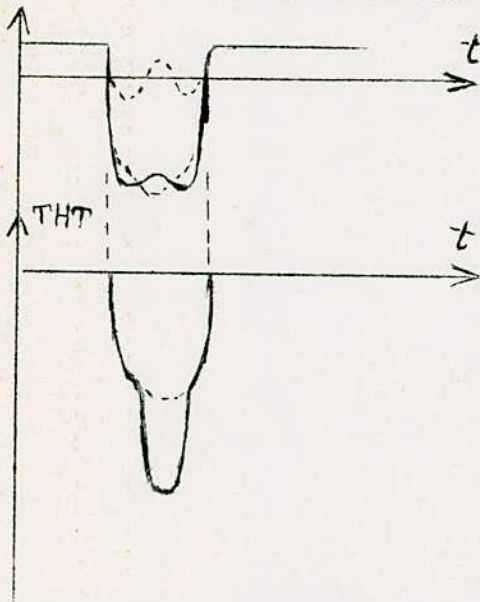


Si on représente par un schéma équivalent le circuit comportant la capa d'accord C , capa parasite C_p de l'enroulement T.H.T., on voit que l'oscillation de l'inductance de fuite avec C_p est reportée au primaire proportionnellement au rap-

port $\frac{C_p}{C}$. Cette conséquence du fonctionnement, loin d'être un inconvénient, présente à condition d'en tirer profit les avantages suivants:

- minimum de tension de crête sur le collecteur du transistor;
- maximum de surtension aux bornes de l'enroulement T.H.T.;
- meilleur rendement énergétique.

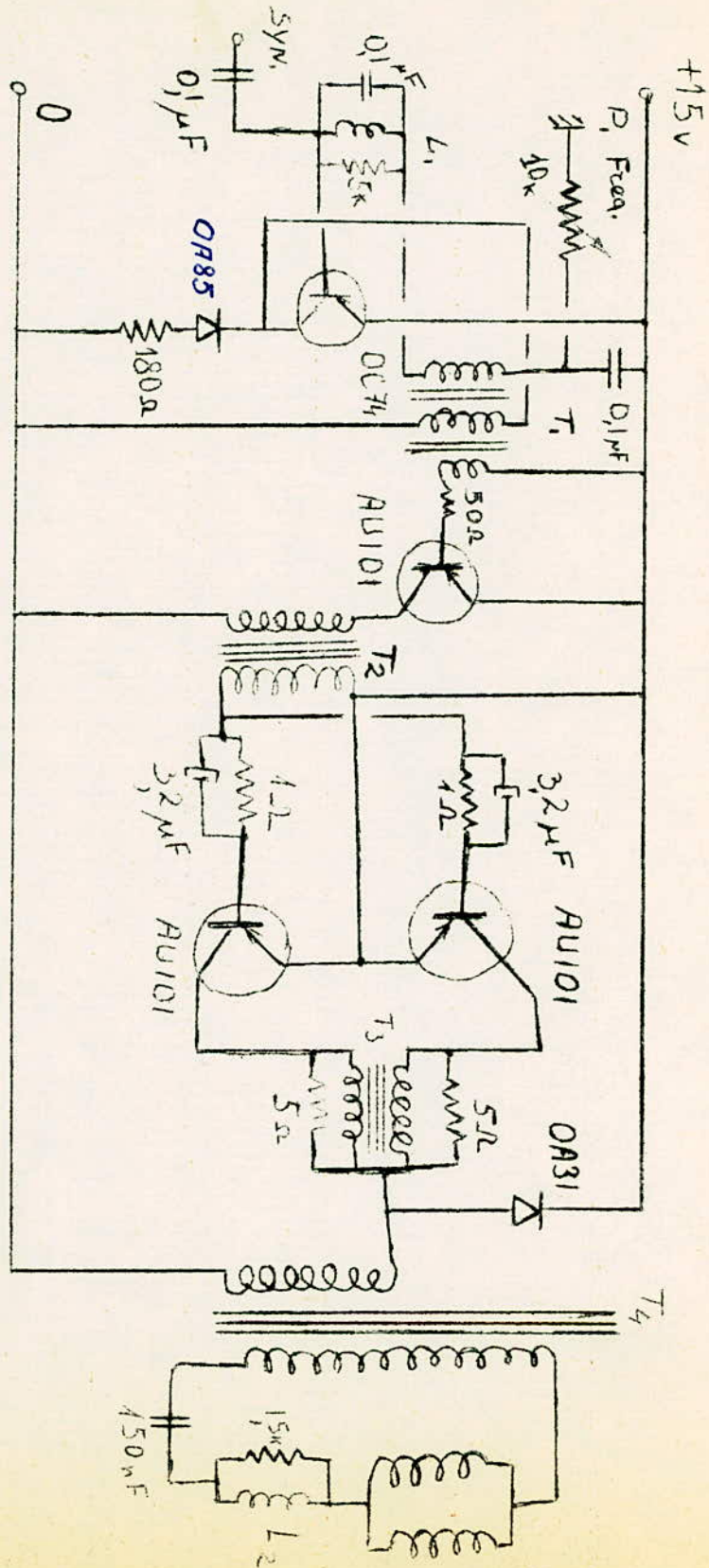
Ces avantages sont obtenus lorsque la fréquence propre de l'oscillation est 2,7 fois plus élevée que celle de l'oscillation de retour, d'où son nom "accord sur l'harmonique 3".



Cette oscillation s'ajoute algébriquement à la tension collecteur et à la tension aux bornes de l'enroulement THT. On observe simultanément une diminution de la tension de crête collecteur ~~par~~ et une augmentation de la T.H.T., telle que cette dernière est environ 1,6 fois plus élevée que ne le laisse prévoir le rapport de transformation. Nous avons obtenus pratiquement, exactement les mêmes oscillogrammes sur le collecteur et sur l'enroulement THT, ce qui est une confirmation de la théorie.

Par ailleurs, il existe un rapport optimal entre C et C_p tel que l'amplitude du "creux" apporte le minimum de tension de crête. Un excès de capacité parasite C_p se traduit en outre par un réglage très critique de l'accord sur l'harmonique 3. Ce dernier peut être ajusté soit par construction, soit par réglage du positionnement mécanique des enroulements, soit encore par l'adjonction d'une inductance de fuite artificielle, réglable, composée d'une bobine munie d'un noyau de ferrite.

Base de temps lignes - schéma général ch VIII-2



En ce qui concerne l'amélioration de la linéarité il est possible de réduire la chute de tension pendant l'aller aux bornes de l'ensemble diode transistor, en reliant l'anode de la diode non plus directement au collecteur du transistor, mais à un point à potentiel légèrement plus élevé. Cela peut s'obtenir très simplement en prévoyant sur le transfo THT, qui joue alors le rôle d'auto-transfo, une spire en gros fil que l'on connecte entre collecteur et diode. Il est également possible de prévoir un petit transfo séparé, ce qui donne plus de souplesse dans le choix du rapport.

Enfin, analysons le schéma général de la base de temps lignes.

On utilise un OC 74M en oscillateur bloqué. Remarquons que l'on devait utiliser un ASY80, mais comme les résultats ont été identiques, nous avons préféré le transistor moins cher et plus courant en même temps. Les signaux de synchro sont appliqués sur la base. Une bobine de stabilisation est prévue dans le circuit de base. Le potentiomètre P_1 nous règle la fréquence en régime libre. Le signal de sortie du relaxateur est appliqué au transistor d'attaque AU101. (On peut utiliser ASZ18 également) - grâce à un tertiaire prévu sur le transfo T_1 de l'oscillateur bloqué.

Par l'intermédiaire d'un transfo T_2 adaptateur d'impédance, l'étage d'attaque fournit la puissance suffisante à l'entrée de l'étage de sortie, qui se compose de deux transistors AU101 montés en parallèle. Etant donné que nous avons utilisé un tube image de 43 cm de diagonale, ces deux transistors travaillent presque à la limite de leur utilisation.

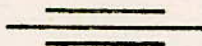
Des précautions ont été prises pour assurer une répartition

équitable du travail entre les deux transistors. On remarquera les deux réseaux RC dans les bases et le transfo d'équilibrage T_3 dans le circuits des collecteurs.

Le transfo de sortie lignes T_4 nous assure l'adaptation des impédances et la transformation du courant nécessaire à la déviation.

De même, il existe un enroulement T.E.T. qui n'est pas représenté sur le schéma, mais qui n'a rien de particulier.

Une bobine L_2 en série avec les bobines de deflexion sert au réglage de la linéarité horizontale.

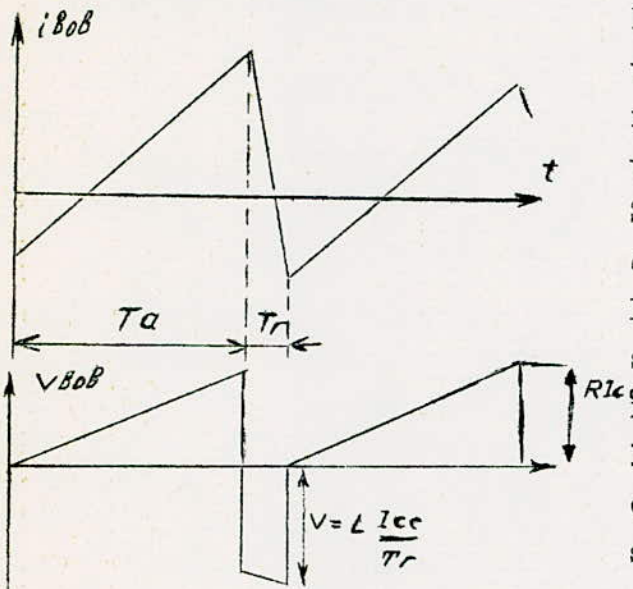


CHAPITRE VIII - 3

BASE DE TEMPS VERTICALE

La base de temps images pose beaucoup moins de problèmes que la base horizontale. La fréquence de fonctionnement est beaucoup plus basse, la puissance nécessaire est beaucoup plus faible et les conditions de travail sont beaucoup moins critiques.

Principe général



Les bobines des déviation doivent être parcouru par un courant dont la forme est la suivante (voir le schéma). Si $Z = R + j\omega L$ est l'impédance de ces bobines avec $\frac{L}{R} \ll T_{aller}$. Donc pendant l'aller les bobines se comportent plutôt comme une résistance pure. Pendant l'aller la tension aux bornes des bobines est: $V_{T,A} = R i$ $i = I \frac{t}{T_a}$ soit à tout instant de l'aller

$$V_{TA} = R I \frac{t}{T_a}$$

Durant le temps de retour par contre, ou a $\frac{L}{R} \gg T_r$ et les bobines se comportent plutôt comme une self. $V_{T,r} = L \frac{di}{dt} = L \frac{I_{cc}}{T_a}$

La puissance dissipée dans la bobine est donc $P = R I_{eff}^2$ avec $I_{eff} = \frac{I_{cc}}{2\sqrt{3}}$ donc $P = R \frac{I_{cc}^2}{12}$. Cette puissance caractérise le déviateur et l'on sait qu'elle reste constante pour un poids de cuivre donné.

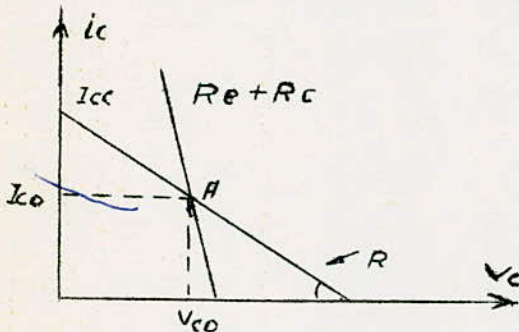
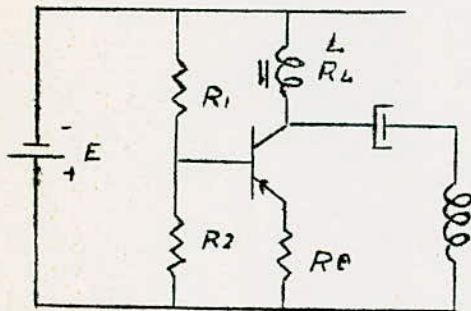
L'étage de déviation polarisé en classe A fournit aux bobines de déviation verticale le courant en dent de scie nécessaire au déplacement du faisceau d'électrons dans le tube image.

Notons que le signal appliqué à l'entrée de l'étage de déviation doit être nécessairement en forme de dent de scie décroissante de telle ~~de~~ façon que l'impulsion de retour soit négative. Dans le cas contraire, en effet, le collecteur du transistor deviendrait positif durant le retour, ce qui rendrait la diode collecteur base conductrice.

Durant le temps d'aller, l'étage de sortie peut être considéré comme une ampli à charge résistive pure.

Durant le temps de retour, la tension collecteur est pratiquement indépendante de la tension base. Cette dernière s'annule en un temps très court et une surtension négative apparaît aux bornes des bobines. On limite la valeur de cette pointe à l'aide d'une diode ou d'une résistance non linéaire, afin de protéger le transistor.

Fonctionnement



Une résistance d'émetteur R_e produit une **contre** réaction d'intensité permettant d'élever la valeur de la résistance d'entrée et d'assurer un gain sensiblement constant quelle que soit la valeur du courant collecteur. La tension collecteur au repos est égale à

$$U_{co} = E - (R_e + R_c) I_{co}$$

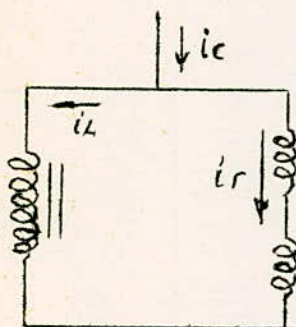
Le point de fonctionnement A déterminé par I_{co} V_{co} permet de tracer la droite de charge de pente $1/R$. Cette droite coupe l'axe des ordonnées à la valeur I_{cc} du courant coll. Le rendement de l'étage est donc:

$$\eta = \frac{R \frac{I_{cc}^2}{2}}{E I_{co}}$$

Ce rendement est maximal pour $R_e = R_l = 0$
soit pour $R I_{co} = R I = E$ ou

$$\eta = \frac{R \frac{(2 I_{co})^2}{12}}{R I_{co}^2} = \frac{1}{3}$$

Le rendement ne peut donc pas être supérieur à 33% et cette limite ne peut pas être atteinte puisque d'une part R_l ne peut être nulle et que, d'autre part, il est indispensable de placer une résistance R_e de contre-réaction dans le circuit émetteur du transistor. Cette résistance accroît l'impédance d'entrée de l'étage et permet ainsi une commande en tension, l'impédance de sortie du transistor d'adaptation devait être *faible* devant l'impédance d'entrée du transistor final.



Inductance d'arrêt

Elle joue un rôle très important sur le rendement ^{et} sur la linéarité du balayage, puisque une partie du courant de déviation la tranverse. Il est évident que son inductance doit être la plus grande possible pour que cette distorsion

de linéarité soit faible.

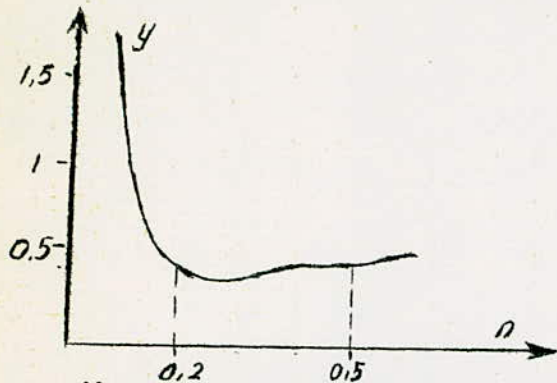
En fait, il faudra déterminer le rapport L/R optimal dans le but de réduire la consommation de l'étage.

On peut écrire: $i_c = i_l + i_r$
or i_r est de la forme $i_r = \kappa t = I \frac{t}{T_0}$
soit $U_r = RI$ La tension aux bornes de déviateur est donc linéaire, ainsi que le courant.

Par contre, le courant dans l'inductance étant d'allure parabolique, le courant collecteur qui est la somme des deux reste également d'allure parabolique. L'intégration de ce courant donne sa valeur moyenne:

$$I_{CO} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{c0} dt$$

dont on recherche le minimum en fonction de paramètres L et R.

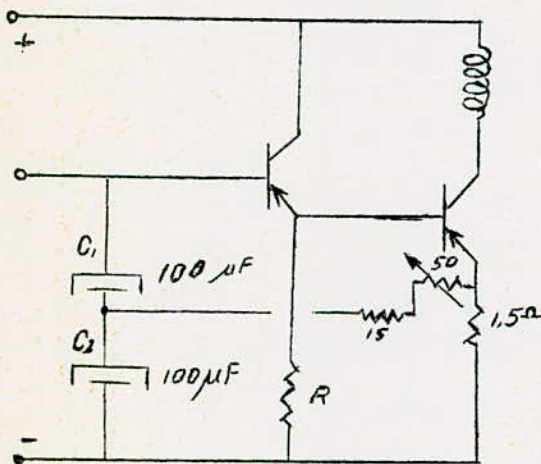


La figure suivante donne la représentation de $y = \frac{I_{CO}}{I_C}$ en fonction de $n = \frac{LIR}{T\alpha}$

La courbe montre que le min. de consommation se trouve réalisé pour des rapports L/R tels que :

$$0,2 T\alpha < \frac{L}{R} < 0,5 T\alpha$$

Notons cependant, qu'il faudra également ménager un entrefer suffisant dans le circuit magnétique pour que la valeur de L reste constante en fonction du courant qui la traverse.



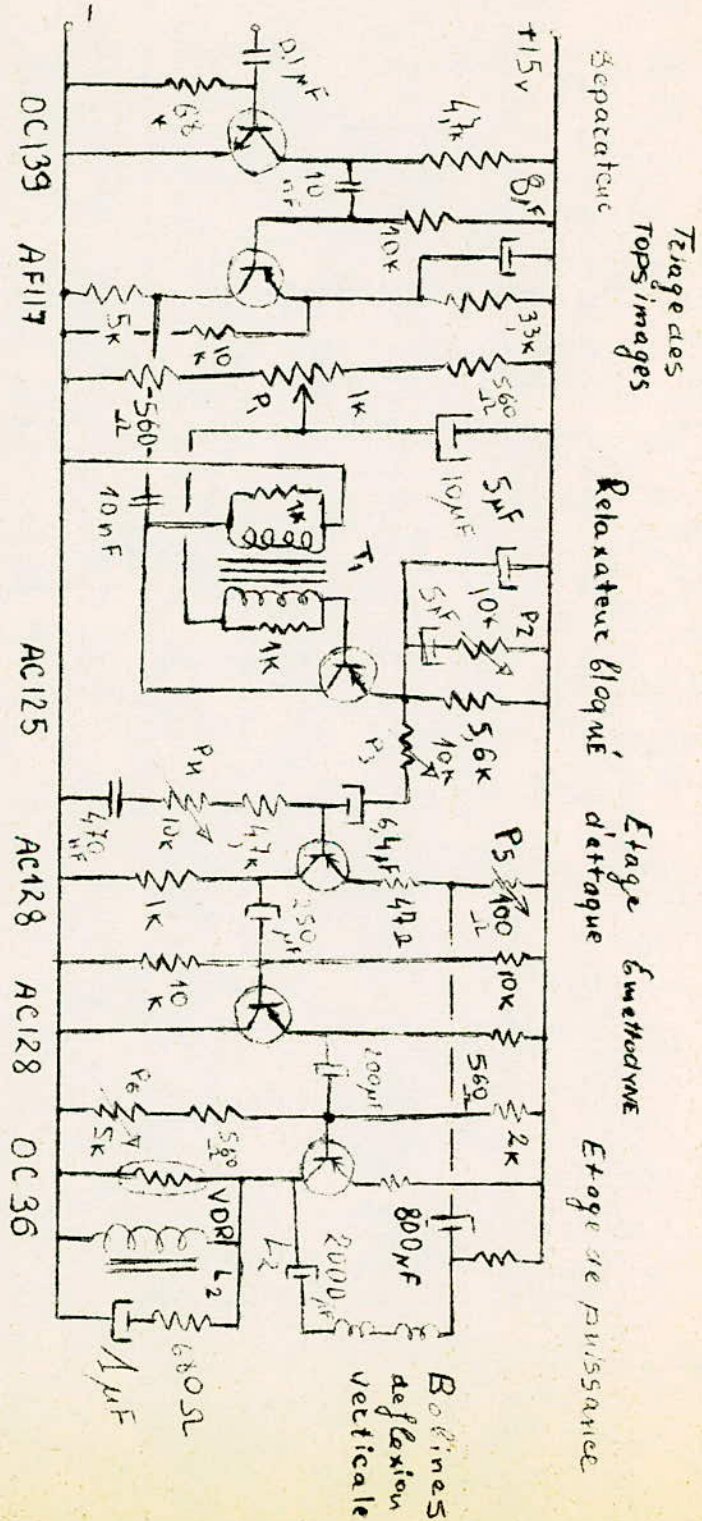
Il existent plusieurs systèmes de linéarisation. Par exemple dans le cas suivant, le signal à l'émetteur du transistor de sortie se trouve intégré par C_2 et le signal parabolique ainsi obtenu est renvoyé à la base du transistor d'adaptation.

Le signal de commande du transistor final est donc la superposition d'un signal en dent de scie et d'un signal parabolique d'amplitude réglable par R. L'

image obtenue présente alors un pourcentage de non linéarité verticale inférieur à 5%.

Analisons le schéma général de la base de temps vertical.

Base de temps verticale - schéma général ch VIII-4



Le premier étage à OC139 nous sépare les tops de synchronisation (le signal video complet est négatif). Les tops négatifs obtenus sur le collecteur sont différenciés par $C = 10nF$ et $R = 10k$ ce qui met en évidence les tops d'images.

Le triage des tops d'images est obtenu par l'écrêtage à l'aide d'un AF117 dont l'émetteur est polarisé par un point qui fixe le seuil d'écrêtage. Les tops d'images ainsi obtenus sont appliqués au collecteur d'un AC125, monté en relaxateur bloqué grâce au transfó T_1 . Un premier étage d'attaque à AC128 contient les potentiomètres P_2, P_3, P_4 qui servent au réglage de la linéarité. Il est suivi d'un AC128 monté en émettodyne pour assurer une meilleure adaptation avec l'étage de puissance.

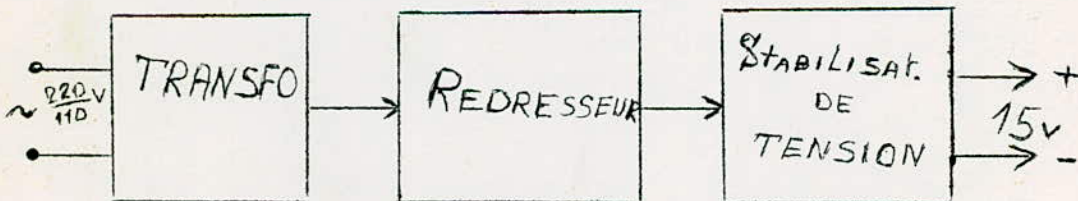
L'étage de puissance est équipé d'un OC36, dans le circuit de collecteur on remarque une inductance d'arrêt shuntée par une VDR. La cellule $R = 680\Omega, C = 1\mu F$ sert de correction fixe de linéarité.

Les bobines de déflexion verticale sont en série avec une résistance de 5Ω , aux bornes de laquelle on prélève un signal de contre-réaction qu'on réinjecte sur l'émetteur de l'étage d'attaque. Le potentiomètre P_5 règle le taux de contre-réaction et l'amplitude.

CHAPITRE IX

ALIMENTATION

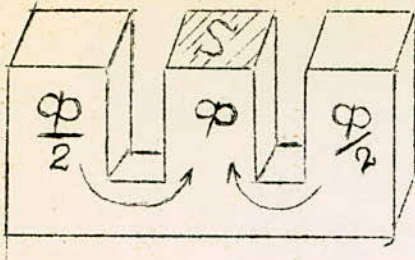
L'alimentation de l'ensemble d'un poste TV doit être assurée à partir d'une pile ou bien à partir du secteur alternatif 220-110volts. Nous avons adopté la seconde solution ce qui nous a permis de se familiariser de plus près avec le redressement et la stabilisation de tension. Etant donné que tous les parties du récepteur TV sont réalisés de manière à être alimenté sous 15 volts continue, l'alimentation est relativement simple. De plus elle doit fournir une tension qui soit indépendante de la charge et les ondulations de la tension stabilisée doivent être aussi faible que possible pour ne pas provoquer un ronflement dans le haut-parleur de l'ampli BF et assurer le bon fonctionnement de l'ensemble. Pratiquement l'utilisation d'un système double redressement est imposé puisque elle permet de ^{diminuer} déterminer les ondulations et d'obtenir un filtrage suffisant avec des condensateurs réservoir de valeur plus faible que dans le cas de redressement simple. (une alternance) En tenant compte du précédant nous avons adopté le schéma synoptique classique:



Etude théorique

Transfo Appelons S-la section du noyau central. Considérons la moitié de la tôle. Le flux dans le noyau central pour $i_{inst} = I_{max} \sin wt$ est donné par: $\Phi = \Phi_{max} \sin wt$

$$\Phi_{max} = S B_{max}$$



B_{max} admissible dépend de la qualité de la tôle utilisée en tenant compte du cycle de hysteresis. Pratiquement on peut considérer

$$B_{max} \approx 1 \frac{W/B}{m^2}$$

Il ne faut pas saturer la tôle puisque la tension de sortie ne correspondra plus au rapport de transformation choisie. D'ailleurs c'est un moyen de stabilisation de tension alternative au secondaire-lorsque le primaire fourni un flux qui sature la tôle. Mais nous n'avons pas adopté cette solution malgré qu'elle pourra contribuer considérablement au stabilisation de +15 volts pour deux raisons principalement:

Primo - la stabilisation à transistors est largement suffisant. Secundo - ceci pourrait augmenter les risques que la tôle chauffe excéssivement par les courants de Foucault et puis une raison qui pourrait avoir une importance non négligeable dans une production de série par exemple ce que le nombre de spires doit être plus grand pour saturer la tôle. Bref - nous restons dans la partie linéaire de la courbedu cycle d'hystéresis.

Pour une spire au secondaire (d'ailleurs au primaire aussi) on a fem induit:

$$|e| = \frac{d\Phi}{dt} = \Phi_{max} \omega \cos \omega t$$

$$\text{en Volts} \rightarrow \text{Spires} \Rightarrow e_{eff} = \frac{\Phi_{max} \omega}{\sqrt{2}} = \frac{S' B_{max} 2\pi f}{\sqrt{2}}$$

$$\text{en SPIRES} \rightarrow \text{Volt eff} \Rightarrow \frac{V\sqrt{2}}{S' 2\pi f B_{MAX}}$$

donc N-le nombre de spires par volt à bobiner est donné par:

$$N = \frac{\sqrt{2}}{S 2\pi f B_{MAX}}$$

S en m^2
B en $\frac{wb}{m^2}$

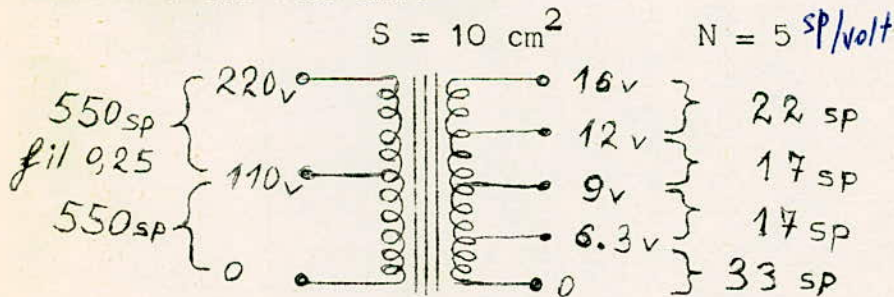
f en Hertz

$\pi = 3.14$

Dans notre cas nous avons utilisé un noyau de $S = 10cm^2 = 10^{-3}m^2$, B max de saturation donné par le constructeur = $1 \frac{wb}{m^2}$
Dans la formule nous avons utilisé $B = 0,8 \frac{wb}{m^2}$ f est imposé par le réseau = $50 Hz$

$$N = \frac{\sqrt{2}}{10^{-3} 2\pi 50 \times 0,8} = \frac{1410}{314 \cdot 0,8} \approx 5 \text{ sp/volt}$$

Pour l'épaisseur du fil à bobiner on peut dire que on a intérêt à utiliser du fil d'un plus grand diamètre, puisque les pertes par effet Joule ($Q = 0,24 RI^2t$) seront plus faibles, mais dans ce but on est limité pzzr les dimensions géométriques du noyau. Tout de même on est obligé de bobiner le secondaire avec un plus gros fil, puisque le courant qui y circule est plus important 2 ÷ 3 amp. Nous avons réalisé le transfo d'alimentation suivant:



Au secondaire nous avons augmenté le nombre de spires d'environ 10%, puisque les couches du secondaire sont loin du noyau central et le flux magnétique est dispersé. Les tensions sont donnés en valeurs efficaces.

Redressement La valeur eff. d'un courant alternatif sinusoidale est donné par l'intensité du courant qui, pendant le même temps et dans la même résistance dégagera la même quantité de chaleur.

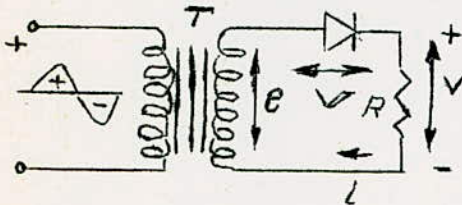
$$W = R I_{eff}^2 T = R \int_0^T I_{MAX}^2 \sin^2 \omega t dt \Rightarrow \int_0^T I_{MAX}^2 \left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) dt$$

$$= I_{MAX}^2 \int_0^T \frac{dt}{2} - \int_0^T \frac{\cos 2\omega t}{2} dt$$

$$I_{eff}^2 T = \frac{I_{MAX}^2}{2} T$$

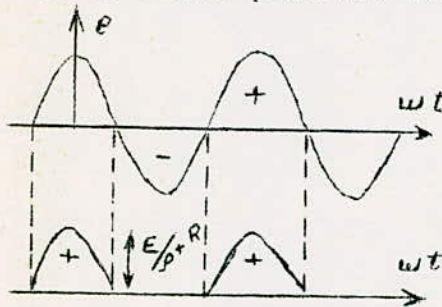
$$I_{eff} = \frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

La diode redresseuse Considérons le montage suivant:



Soit $e = E \cos \omega t$ la tension qui apparaît au secondaire du transfo T

On sait qu'une diode ne conduit que quand son anode est portée à un potentiel positif par rapport à celui de la cathode, il en sera ainsi pendant les alternances positives de la tension e .



Désignons par:

V - la d.d.p. aux bornes de la diode
 v - " " " résistance

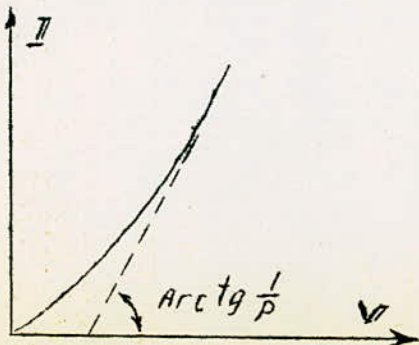
On a les equations:

$$V = pI + U_0 \approx pI \quad \text{eq. de la diode}$$

$$e = V + v$$

$v = R I$ De ce système d'équation on tire:

$$I = \frac{e}{p+R} = \frac{E \cos \omega t}{p+R}$$



La diode ne débitant que dans un sens, cette dernière relation n'est valable que si son numérateur est positif. Le courant débité par la diode n'est donc constitué que par les alternances positives d'une sinusoïde d'amplitude $\frac{E}{\rho+R}$. Un tel courant a un développement en série de Fourier:

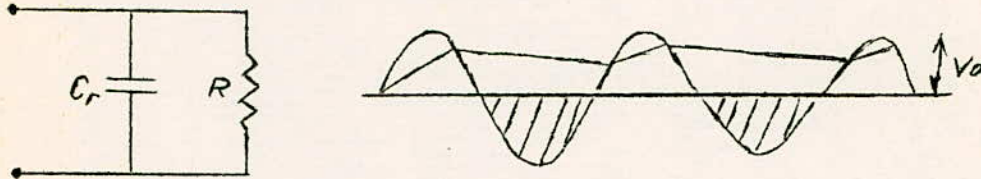
$$\bar{I} = \frac{E}{\rho+R} \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega t \dots \right]$$

La tension recueillie aux bornes de la résistance R étant: $V = R\bar{I}$. On voit que cette tension peut être considérée comme constituée par la somme d'une composante continue:

$$V_0 = R \frac{E}{\pi(\rho+R)} = \frac{E}{\pi(1+\rho/R)}$$

et d'une série de composantes alternatives de pulsations ω , 2ω , 4ω . . .

Afin d'augmenter la tension continue V_0 d'une part et de réduire l'importance des composantes alternatives d'autre part, on branche aux bornes de R un condensateur C_r .



On voit que la capacité C_z subit une série de charges et décharges. La constante de temps de charge est égale à ρC_z alors que celle de décharge est égale à RC_z . Ces charges et décharges ont une amplitude de plus en plus petite. Il arrive un moment où le potentiel aux bornes de RC_z se stabilise à une valeur moyenne V_0 inférieure à l'amplitude E de la tension alternative à redresser.

La tension V_0 sera d'autant plus grande:

- que la constante de temps de charge ρC_z du condensateur réservoir sera faible

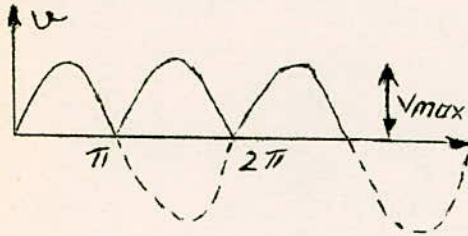
- que la constante de temps de décharge RC_r sera au contraire élevée.

Autrement dit il faut que le rapport R/ρ soit grand devant l'unité.

$$R/\rho \gg 1$$

Si cette condition est satisfaite on aura: $V_0 \approx E$

Pour un poste TV à transistors le redressement double alternance convient mieux pour des raisons qui ont été indiqués plus haut.



Dans ce cas les deux alternances du courant alternatif sont ajoutés de manière comme il est indiqué sur la figure.

$$v = V_{max} \sin \omega t$$

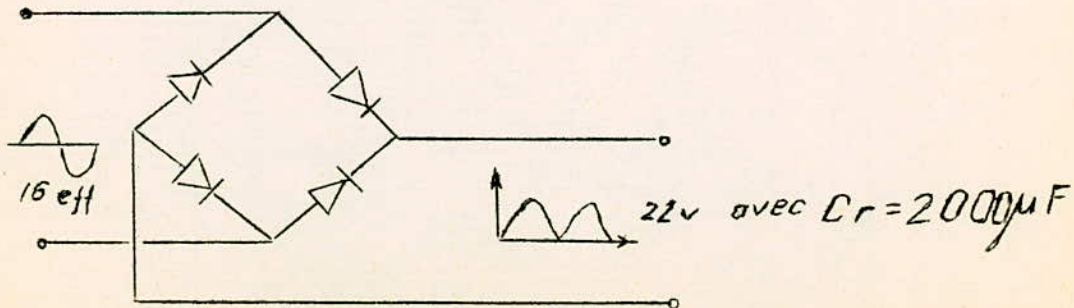
$$V_{moy} = \frac{2V_{max}}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt$$

$$V_{moy} = \frac{-2V_{max}}{T\omega} [\cos \omega t]_0^{T/2} = -\frac{2V_{max}}{T \frac{2\pi}{T}} [-1 - 1]$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$V_{moy} = \frac{2V_{max}}{\pi}$$

On voit que la tension moyenne redressée est deux fois plus grande que dans le cas de redressement simple alternance. Lorsque une capacité réservoir de filtrage est utilisée la tension moyenne disponible aux bornes de C_r s'approche d'autant plus de V_{max} que C_r est grande.

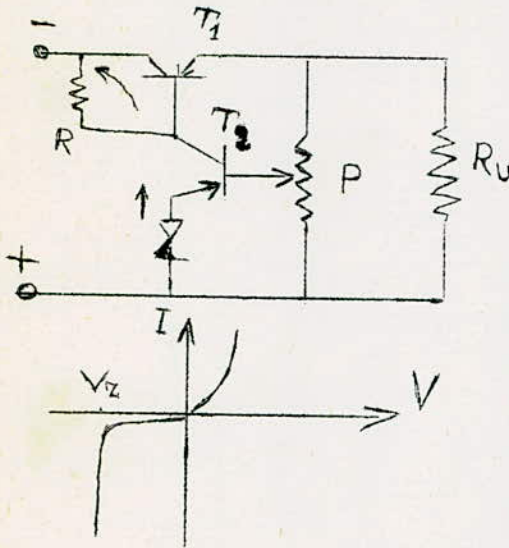


Pratiquement nous avons utilisé un pont redresseur au selenium que nous avons trouvé chez PHILIPS dont le schéma est donné à la page précédente.

CHAPITRE IX-1

STABILISATION DE TENSION A TRANSISTORS

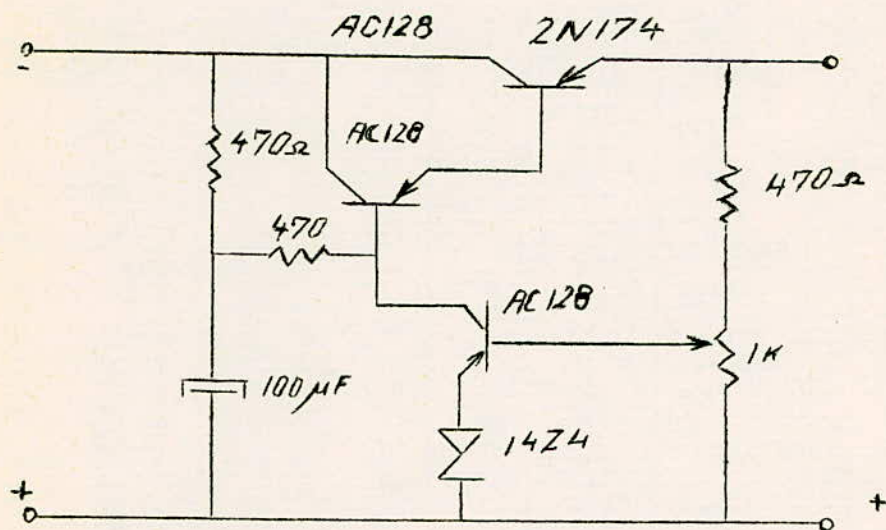
Principe La stabilisation est obtenue en faisant varier la conductance d'un transistor de puissance T_1 .



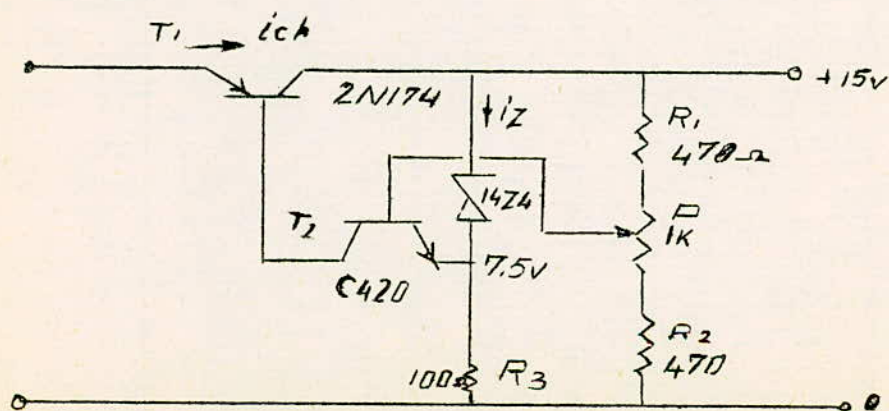
L'émetteur du transistor amplificateur T_2 est maintenue à une tension C par une diode Zener- Z branchée dans le sens inverse. Pratiquement quelque soit le courant émetteur de T_2 , le potentiel de son émetteur reste V_2 . Les variations de la tension continue de sortie agissent sur la base de T_2 . Lorsque la tension de sortie chute, la base de T_2 devient plus négative et le courant base de T_2 augmente, ce qui provoque une augmentation du

courant collecteur de T_2 . Il s'en suit que le potentiel de la base de T_1 diminue, ce qui augmente le courant base et courant émetteur-collecteur de T_1 jusqu'à la valeur initiale de la tension aux bornes de R_U . Lorsque la tension de sortie augmente l'inverse se produit. Le transistor de faible puissance T_2 peut commander celui de puissance T_1 . Le potentiomètre P permet de faire varier manuellement la tension de sortie, il fixe la tension de polarisation de la base de T_2 . De plus, comme la jonction EB de T_1 est polarisée en directe, le courant collecteur de T_2 passe presque entièrement dans la base de T_1 . Il s'en suit que le courant collecteur de T_2 doit être

du même ordre de grandeur que le courant base de T_1 pour que le transistor T_1 puisse être commandé. Cependant cette alimentation ne supporte pas les surcharges et un court-circuit accidentel peut être fatal. Nous avons réalisé d'abord l'alimentation suivante qui ne diffère que très peu du schéma de principe:



Malheureusement lors d'un court-circuit pendant les essais des autres étages du récepteur les deux AC128 ont claqué. On a été obligé de refaire l'alimentation, mais cette fois-ci on a modifié le schéma de manière à le rendre court-circuitable .



A une variation ΔV^+ de la tension à la sortie correspond une variation ΔV^+ de la tension émetteur de C420 et une variation $k\Delta V^+$ de la tension base de C420 avec $k < 1$ et dépendant du rapport potentiométrique. Donc la tension BE de C420 diminue ce qui diminue le courant base de 2N174 d'où le courant collecteur aussi, ce qui rétablit la tension à la sortie.

Tout se passe de manière analogue pour des variations négatives ΔV^- de la tension de sortie. La régulation s'obtient puisque les variations de la tension sur la base sont de plus faible amplitude que celle sur l'émetteur.

Lors d'un court-circuit le potentiel de la base de C420 va tomber à 0, alors que le potentiel de l'émetteur va être positif à cause du passage du courant Zener dans R_3 la jonction BE de T_2 va se trouver polarisé à l'inverse d'où T_2 bloqué, i_{base} de $T_1 = 0$ donc T_1 bloqué aussi et la tension de sortie va être nulle aussi longtemps que le court-circuit existe dans le circuit extérieur. Pour que la tension de sortie puisse se rétablir lorsqu'on enlève le court-circuit, il faut que le courant de fuite I_{eco} de T_1 soit relativement important (cas des transistors à germanium) pour pouvoir rendre plus positive la base de T_2 que son émetteur/ L'émetteur de T_2 est maintenu toujours positif par le passage du courant zener dans R_3 , alors que la base de T_2 est maintenue plus positive ou plus négative par rapport à l'émetteur par le passage du courant I_{eco} dans R_1 et R_2 lorsqu'on enlève le court-circuit. Si T_1 est un transistor à silicium donc courant de fuite faible on pourra tout de même s'arranger avec une capacité et un bouton poussoir par exemple à donner une impulsion de courant sur la base de T_2 pour faire redémarrer le montage comme c'est le cas de l'alimentation stabilisée 0 ÷ 50v LTI. La résistance R_3 nous détermine le seuil de déclenchement. L'alimen-

tation déclanche lorsque le potentiel aux bornes de R_3 devient égale ou plus positif que le potentiel de la base de T_2 . Le potentiomètre P nous fait varier la tension de la sortie.

Calcul des éléments Pour une consommation de 2A par exemple $i_{b1} = \frac{2}{30} \approx 65$ mA, puisque β du $T_1 = 30$. Dans R_3 passent $i_{b1} + i_z$, comme $i_z = 10$ mA dans R_3 passent 75 mA et la tension aux bornes doit être 7,5v (imposé par la zener) ou a

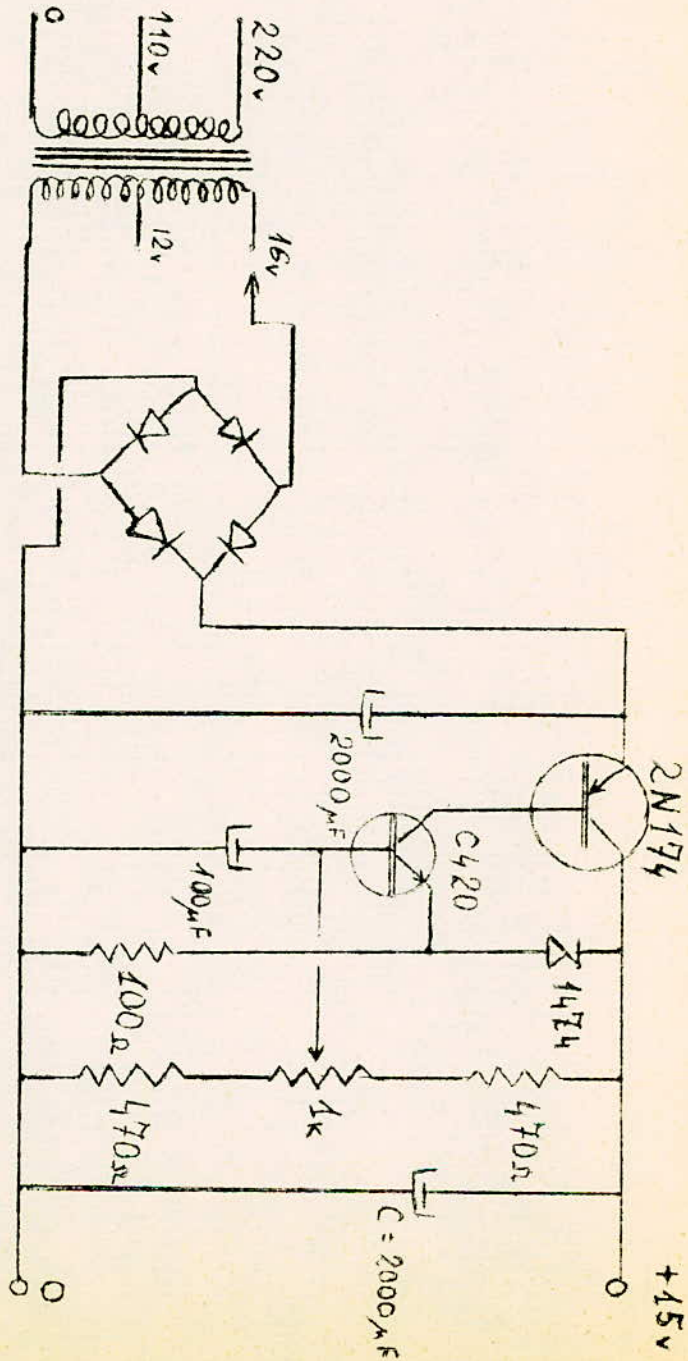
$$R_3 \approx \frac{7,5v}{75mA} \approx 100 \Omega$$

β du $T_2 \approx 65$ donc $i_{b2} \approx \frac{65mA}{65} = 1$ mA. Nous avons déterminé

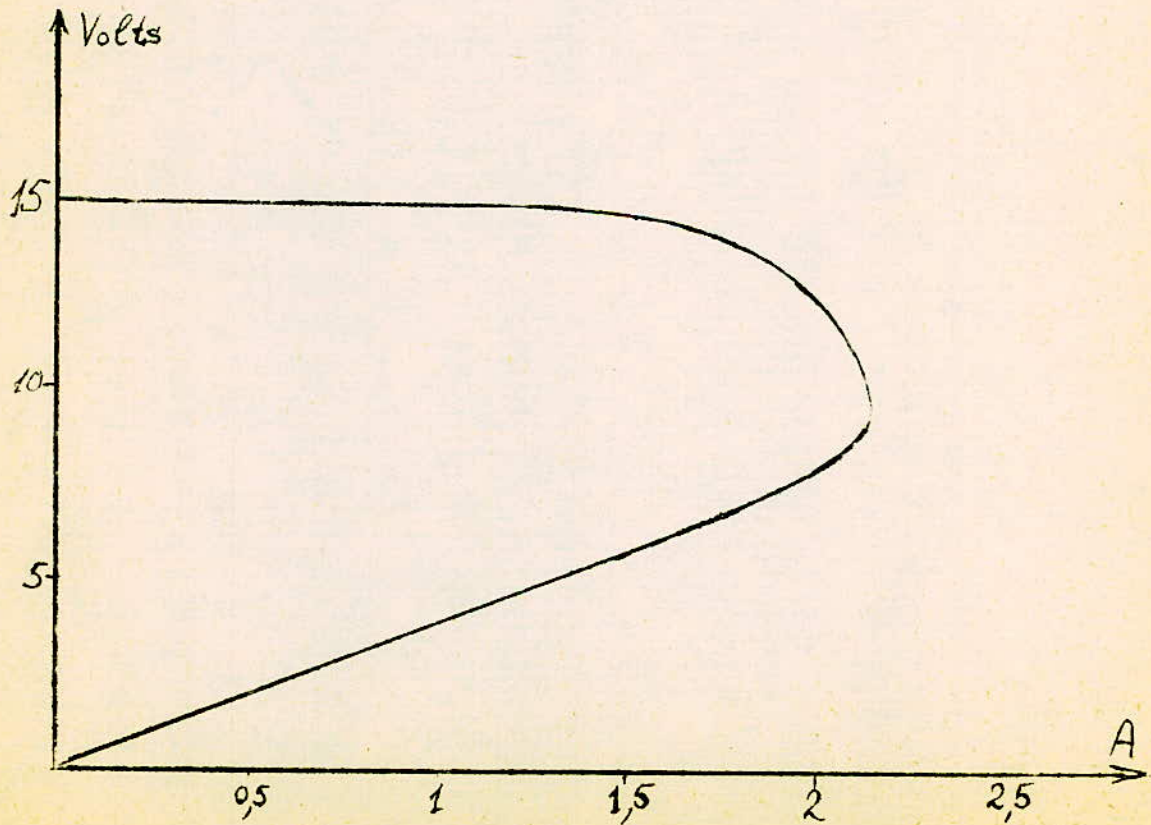
$$R_1 = 470 \quad R_2 = 470$$

$P = 1k$. Finalement nous avons abouti au schéma complet de l'alimentation. La capacité de 100 μ F que nous avons jugé nécessaire à introduire sert pour éliminer éventuellement les ondulations de la tension sur la base de C420. On a intérêt qu'elle soit aussi grande que possible pour pouvoir court-circuiter les composantes alternatives même des fréquences les plus basses. Dans les deux pages qui suivent nous avons représenté le schéma général de l'alimentation et la caractéristique extérieure de l'alimentation relevée expérimentalement.

SCHEMA GENERAL DE L'ALIMENTATION chIX-2



CARACTERISTIQUE EXTERIEURE
de
l'alimentation stabilisée, régulée et
court circuitable



CHAPITRE X

TRANSISTORS utilisés en télévision

Selecteurs V.H.F.

AF 102, AF 178 - AF 180 - AF 106 - 2 N702

Sélecteurs UHF - 400 - 800 MHZ

AF 186 - Texas 2N 2415 - Motorola MM720

AF 139 Siemens

Amplificateurs M.F.

AF 121 - AF 179 - AF 181 - AF 114

Bases de temps

AU 101 - AU 103 - TA 1928 - TA 1928 - BUY 12 - MP939

OC 36 - base verticale

Ampli video

BSY 10 - BF 109 - BF 108 = SFT 186

Alimentation

2N 174

Ce tableau ne prétend pas d'être complet.

CHAPITRE XI

C O N C L U S I O N

Dans le domaine d'électronique, la transistorisation est une tendance générale. C'est ainsi qu'elle a largement atteint, pour les appareils destinés au grand public, toute la gamme de récepteurs de radiodiffusion de petite et moyenne puissance, qu'on désire ou non les transporter hors de la maison.

En ce qui concerne la télévision, cette évolution a été moins rapide pour diverses raisons.

Tout d'abord, certains problèmes techniques posés dans ce domaine particulier, non pas trouvés des solutions faciles avec les transistors. Il font même encore l'objet de travaux d'études délicats tant du côté fabricant de transistors, que du côté de l'ingénieur de circuits. Tel est le cas par exemple du balayage "lignes".

Ensuite l'intérêt de transistorisation n'apparaît pas de manière aussi immédiate pour un téléviseur que pour les postes de radio au moins autant que le téléviseur portatif autonome n'est encore considéré tout au moins dans beaucoup des pays comme une solution de luxe.

De toute façon, sans évoquer les avantages et les inconvénients des transistors, la transistorisation de téléviseurs apparaît de façon de plus en plus évidente et il nous a paru particulièrement passionnant de consacrer une bonne partie de notre temps à un sujet qui représente un domaine de recherche illimité.

Un tel projet a été sans doute profitable pour nous. Il nous a permis de nous familiariser avec les circuits à transistors et plus particulièrement avec les problèmes qui se posent devant la transistorisation des postes de télévision.

Ce que nous avons pu réaliser pratiquement, compte tenue des difficultés que nous avons eues et le peu de temps dont nous avons disposé est un résultat encourageant pour nous, malgré que ça pourra paraître comme un cas modeste et certainement c'est

c'est le cas peut être, par rapport à ce que l'on appelle niveau mondial.

La mise au point et les réglages précis étaient peinibles, mais c'est justement ces difficultés qui nous ont permises de connaître mieux les problèmes que posent les circuits VHF, MF, les balayages, etc;

Nous trouvons ici une heureuse occasion de remercier Mr. J. Slosiar qui nous a proposé ce projet et nous a aidé considérablement dans sa réalisation théorique et pratique.

Nous remercions aussi l'Administration de l'Ecole qui a fourni tout le matériel nécessaire à la réalisation pratique.

Nous tenons à remercier également Mrs. De Peape, Mr. Foujol, Mr. Launelonge et Mr. Sahel qui nous ont accordés aussi une aide considérable dans la réalisation théorique et pratique.

Etant donné que nous n'avons pas eu d'autres possibilités que que d'écrire nous-mêmes les stencils à la dernière minute à cause du manque de temps et compte tenu de nos connaissances modestes en langue française, nous prions l'honorable jury, de vouloir bien nous excuser pour les erreurs d'ordre orthographique et grammaticale.

Les parties tuner, ampli MF vision, ampli vidéo, ont été réalisées et rédigées par Mr. Bozadjiev Braninir.

La rédaction de la partie Base verticale, ainsi que la réalisation et la rédaction des parties ampli MF son, ampli BF, Base de temps lignes et l'alimentation, ont été effectuées par Mr. Antonov Anton.

Terminé à Alger, le 6 Juin 1968

Antonov

Br. Boz.

TABLE DE MATIERES

	<u>Pages</u>
Introduction.....	1
Chapitre I - Bloc diagramme du schéma général	2
Chapitre II-1 - Généralités sur les transistors en HF.....	3
" II-2 - Exemple de réalisation du selecteur V.H.F. à 3 transistors.....	15
" II-3 - Sélecteur V.H.F. à 4 transistors ...	18
Chapitre III - Chaine image. Généralités sur les amplificateurs moyenne fréquence image.....	20
" IV - Ampli M.F. image à transistors.....	28
" IV-1 - Performances de l'ampli MF image....	31
Chapitre V - Ampli Vidéo.....	32
Chapitre VI - Ampli MF son.....	33
Chapitre VII - Ampli BF son	36
" VII-1- Schéma général de l'ampli BF son....	43
Chapitre VIII - Bases de temps	
" VIII-1 Base de temps lignes.....	44
" VIII-2 Schéma général de base de temps lignes.....	51
" VIII-3 Base de temps images.....	54
" VIII-4 Schéma général de base de temps images.....	58
Chapitre IX - Alimentation.....	60
" IX-1 - Stabilisation de tension à tran- sistors.....	66
" IX-2 - Schéma général de l'alimentation.... stabilisée et régulée.....	70
Chapitre X - Tableau de transistors utilisés en T.V.....	72
Chapitre XI - Coclusion	73
