

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

7/69

lex



ELECTRONIQUE

THESE DE FIN D'ETUDES

ETUDE ET REALISATION DES
ELEMENTS FONCTIONNELS
D'UN
TELEVISEUR A TRANSISTORS

D. TELECOMMUNICATION

REALISE PAR

A. MEDJOUTI

PROPOSE PAR

BENSAID ET DEPAEPE

PROMOTION 1969

Universite d'ALGER

Ecole Nationale Polytechnique
Departement telecommunications

THESE DE FIN D'ETUDES

Sujet: Etude et réalisation des éléments fonctionnels
d'un téléviseur à transistors. Système C.C.I.R
"GERBER" norme B.

Etude et realisation:
A.MEDJOUTI.

Proposé par:
MM.BENSAID et DEPAEPE.

PROMOTION 1969

AVANT - PROPOS

Qu'il me soit permis, puisque l'occasion m'en est donnée, de remercier tous les professeurs qui ont contribué à ma formation notamment Mr SLOSIAR expert UNESCO et chef des départements telecommunications.

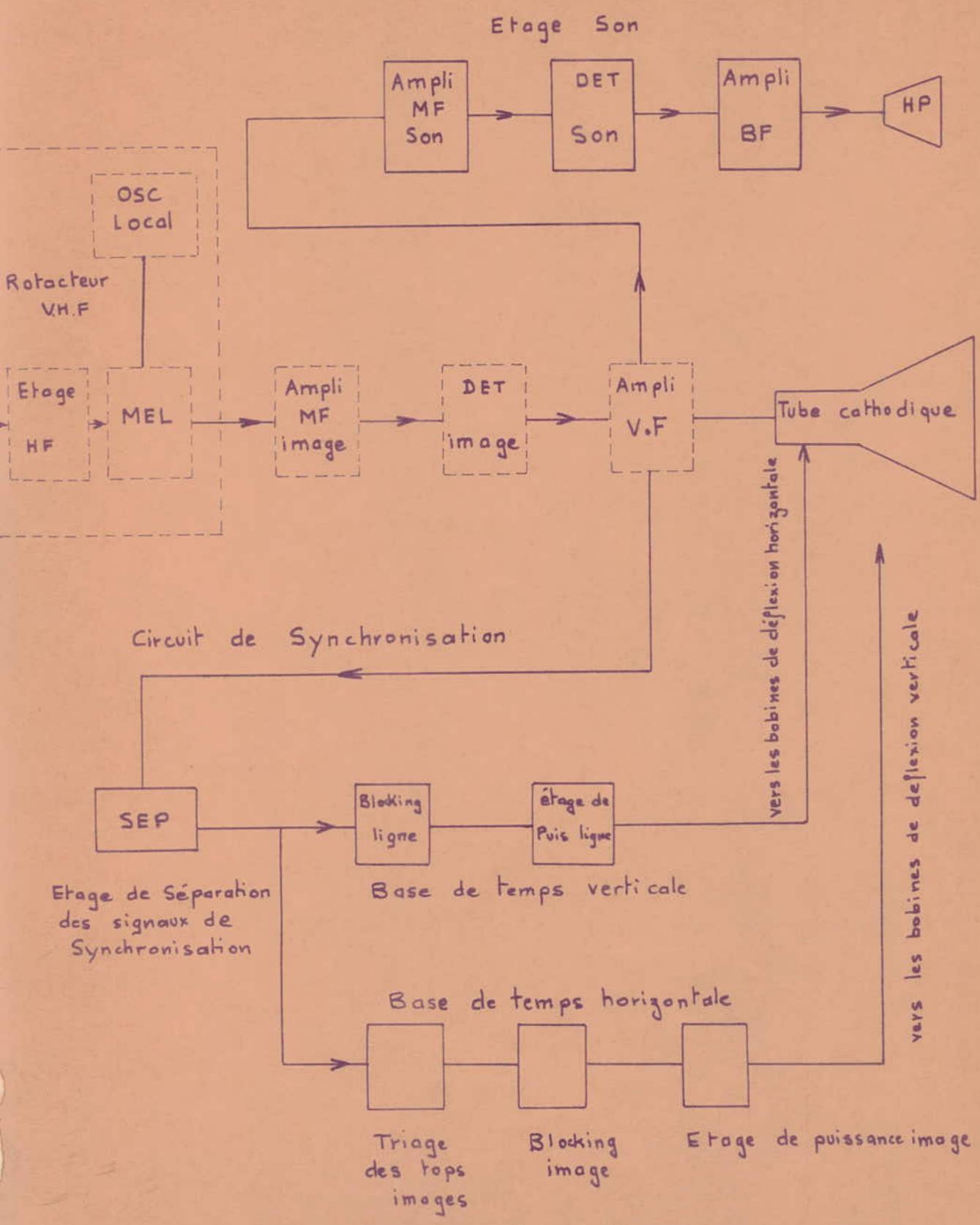
Je tiens à témoigner toute ma reconnaissance à MM DEPAEPE (maître assistant et chef des travaux à l'ENPA) et BENSALD (qui nous a dispensé le cours de television) pour l'aide précieuse qu'ils m'ont apportée afin de mener à bien mon projet.

I. INTRODUCTION.

L'effet transistor depuis sa découverte en 1948 a été appliqué progressivement à toutes les branches de l'électronique. C'est au tour du récepteur de télévision à être gagné par cette évolution. Le premier téléviseur à transistors a été réalisé par la RCA en 1953. Cet appareil de caractère expérimental démontrait la possibilité de l'emploi des transistors en réception TV. On constate que bien des problèmes sont à résoudre et que la transposition pure et simple des schémas à tubes en schémas à transistors est soit impossible soit inélégante. Il faut de plus tenir compte des caractéristiques particulières de ces minuscules pastilles de semi-conducteurs. Leurs procédés de fabrication influent sur leur aptitude à amplifier des fréquences de plus en plus élevées, à supporter des tensions de plus en plus grandes et à avoir des temps de commutation de plus en plus courts. Le schéma des différentes catégories de téléviseur se perfectionne rapidement.

Un grand avantage du téléviseur à transistors est la diminution très importante de la consommation (30 à 40w au lieu de 150w pour les téléviseurs à tubes). Cela réduit l'échauffement intérieur et augmente la fiabilité de l'appareil. Les transistors par eux même ont une durée de vie supérieure à celle des tubes. Ils sont prêts à fonctionner dès l'allumage, il n'y a plus cette minute d'attente avant de voir l'image sur le tube et leur comportement en HF est meilleur, c'est-à-dire que le bruit de fond est plus faible aussi bien en VHF qu'en UHF.

Schema Synoptique du Recepteur de Television



II-BUT-

On se propose de determiner tous les elements fonctionnels d'un recep-
teur de television a transistors. Le systeme adopte est le systeme 625
lignes C.C.I.R dont voici les caracteristiques:

Systeme europeen ou GERBER.B

Nombre de lignes	625
Affectation	V.H.F
Largeur canal (MHz)	7
Bande Video (MHz)	5
Ecart porteuse (MHz)	5,5
Sens du canal	V inferieur a S
Bande residuelle (MHz)	0,75
Nombre canaux V.H.F	II
Frequence trame (Hz)	50
Frequence ligne (Hz)	15 625
Modulation image	Negative
Modulation son	F.M

L'etage son, les circuits de synchronisation et l'alimentation feront
l'objet de cette etude.

IV RAPPELS SUR LES TRANSISTORS

On considère un transistor comme un quadripôle dont on aura à connaître le comportement exact, vu de ses bornes sans être obligé constamment de se préoccuper de ce qui se trouve à l'intérieur du boîtier. Le quadripôle transistor se traite comme un montage électrique qui facilite la détermination des circuits.

En raison de ses trois électrodes et de leurs possibilités pratiques le transistor peut se monter de trois manières différentes.

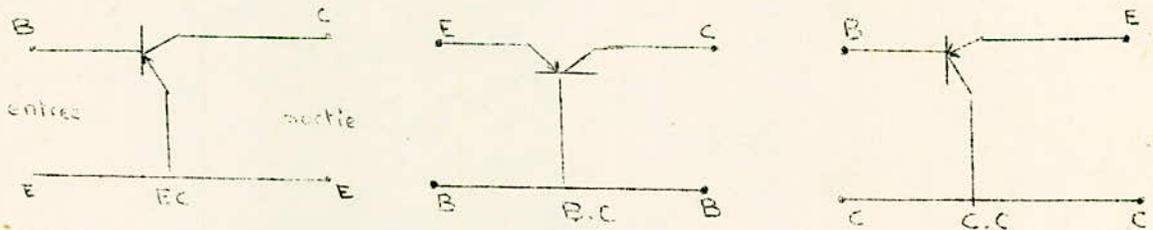
EC : émetteur commun entrée entre base et émetteur, sortie entre collecteur et émetteur.

BC : base commune entrée entre émetteur et base, sortie entre collecteur et base.

CC : collecteur commun entrée entre base et collecteur, sortie entre émetteur et collecteur.

En raison de son gain en puissance élevé le montage émetteur commun est presque exclusivement utilisé en basse fréquence. C'est le seul qui donne un gain en courant et en tension. Le rapport entre son impédance d'entrée et son impédance de sortie est faible par rapport au montage B.C et au montage C.C. Ces impédances dépendent moins des impédances de source et de charge que pour les montages B.C et C.C

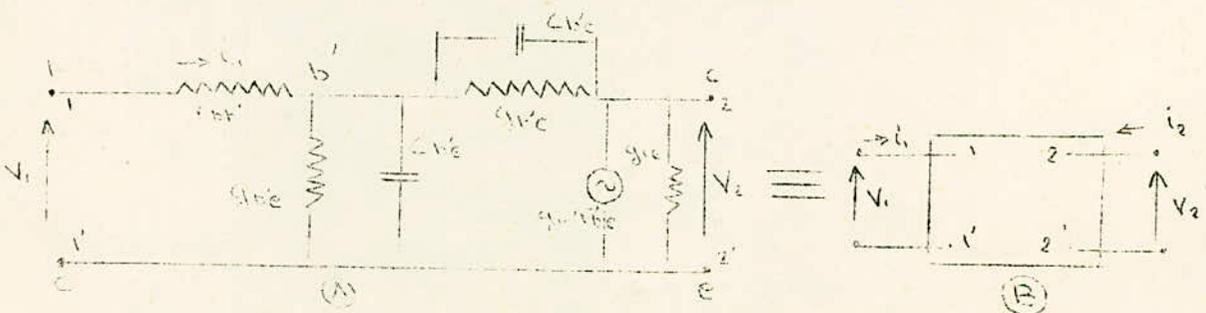
Schema



II. Paramètres du quadripôle.

Le montage interne du transistor fonctionne à peu près comme le montage électrique équivalent d'un transistor.

Schema équivalent dans le cas de la disposition émetteur commun.



Les resistances sont $r_{bb'}$, $1/g_{b'e}$, $1/g_{ce}$.

Les capacites sont $C_{b'e}$ et $C_{b'e}$.

Il y a un generateur fictif produisant une tension $g_m v_{b'e}$, $\ll g_m \gg$ etant le sybole de la pente du transistor et mesurable comme une conductance.

a) Parametres Y

A l'entree il existe un courant I_1 qui est fonction des tensions E_1 d'entree et E_2 de sortie. De meme le courant de sortie I_2 est fonction de E_1 et E_2 .

On a par consequent:

$$I_1 = F(E_1, E_2)$$

$$I_2 = \Psi(E_1, E_2)$$

Designons par i_1 , i_2 , v_1 et v_2 des faibles variations de I_1 , I_2 , E_1 et E_2 que l'on peut assimiler a des differentielles. On a dans ces conditions

$$i_1 = \frac{\partial I_1}{\partial E_1} v_1 + \frac{\partial I_1}{\partial E_2} v_2$$

$$i_2 = \frac{\partial I_2}{\partial E_1} v_1 + \frac{\partial I_2}{\partial E_2} v_2$$

Physiquement i_1 est la variation du courant I_1 lorsque varient simultanement E_1 et E_2 , dont il est fonction. Si l'on court-circuite en alternatif, la sortie on a $v_2=0$ dans ce cas le coefficient de v_1 dans l'expression de i_1 est designee par y_{11} . On a

$$y_{11} = \left(\frac{i_1}{v_1} \right)_{v_2=0}$$

De meme on definira avec sortie court-circuitee

$$y_{21} = \left(\frac{i_2}{v_1} \right)_{v_2=0}$$

Si l'on decourt-circuite la sortie et on court circuite l'entree on obtient $v_1=0$

$$y_{12} = \left(\frac{i_1}{v_2} \right)_{v_1=0}$$

et

$$y_{22} = \left(\frac{i_2}{v_2} \right)_{v_1=0}$$

Les valeurs i_1 et i_2 sont alors

$$i_1 = y_{11} v_1 + y_{12} v_2$$

$$i_2 = y_{21} v_1 + y_{22} v_2$$

Les quatre paramètres sont des admittances.

Y_{11} = admittance d'entrée avec sortie en court-circuit

Y_{21} = admittance de transfert direct avec sortie en court-circuit

Y_{12} = admittance de réaction inverse avec entrée en court-circuit

Y_{22} = admittance de sortie avec entrée en court-circuit

b) Paramètres Z

Dans ce cas on a $E_1 = F(I_1, I_2)$ et $E_2 = \varphi(I_1, I_2)$

en procédant comme pour les paramètres Y on obtient pour les variations i_1, i_2, v_1, v_2

$$v_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2$$

$$v_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2$$

Les paramètres impédances Z sont alors

$$Z_{11} = \left(\frac{v_1}{i_1} \right)_{i_2=0} \quad \text{impédance d'entrée avec sortie à vide}$$

$$Z_{12} = \left(\frac{v_1}{i_2} \right)_{i_1=0} \quad \text{impédance de transfert inverse avec entrée à vide}$$

$$Z_{21} = \left(\frac{v_2}{i_1} \right)_{i_2=0} \quad \text{impédance de transfert direct avec sortie à vide}$$

$$Z_{22} = \left(\frac{v_2}{i_2} \right)_{i_1=0} \quad \text{impédance de sortie avec entrée à vide}$$

Les paramètres Y et Z peuvent se mesurer. Ils peuvent aussi se calculer à l'aide de formules, en fonction de diverses grandeurs caractérisant les transistors et dont la valeur est souvent (mais pas toujours) donnée par les notices des fabricants.

Ces mesures s'effectuent à certaines fréquences : la fréquence de fonctionnement du transistor à utiliser, ou toute une bande de fréquence ou une fréquence différente de celle d'utilisation.

c) Paramètres hybrides.

On les désigne par h parce qu'ils sont "hybrides" et ils sont "hybrides" parce que leurs dimensions physiques ne sont pas les mêmes pour tous.

Impédance d'entrée avec sortie en court-circuit:

$$h_{11} = \left(\frac{v_1}{i_1} \right)_{v_2=0}$$

Rapport de réaction de tension avec entrée a vide

$$h_{12} = \left(\frac{v_1}{v_2} \right)_{i_1=0}$$

-Gain de courant avec sortie en court circuit

$$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1} \right)_{v_2=0}$$

-Admittance de sortie avec entrée a vide

$$h_{22} = \left(\frac{i_2}{v_2} \right)_{i_1=0}$$

d). Relations entre les divers paramètres Y

$$Y_{11e} = Y_{11b} - Y_{21b}$$

$$Y_{12e} = Y_{22b}$$

$$Y_{21e} = Y_{22b} - Y_{12b}$$

$$Y_{22e} = -Y_{21b}$$

Ces formules donnent les Y en EC en fonction des Y en BC. Une autre série de formules donne les Y en C.C en fonction des Y en BC et en EC

$$Y_{11c} = Y_{21e}$$

$$Y_{12c} = -Y_{11e}$$

$$Y_{21c} = -Y_{21e} = Y_{21b}$$

$$Y_{22c} = Y_{11b}$$

e) variation des paramètres.

Pour un transistor déterminé, les paramètres dépendent de la fréquence et du point de fonctionnement, c'est à dire du courant continu I_e de polarisation et de la tension collecteur à émetteur V_{ce} . Il est donc obligatoire de préciser le point de fonctionnement pour lequel on considère les divers paramètres.

Comme indications utiles on notera.

1°/ $V_{bb'}$ est la seule grandeur à peu près constante lorsque I_e et V_{ce} varient

2°/ Toutes les autres résistances des schémas électriques équivalents sont inversement proportionnelles à I_e

3°/ Les capacités sont proportionnelles à I_e

4°/ La pente interne g_m est proportionnelle à I_e , propriété précieuse pour les dispositifs de variation de gain.

5°/ Le gain en courant et la capacité du collecteur varient avec V_{ce} .

III Effet de neutrodynage.

Considerons le montage en EC. Si l'on effectue le neutrodynage (dit aussi neutralisation, unilateralisation ou neutrodynation) les parametres se comportent de la maniere suivante:

a) en raison du montage du circuit de neutrodynage un nouveau quadripole est cree compose de l'ancien avec adjonction des elements de neutrodynage.

b) les parametres du nouveau quadripole sont les memes que ceux de l'ancien sauf Y'_{1e} qui est nul

$$Y'_{1e} = 0$$

$$Y'_{1e} = Y_{1e}$$

$$Y'_{2e} = Y_{2e}$$

$$Y'_{2e} = Y_{2e}$$

IV- Parametres en BF

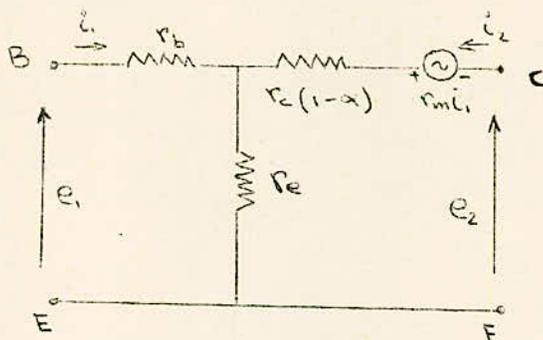
Lorsque la frequence est basse, des elements, termes reactifs L et C entrant dans la composition du quadripole deviennent sans influence importante. A la frequence $f=0$ leur influence est nulle la capacite apparait comme une coupure de circuit et la self-induction comme une connection entre deux points.

$$Y_{12} \Rightarrow g_{12}$$

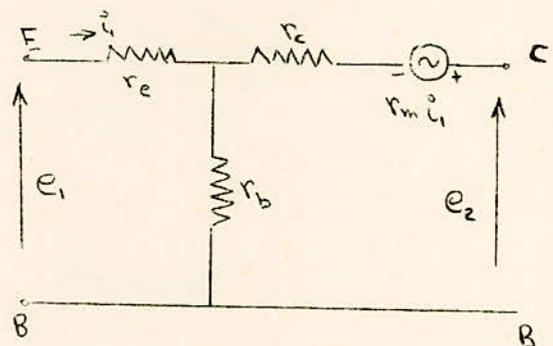
$$Z_{12} \Rightarrow R_{12}$$

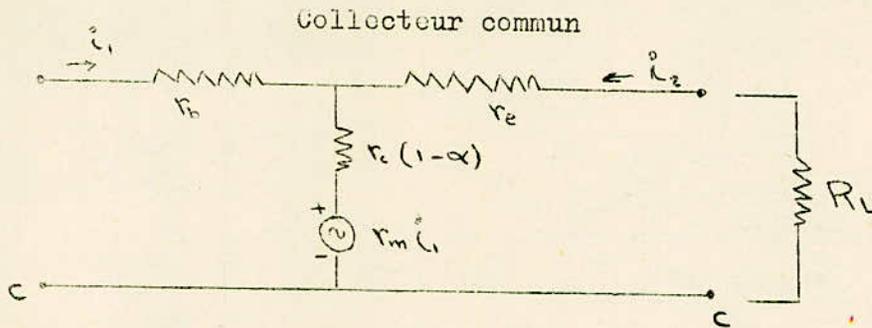
V- Schemas en B.F.

Emetteur commun



Base commune





r_o : Resistance d'emetteur

r_b : Resistance de base

r_c : Resistance du collecteur

L'effet amplificateur est indiquee par les generateurs de tensions $r_m \dot{i}_1$ avec la polarite indiquee pour les PNP et a inverser pour les NPN. Le terme α sse nomme gain de courant en montage base commune. Aux basses frequences on le designe par α_o de sorte qu'aux frequences croissantes α diminue d'apres la loi :

$$\alpha = \frac{\alpha_o}{1 + j \frac{F}{F_\alpha}}$$

ou encore:
$$\alpha = \frac{\alpha_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{F}{F_\alpha}\right)^2}}$$

F_α etant la frequence de coupure du transistor en montage BC et definie comme la frequence pour laquelle $\alpha = 0,707 \alpha_o$. La valeur F_α est indiquee par les fabricants des transistors.

VI- Relations entre les parametres h et Y

$$h_{11} = \frac{1}{Y_{11}}$$

$$h_{12} = -\frac{Y_{12}}{Y_{11}}$$

$$h_{21} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}}$$

$$h_{22} = \frac{Y_{11} Y_{22} - Y_{21} Y_{12}}{Y_{11}} = \frac{\Delta Y}{Y_{11}}$$

Ces formules sont valables pour les trois montages EC, BC et CC.

VII- Resistances

a) resistance d'entree:

$$R_i = \frac{h_{11} + \Delta h R_L}{1 + h_{12} R_L} = \frac{Y_{22} + Y_L}{Y_{11} Y_L + \Delta Y}$$

b) Resistance de sortie:

$$R_o = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{12} R_g} = \frac{Y_{11} + R_g}{\Delta Y + Y_{22} R_g}$$

c) Resistance Ri optimum d'adaptation

$$R_{i \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11} \Delta h}{h_{22}}}$$

$$R_{i\text{opt}} = \sqrt{\frac{h_{II} \Delta h}{h_{22}}}$$

d) Résistance de charge de sortie optimum

$$R_{l\text{opt}} = \sqrt{\frac{h_{II}}{h_{22} \Delta h}}$$

VIII- GAINS

a) gain de tension.

$$G_v = \frac{h_{2I} R_L}{h_{II} + h_{RL}} = \frac{-V_{2I} R_L}{I + Y_{22} R_L}$$

b) gain de courant

$$G_i = \frac{h_{2I}}{I + h_{22} R_L} = \frac{V_{2I}}{Y_{II} + Y_{RL}}$$

base commune

$$\alpha_o = h_{2Ib}$$

emetteur commun

$$\beta_o = h_{2Ie} = \frac{\alpha_o}{I - \alpha_o}$$

collecteur commun

$$\gamma_o = \frac{I}{I - \alpha_o}$$

c) Gain de puissance

$$G_p = G_i \cdot G_v$$

$$G_p = \frac{h_{2I}^2 R_L}{(I + h_{22} R_L) (h_{II} + \Delta h R_L)}$$

$$G_p = \frac{h_{2I}^2 R_L}{(Y_{22} + Y_L) (\Delta Y + Y_{II} Y_L)}$$

gain de puissance avec adaptation.

$$G_p \text{ max} = \frac{h_{2I}^2}{(\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{II} h_{22}})^2}$$

$$G_p \text{ max} = \frac{Y_{2I}^2}{(\sqrt{\Delta Y} + \sqrt{Y_{II} Y_L})^2}$$

IX- FREQUENCES DE COUPURE.

Soit F_{α} la fréquence de coupure en base commune et F_{β} la fréquence de coupure en montage émetteur commun. On a :

$$F_{\beta} = F_{\alpha} (1 + h_{21b})$$

$$F_{\alpha} = F_{\beta} (1 + h_{21e})$$

X- CAPACITE DE COLLECTEUR EN B.F.

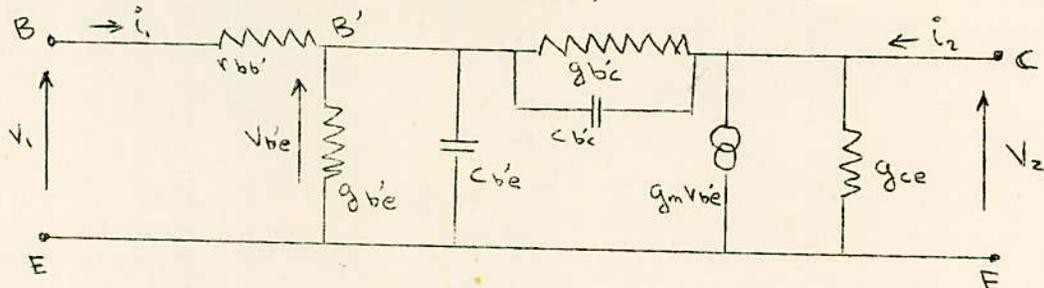
lorsque la fréquence basse n'est plus proche de zéro par exemple $F = 5000$ Hz on doit considérer aussi une capacité de collecteur qui est disposée en parallèle sur r_c et le générateur

Avec un transistor PNP par alliage C_c est proportionnelle théoriquement à $\sqrt{V_c}$

Avec un transistor NPN par tirage C_c est proportionnelle théoriquement à $\sqrt[3]{V_c}$

XI- ETUDE DU TRANSISTOR DANS LE CAS DES FREQUENCES ELEVEES.

a) schéma: Le montage équivalent en émetteur commun est (on l'appelle schéma de GIACOLLETO)



B' est la vraie base. Les éléments intérieurs du transistor sont

$r_{bb'}$ = Résistance répartie de base

$C_{b'e}$ = capacité entre B' et E , détermine la fréquence de coupure

g_{ce} = conductance de sortie

$g_{b'e}$ = partie réelle de l'admittance d'entrée

$C_{b'c}$ et $G_{b'c}$ sont les éléments de réaction entre entrée et sortie.

G_m = pente interne = transconductance = $-\frac{I_2}{V_{b'e}}$

b) Paramètres Y aux fréquences élevées. Montage EC.

$$Y_{IIc} = G_{IIc} + j 2\pi F C_{IIc}$$

$$Y_{I2c} = G_{I2c} + j 2\pi F C_{I2c}$$

$$Y_{2Ie} = G_{2Ie} + j2\pi f C_{2Ie}$$

$$Y_{22e} = G_{22e} + j2\pi f C_{22e}$$

En posant $b = \frac{i}{2\pi f C}$

On obtient

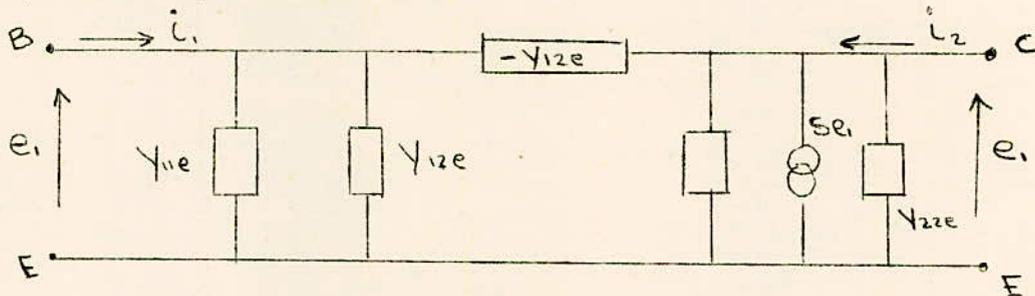
$$Y_{IIc} = G_{IIc} + j b_{IIc}$$

$$Y_{I2e} = G_{I2e} + j b_{I2e}$$

$$Y_{2Ic} = G_{2Ic} + j b_{2Ic}$$

$$Y_{22e} = G_{22e} + j b_{22e}$$

c) schema equivalent en II

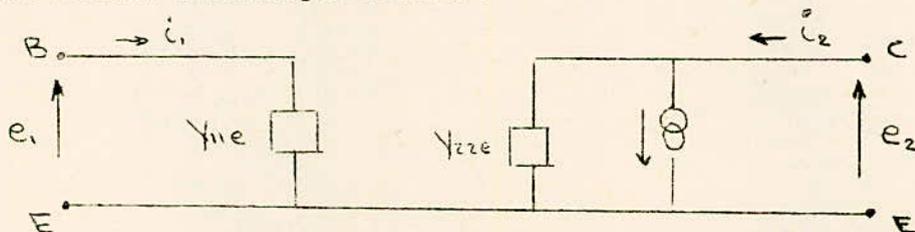


La pente extreme S est egale a $S = Y_{2Ic} - Y_{I2e}$

d) Neutrodynage (Neutrodynation, unilateralisation).

Ce montage permet de supprimer a une frequence F determinee (et pratiquement dans toute une bande dont F est la frequence mediane), La tendance a l'oscillation du transistor due a l'action du signal de sortie sur celui d'entree en appliquant sur la base une tension prise sur le circuit de collecteur en phase opposee de celle du collecteur. Avec neutrodynage le terme Y_{I2e} est compense par un terme Y_n de sorte que dans l'ensemble neutrodynne compose du transistor et de l'admittance Y_n , l'admittance de reaction est nulle.

Le schema electrique devient:



c) VARIATION DES ELEMENTS.

Les parametres h et Y (donc les resistances et les capacites) varient:

- 1°/ en fonction du point de fonctionnement.
- 2°/ en fonction de la frequence.

f) GAIN MAXIMUM EN H.F. MONTAGE EC.

On l'obtient lorsque l'entree et la sortie sont adaptees

Gain maximum de puissance

$$G_p \text{ max} = \frac{t s t^2}{4 G_{IIe} G_{22e}} = \frac{t s t^2}{4} R_{IIe} R_{22e}$$

La pente externe S à la frequence F peut etre deduite de S₀ pente externe en BF à l'aide de la formule:

$$S = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \frac{F^2}{F_s^2}}} \quad \text{avec} \quad S_0 = \frac{g_{m0}}{1 + r_{bb'} g_{be}}$$

et F_s la frequence pour laquelle S = 0,707 S₀
c'est la frequence de coupure de la pente .

g) DETERMINATION EXPERIMENTALE DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT DE GIACOLLETTO.

$$\mu = \left(\frac{V_{eb}}{V_{cb}} \right)_{I_e=0}$$

$$r_e = \frac{kT}{eI_e}$$

La theorie donne les relations

$$r_{bb'} = (\beta_0 + 1) r_e$$

$$r_{ce} = \frac{r_e}{\mu}$$

$$r_{b'e} = (\beta_0 + 1) \frac{r_e}{\mu}$$

$$C_{be} = \frac{1}{2\pi r_e f_{\alpha}}$$

$$g_{m0} = \frac{\alpha_0}{r_e}$$

Il suffit de mesurer β_0 (ou α_0), μ et f_{α} pour obtenir les cinq elements ci-dessus. Ces mesures sont completees par celle de $r_{bb'}$ ($r_{bb'} = R_{II0}$ aux frequences elevees) et eventuellement de R_e et $C_{cj} = C_{b'c}$.

XII- LES NEUF PRINCIPES D'UTILISATION DES TRANSISTORS.

Pour realiser des circuits a transistors et pour les etudier on peut se baser sur les principes suivants:

1°/ Le courant collecteur d'un transistor est toujours pratiquement egal a son courant d'emetteur (sauf dans le cas d'une tres forte saturation)

2°/ On ne peut faire passer un courant collecteur I_c dans un transistor qu'a condition de fournir a sa base un courant I_b superieur ou egal au quotient de I_c par le gain β valable pour la valeur de I_c cherchee.

3°/ La somme geometrique des courant de collecteur, de base, et d'emetteur d'un transistor est toujours nulle.

4°/ Dans un transistor qui n'est pas bloque la difference de potentiel base-emetteur est toujours faible; elle varie peu avec l'intensite du courant base.

5°/ Le courant collecteur dans les montages emetteurs communs et surtout base commune depend peu de la tension collecteur emetteur.

6°/ En fonctionnement en saturation (le courant collecteur ayant une valeur faible que celle qu'il aurait si l'on augmentait un peu la tension collecteur) on peut considerer pour la plupart des transistors que le collecteur et l'emetteur sont pratiquement en court-circuit et que la base est reliee a ses deux electrodes par une resistance faible.

7°/ En montage emetteur commun le courant de fuite collecteur $I_{c_{co}}$ est egal au produit par β de $I_{c_{bo}}$ (souvent appele I_{co}). Ce courant de collecteur est celui qui passe quand la connection de base est en l'air. En emetteur commun on peut reduire le courant collecteur jusqu'a la valeur $I_{c_{bo}}$ a condition d'envoyer a la base un courant invers^e egal a $I_{c_{bo}}$.

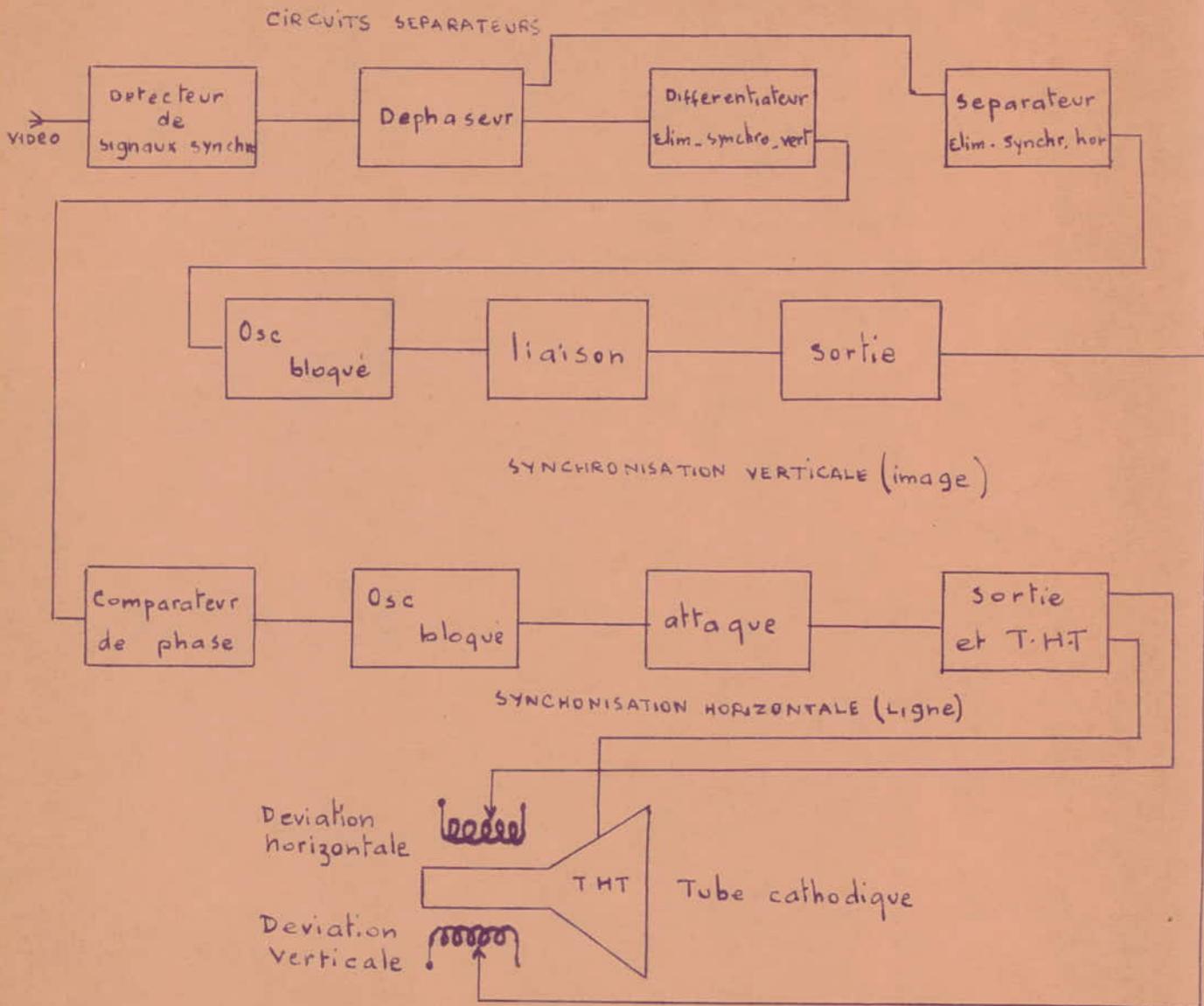
8°/ En montage emetteur commun si l'on place une impendance Z entre l'emetteur et la masse l'impendance d'entree du montage augmente sensiblement de βZ

9°/ Un montage en base commune attaque en courant a une frequence de coupure à 3dB qui vaut f_a ; le montage emetteur commun attaque en courant a une frequence de coupure $\beta_0 \cdot f_p$ fois plus faible que la precedente, le montage emetteur commun attaque en tension a une frequence de coupure a 3dB qui est F_{CS} tres superieur en general à F_p et inferieur a F_x .

Ces principes n'expliquent pas completement le fonctionnement des transistors, mais facilitent certains calculs de circuit s a transistors



SCHEMA SYNOPTIQUE DES CIRCUITS DE SYNCHRONISATION



VI- CIRCUITS DE SYNCHRONISATION.

I-Schema synoptique d'ensemble.

La figure si-contre donne le schema de l'ensemble des circuits de synchronisation et de balayage.

La tension video prelevee sur le preamplificateur de ce circuit est appliquee aux circuits de synchronisation.

Cette tension est d'abord detectee afin d'eliminer la modulation video et de conserver les signaux de synchronisation horizontale et verticale. Le dephaseur permet de leur donner la polarite convenable. Ensuite on les separe afin de les diriger sur les bases de temps respectives. C'est le rôle de l'etage differentiateur qui elimine les signaux de synchronisation verticale, ne conservant que les signaux de synchronisation horizontale. Le rôle de l'etage separateur ou integrateur est inverse; il conserve les signaux de synchronisation verticale.

Le circuit de balayage vertical comprend: un oscillateur bloque un etage de liaison et un etage de puissance.

Le circuit de balayage horizontal est forme de quatre etages: comparateur de phase, oscillateur bloque, circuit d'attaque, etage de puissance. Ce dernier etage fournit egalement la tres haute tension pour l'anode du tube et les tensions necessaires au televiseur autres que la tension generale d'alimentation.

2-Circuits separateurs theoriques.

a) Generalites.

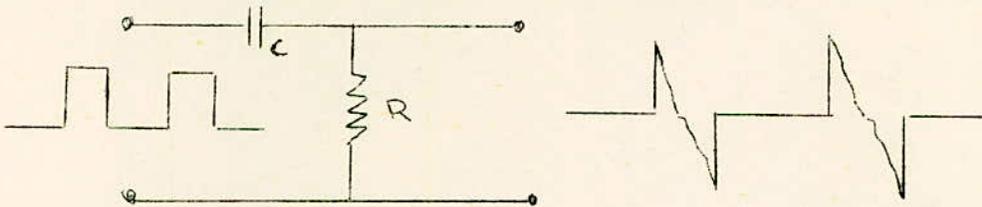
La forme des signaux de synchronisation est variable suivant les standards. Pour le standard Français la polarisation est positive et les signaux de synchronisation sont au-dessous du niveau du noir entre 30% et 0 de la modulation de l'emetteur.

Au contraire les standards des pays europeens (en particulier le systeme Gerber) ont une modulation negative. Les signaux de synchronisation sont au dessus du niveau du noir entre 75% et 100% de la modulation. Ils sont donc de polarite inverse de ceux du standard Français.

D'autre part suivant le nombre de lignes la durée des signaux de synchronisation est différente.

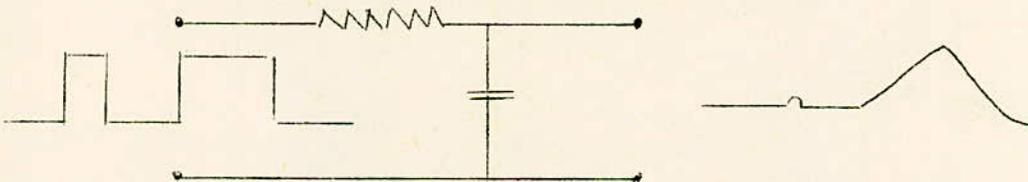
La forme des impulsions de synchronisation est différente suivant les standards. Entre les signaux verticaux et horizontaux il y a une nette différence de durée, leur séparation est relativement aisée. Cette séparation repose sur la propriété des circuits R-C appelés différentiateurs et intégrateurs. Ce sont des étages dans lesquels le transistor élimine par écrêtage le signal qui a été différencié ou intégré.

Schéma théorique d'un circuit différentiateur.



La constante de temps R.C est petite devant la durée de l'impulsion de synchronisation horizontale.

Schema théorique d'un circuit intégrateur.

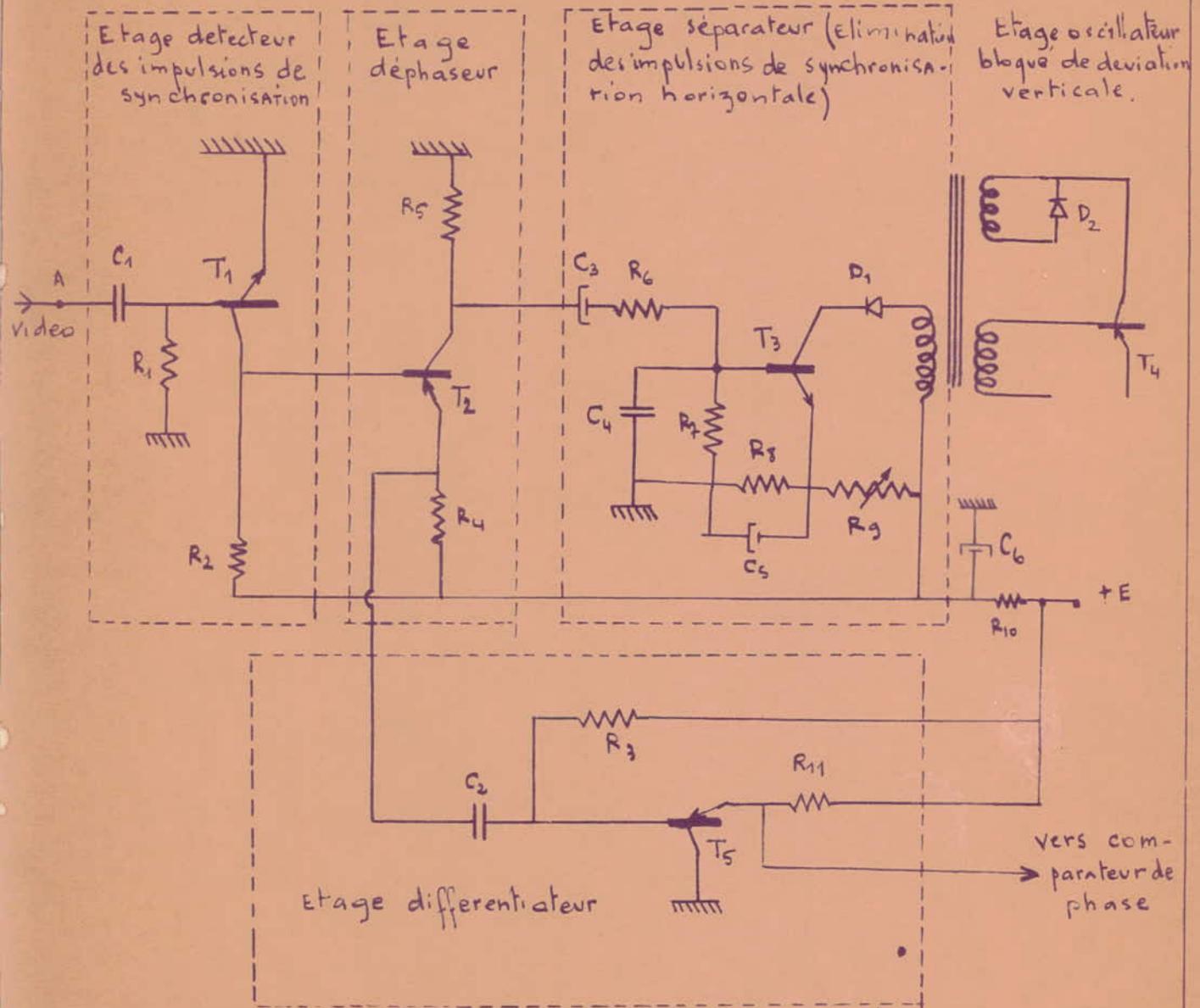


La constante de temps R.C est grande devant la durée des impulsions horizontales. Un tel signal n'a pas le temps de charger le condensateur et l'impulsion de sortie est pratiquement inexistante.

Par contre les impulsions (v) permettent la charge complète du condensateur. Au bout d'un temps égal à R.C la tension aux bornes de C est égale à 63% de la tension aux bornes du circuit. Au bout de quatre fois la constante de temps la tension aux bornes de C est égale à 98% de celle de la source.

Une constante de temps de 5 micro-secondes permet la charge totale du condensateur pour une impulsion verticale de 20 micro-secondes.

SCHEMA COMPLET DES CIRCUITS DE SYNCHRONISATION

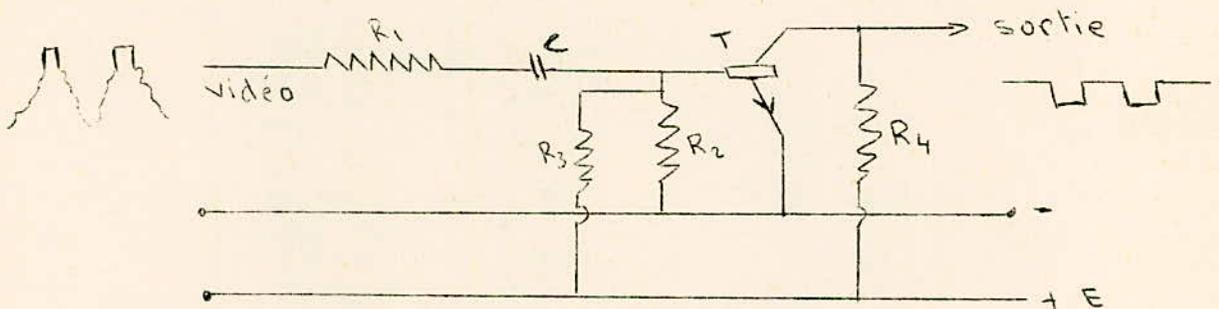


b) Detecteurs de signaux de synchronisation.

Le premier etage des circuits separateurs reçoit le signal video complet. Il doit éliminer la modulation correspondant à l'image et extraire les signaux de synchronisation.

On utilise un transistor N.P.N ou PNP (selon que les signaux de synchronisation sont positifs ou négatifs) monté en émetteur commun. Le signal est appliqué sur la base à travers un circuit de liaison à résistance-capacité.

Le système 625 lignes CCIR utilise des signaux de synchronisation positifs. Le schéma correspondant du détecteur est le suivant:



c) Etage dephaseur.

Pour obtenir une bonne élimination de la modulation video et des parasites, on ajoute souvent après le détecteur un étage dephaseur. Celui-ci est parfois indispensable pour inverser la polarité des signaux, selon les standards et selon les schémas adoptés. De plus il fournit sous basse impédance les impulsions à l'étage différentiateur.

d) Schema complet des circuits de synchronisation.

Etage détecteur, dephaseur, separateur et différentiateur
(voir ci-contre)

-Etage détecteur.

Il supprime la modulation video et conserve que les impulsions de synchronisation verticale et horizontale.

-Etage dephaseur.

Il inverse la phase des impulsions de synchronisation verticale et horizontale provenant du détecteur qui les envoie à l'étage separateur pour l'élimination des impulsions de syn-

chronisation horizontale. Il augmente la stabilité des impulsions de synchronisation par saturation du transistor T_2 . Il fournit sous basse impédance les impulsions à l'étage différentiateur.

-Etage différentiateur.

Il élimine les impulsions verticales et dirige sous basse impédance les impulsions horizontales vers le comparateur de phase.

Les impulsions verticales et horizontales sont prélevées sur l'émetteur de l'étage déphaseur aux bornes de R_4 . Elles sont différenciées par le circuit C_2R_3 dont la constante de temps est de l'ordre de grandeur de la durée des impulsions horizontales.

Les impulsions horizontales sont peu affectées par la différenciation. Par contre les impulsions verticales ne voient subsister que leur front avant et leur front arrière avec une durée sensiblement identique à celle des impulsions horizontales.

Sur l'émetteur du transistor T_5 ne subsistent que les impulsions horizontales et le front avant c'est à dire le flanc négatif de l'impulsion de synchronisation verticale. Le front arrière ne possède pas la polarité voulue pour rendre conducteur le transistor polarisé en classe B.

-Etage séparateur.

Il intègre les impulsions horizontales et verticales puis il élimine les impulsions horizontales.

Les impulsions de synchronisation sont prélevées sur le collecteur du transistor T_2 à travers la capacité C_3 .

Le circuit intégrateur augmente en amplitude les impulsions verticales par rapport aux impulsions horizontales.

Le transistor T_3 conduit uniquement pendant la crête des impulsions verticales.

Sur le collecteur du transistor T_3 les impulsions horizontales sont éliminées. Les impulsions verticales sont transmises au primaire du transformateur qui permet d'asservir l'oscillateur bloqué.

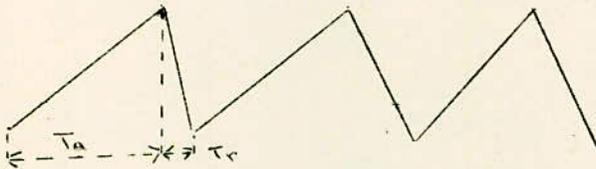
La diode D_1 est montée en série avec l'enroulement du transformateur K_3 afin que la diode collecteur-base du transistor séparateur T_3 n'amortisse pas les circuits de l'oscillateur bloqué de déviation verticale pendant la durée de l'impulsion.

3-1A BASE DE TEMPS VERTICALE

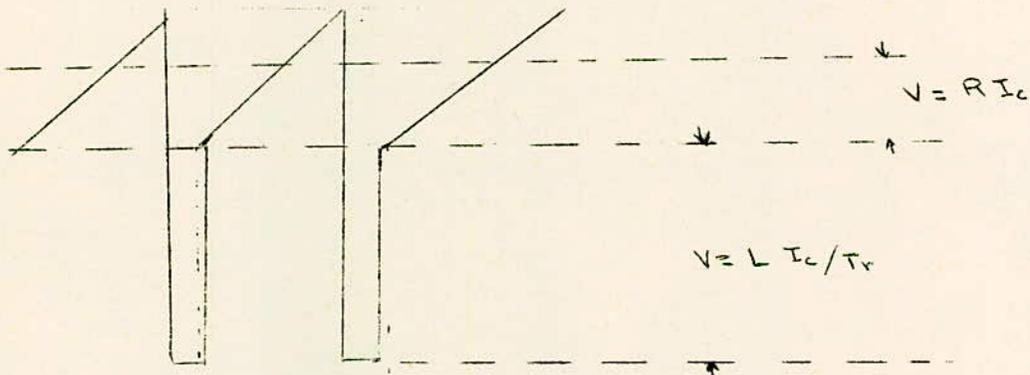
A)-Principe des circuits de déviation magnétique:

a) Généralités:-

Dans un téléviseur la déviation du spot lumineux sur l'écran du tube cathodique est assurée par des circuits qui créent dans les bobines de déviation correspondantes un champ magnétique variant linéairement en fonction du temps (aller de déviation), puis revenant rapidement à sa valeur initiale (retour). Une telle loi de variation est dite en dents de scie. La fréquence de récurrence de cette base de temps est celle des impulsions de synchronisation de trame ou verticales soient encore 50 Hz pour les standards européens.



Forme théorique du courant aux bornes du déflecteur vertical.



Forme théorique de la tension aux bornes du déflecteur vertical.

Le champ est produit à l'aide d'un ensemble de bobines ayant une inductance L et une résistance R . Le courant i dans ces bobines doit suivre la même loi de variation que le champ. Pour des raisons technologiques et en raison de la basse fréquence du signal la constante de temps L/R est négligeable devant la durée du balayage T_a . La tension aux bornes du déflecteur pendant l'aller est sensiblement égale à $v=Ri$.

Par contre pendant le retour qui, en pratique ^{est} au moins vingt fois plus court que l'aller, le terme $L di/dt$ est prépondérant et on a sensiblement:

$$v = L \frac{di}{dt} = L \frac{I_c}{T_r}$$

on supposant que le courant varie linéairement en fonction du temps. Un déflecteur est caractérisé par la puissance dissipée dans les bobines:

$$P_0 = f(I_c, V_a)$$

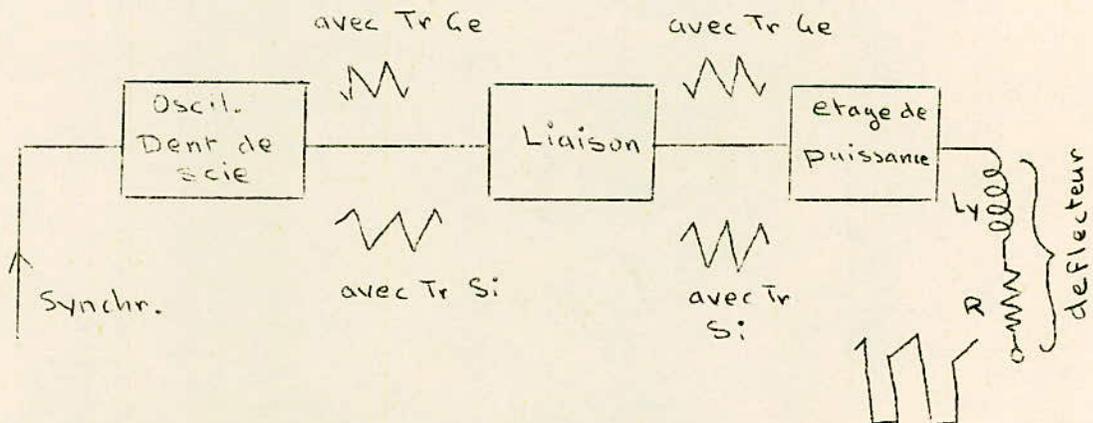
I_c : est la valeur de crête du courant nécessaire pour dévier le spot d'un bord à l'autre de l'écran lorsqu'on modifie la résistance R qui est la résistance du déflecteur.

V_a : est la tension d'alimentation de l'étage.

Le circuit destiné à la production du courant de balayage comprend généralement:

- un générateur de tension en dents de scie de fréquence convenable.
- éventuellement un étage adapteur d'impédance appelé également étage de liaison.
- un amplificateur de puissance alimentant les bobines de déviation.
- un étage de linéarisation.

Schéma-bloc du circuit de balayage.



b)-Générateurs de signaux en dents de scie:

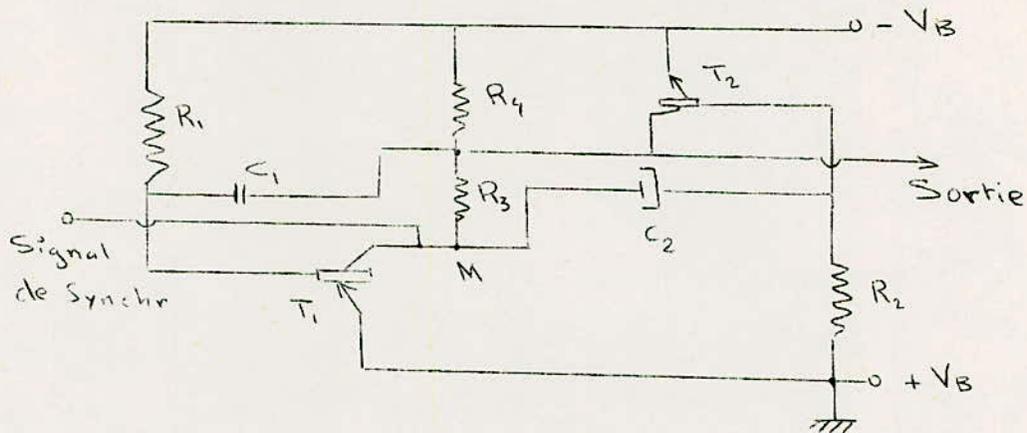
Un tel générateur est constitué par un oscillateur produisant des impulsions de durée et de fréquence convenables qui sont intégrées dans un réseau passif RC ou RL. C'est un circuit dans lequel la constante de temps principale est donnée par la charge ou la décharge d'un condensateur dans un circuit résistif.

Ces générateurs doivent remplir les conditions imposées aux oscillateurs à tubes classiques, à savoir:

- la stabilité de fréquence aussi bien en fonction de la température que de la tension d'alimentation.
 - la reproductibilité du circuit; on doit pouvoir interchanger les éléments passifs et actifs sans difficultés.
 - la plage de synchronisation doit être suffisante pour assurer le rattrapage des glissements de fréquence accidentels dus à l'action du réglage d'amplitude aux variations de la température et de la tension d'alimentation. Cette plage ne doit pas non plus être trop grande pour que l'oscillateur risque d'être affecté pendant un temps minimal par les impulsions parasites qui pourraient survenir.
- Plusieurs types d'oscillateurs sont utilisables.

b.I-Oscillateur à effet Miller:

Schéma de base.



Le premier transistor T_1 fonctionne en intégrateur Miller. Le potentiel de sortie aux bornes de la résistance collecteur de T_1 est:

$$V = G V_B (1 - e^{-\frac{t}{(1+G)R_1C_1}})$$

G est le gain du transistor qui intervient pour augmenter à la fois le niveau de sortie et la constante de temps du circuit par rapport à un intégrateur RC simple. Le transistor T_2 fonctionne en commutateur; il est bloqué à travers la grande constante de temps R_2C_2 lorsque le signal en M a atteint une valeur donnée. Il assure alors par court-circuit de la charge collecteur R_4 du premier transistor, un retour aux conditions initiales, c'est-à-dire le retour de la dent de scie de balayage.

La synchronisation directe de cet oscillateur est facilement obtenue par superposition sur la base du transistor commutateur des impulsions de synchronisation au signal produit par l'intégrateur.

Bien que ce générateur ait une impédance de sortie assez élevée de l'ordre de quelques milliers d'ohms son utilisation est intéressante. En effet;

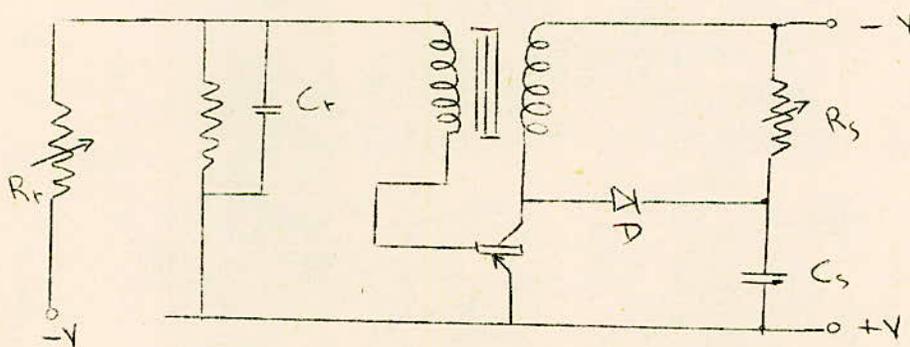
- le signal obtenu peut-être aisément modelé; il ya un niveau de référence fixe, ici le pôle négatif de la tension d'alimentation.

- la présence de G dans l'expression de la constante de temps permet une diminution correspondante de la valeur du condensateur C_T d'où la possibilité d'utilisation de condensateur de grande stabilité.

- La stabilité en fonction de la température est obtenue par l'utilisation d'un transistor T_1 au silicium ayant un courant de repos faible.

Il existe aussi des oscillateurs bloqués et des multivibrateurs (ou auto-oscillateurs) comme générateurs de signaux en dents de scie.

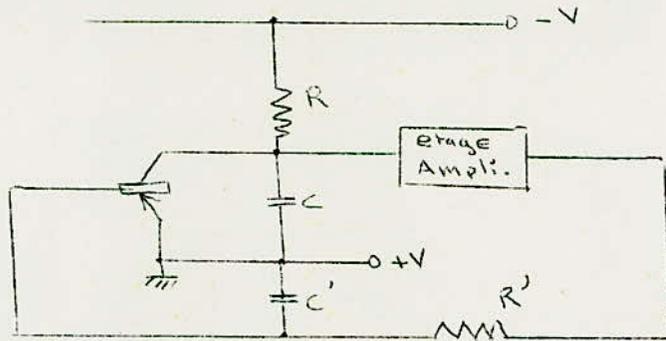
b.2-Schéma d'un oscillateur bloqué:



Le condensateur C_S se décharge directement à travers la diode et le transistor sans traverser l'enroulement. Celui-ci peut-être plus petit et est facile à réaliser. Pendant l'allure la diode est bloquée et isole l'oscillateur du circuit intégrateur. Ainsi la réaction du réglage de l'amplitude (R_S) sur le réglage de la fréquence (R_T) est négligeable. La stabilité de fréquence est très bonne.

b.3-Schéma théorique du montage auto-oscillateur:

Le montage suivant est simple; il offre la possibilité comme l'oscillateur bloqué d'attaquer l'étage amplificateur en liaison continue du fait du niveau de référence constant du signal produit. Le modelé de la tension de rétroaction permet une décharge mieux contrôlée du condensateur C que précédemment.



c. Etage de liaison:

C'est un montage généralement à liaison continue. Il est équipé d'un transistor PNP ou NPN monté en collecteur commun. Le choix de ce transistor en NPN couplé ou PNP final assure à l'ensemble une bonne tenue en température. La diminution de conduction du transistor final est provoquée par une augmentation de la conduction de l'étage de liaison. L'impédance du circuit est alors très faible ce qui est alors une condition favorable.

d. Etage final:

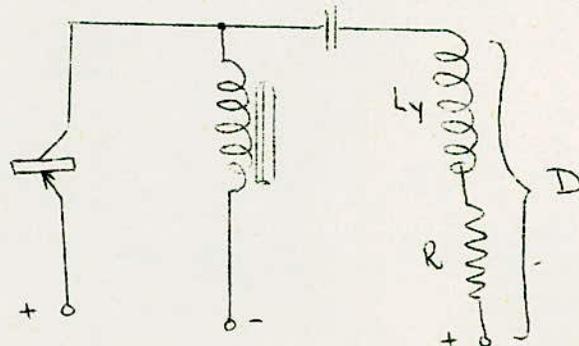
On considère que l'impédance des bobines de déviation qui constituent la charge de l'étage final est purement résistive à l'aller et surtout inductive pendant le retour. Il en résulte donc deux modes de fonctionnement très différents.

d.1 Pendant l'aller:

Pendant l'aller l'étage de sortie doit être considéré comme un amplificateur classique à charge résistive. Il peut comprendre un transistor monté en classe A. Différents modes de couplage entre le circuit collecteur et déviateur peuvent être utilisés.

Le montage suivant est le plus utilisé.

Couplage par inductance



d.2 Pendant le retour:

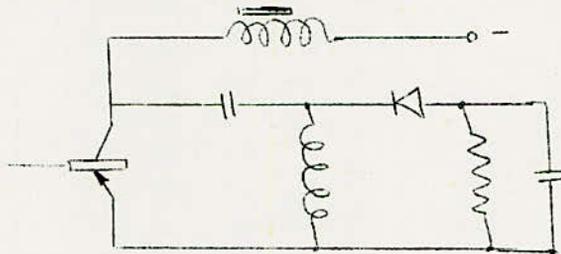
Pendant le retour le fonctionnement est différent. Au début du

retour la tension de base du transistor devient nulle en un temps très court nettement inférieur au temps t_r alloué au courant de déviation pour s'annuler. Le transistor est bloqué presque instantanément et une surtension apparaît aux bornes des bobines de déviation. Cette surtension doit être limitée pour éviter le claquage du transistor. Pour cela on collecte aux bornes des bobines un élément caractérisé par une loi $v = f(i)$ où i est le courant dans l'élément et v la tension à ses bornes.

On démontre que le courant de déviation et la tension aux bornes des bobines durant le retour sont déterminés par les éléments extérieurs au transistor.

Pour un temps de retour t_r donné la valeur crête de la tension collecteur V_c est minimale lorsque la variation du courant est linéaire pendant le retour. A ce moment v est constant et est égal à V_0 .

La caractéristique $v = V_0$ est obtenue par une diode à seuil comme l'indique le schéma ci-dessous:



Il est également possible d'obtenir une tension sensiblement constante pendant le retour sans utiliser aucun émetteur, en mettant à profit les propriétés particulières de certains transistors dans la zone d'avalanche du collecteur.

d.3 Dispositif de linéarisation:-

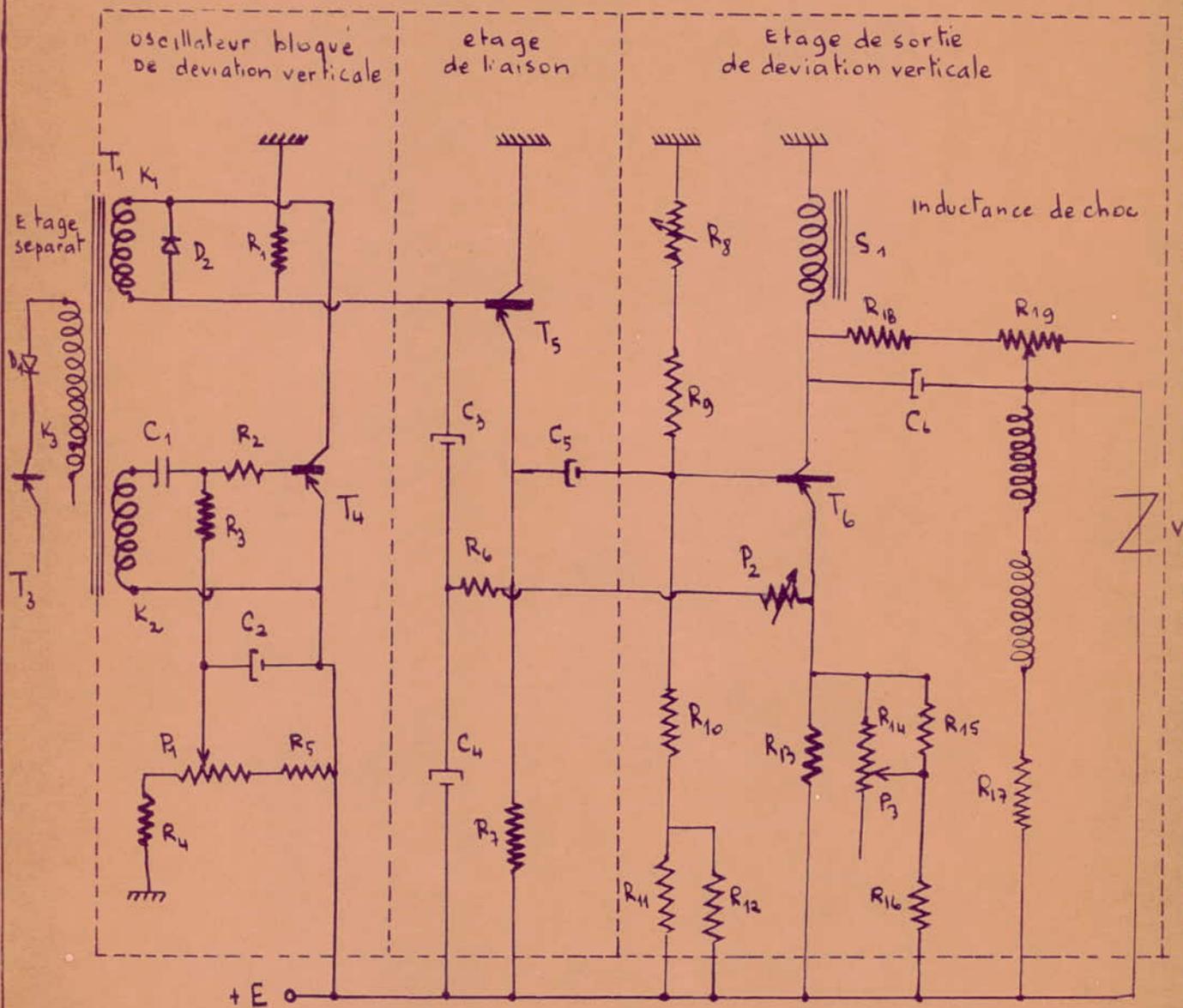
Les causes de non linéarité sont les mêmes que pour les circuits à tube à savoir:

- courbure de la dent de scie produite par le générateur.
- valeur finie de l'inductance collecteur de l'étage final
- courbure de l'écran du tube.

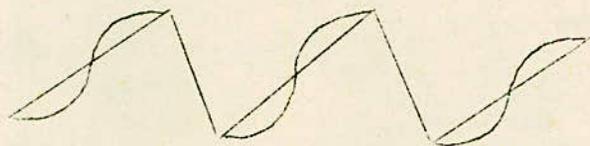
Le dispositif de linéarisation peut être:

-soit un réseau de correction qui déforme la tension d'attaque du transistor final (monté en collecteur commun) en lui donnant une courbure de sens inverse à celle produite par les différentes causes de déformation.

SCHEMA COMPLET DE LA BASE DE TEMPS VERTICALE



-soit une contre réaction sélective qui deforme la caractéristique de l'amplificateur et conduit au même résultat.
Correction en S superposée au signal en dent de scie.



B)-Schéma complet de la base de temps verticale:(voir ci-contre)

a)Etage oscillateur bloqué:

Le transistor oscillateur T_4 conduit pendant t_1 et reste bloqué pendant t_2 ($t_2 \gg t_1$), la période de récurrence étant $t_1 + t_2 = 20\text{ms}$ (50Hz). L'entretien des oscillations est assuré par la réaction mutuelle des enroulements K_1 et K_2 du transformateur T_1 . L'enroulement K_3 transmet les impulsions de synchronisations verticales qui asservissent l'oscillateur bloqué. Pendant le temps t_1 le transistor débite un courant collecteur fourni par la décharge des condensateurs C_3 et C_4 . Pendant le temps t_2 le transistor ne débite plus et les capacités C_3 et C_4 se rechargent à travers R_1 .

La charge et la décharge successives des condensateurs C_3 et C_4 fournit la tension en dent de scie destinée à l'attaque du transistor de l'étage de liaison. Le potentiomètre P_1 assure le réglage de la fréquence de l'oscillateur bloqué. La diode D_2 absorbe la surtension aux bornes de K_1 lors de la courbure du courant collecteur de T_4 .

b)Etage de liaison:

La tension dent de scie fournie par l'étage oscillateur bloqué est appliquée directement à la base du transistor de liaison T_5 . Ce transistor monté en collecteur commun doit présenter une impédance d'entrée élevée et une faible impédance de sortie nécessaire à l'attaque du transistor de sortie T_6 . Le gain en tension de l'étage doit être très peu inférieure à l'unité.

c)Etage de sortie:-

La tension en dent de scie fournie par l'étage de liaison est appliquée à la base du transistor de sortie T_6 .

Le circuit de linéarité formé par R_6 et P_2 le potentiomètre P_2 permet de régler la linéarité en accentuant plus ou moins la correction en "S".

Le potentiomètre P_3 règle l'amplitude de balayage.

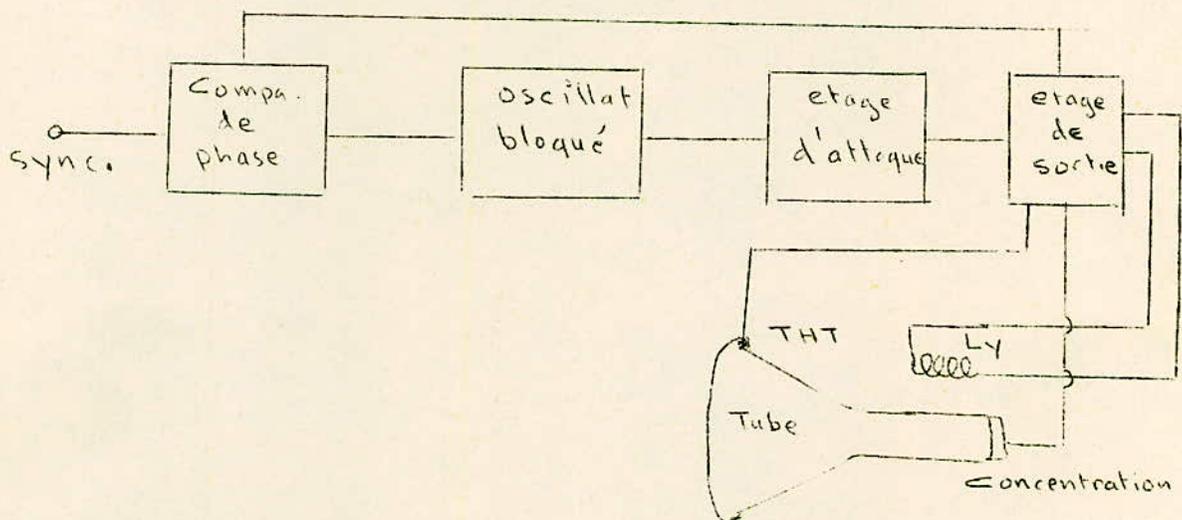
La résistance VDR branchée aux bornes des bobines de déviation amortit la surtension pendant le temps retour.

Afin d'obtenir un bon rendement de l'étage la valeur de l'inductance SI doit être grande par rapport à l'inductance des bobines de déviation. La résistance de l'enroulement doit être faible afin de ne pas avoir une chute de tension trop importante à ses bornes.

4-LA BASE DE TEMPS HORIZONTALE:

Considérations théoriques sur le balayage horizontal

I. Schéma synoptique d'une base de temps horizontale:



Les impulsions de synchronisation horizontales en provenance de l'étage différentiateur sont appliquées au comparateur de phase. Ce circuit fournit une tension d'erreur proportionnelle en grandeur et en signe au déphasage entre l'impulsion de retour produite par l'étage final et l'impulsion de synchronisation. Cette tension commande la fréquence propre de l'oscillateur.

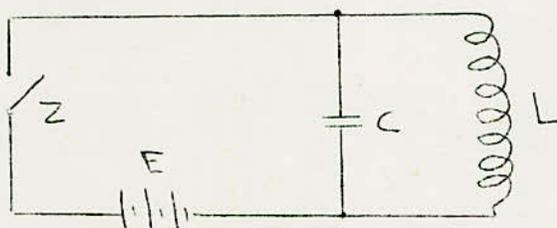
L'oscillateur doit fournir une impulsion de durée légèrement supérieure au temps de retour et dont la fréquence de récurrence correspond à la valeur fixée par les normes du standard considéré. Le type d'oscillateur le plus couramment utilisé est l'oscillateur bloqué.

On adopte généralement le comparateur de phase suivi d'un oscillateur bloqué pour des raisons de stabilité. En l'absence des signaux de synchronisation la tension d'erreur est nulle et l'oscillateur bloqué est maintenu à la valeur correcte de la fréquence de l'oscillateur.

L'étage d'attaque amplifie le signal produit par l'oscillateur de façon à fournir la tension d'excitation convenable à l'étage de sortie.

L'étage de sortie assure la formation d'une dent de scie de puissance voulue dans les bobines de déviation horizontale. C'est par cet étage que l'étude d'une base de temps horizontale doit débiter.

2. Principe du circuit de déviation horizontale:



Il s'agit de produire un champ magnétique variant linéairement avec le temps puis retournant sa valeur initiale tout comme le circuit de déviation initiale. Le principe de base reste le même mais sa réalisation est différente par suite des fréquences mises en jeu.

Le balayage vertical doit dévier le spot 50 fois par seconde tandis que pour le balayage horizontal il s'agit de 1 625 fois par sec. pour le système 625 lignes.

L'oscillateur de la base de temps horizontale fournit un signal de durée voulue qui bloque et débloque le transistor de l'étage de sortie. Celui-ci se comporte comme un interrupteur le plus parfait possible qui applique ou coupe une tension aux bornes des bobines de déviation.

Le champ magnétique doit varier linéairement avec le temps pendant l'aller du balayage t_a puis revenir rapidement à sa valeur initiale en un temps t_1 de "retour".

Ce champ est produit à l'aide de bobines de déviation horizontale dont la constante L/R est grande devant la durée de balayage t_a . Le courant dans ces bobines doit suivre la même loi de variation que le champ. Le circuit schématisé ci-dessus comprend les bobines d'inductance L et de résistance R , la capacité de récupération C , la source d'alimentation E et le transistor interrupteur Z . Son fonctionnement est le suivant:

-A l'origine le courant dans les bobines est nul et l'interrupteur est ouvert.

-On ferme l'interrupteur. La tension E est appliquée aux bornes des bobines.

Le courant i_t croit linéairement suivant la loi

$$\dot{i}_t = \frac{E_t}{L}$$

R est supposé négligeable puisque $R/L \ll \omega$.

-A la fin de la période "aller" le courant atteint sa valeur maximale

$$I_m = E_t / 2L \quad \text{et on ouvre l'interrupteur.}$$

-Le circuit LC commence à osciller librement. Au bout d'un quart de période de cette oscillation, l'énergie transférée dans le condensateur aux bornes duquel apparaît une tension telle que:

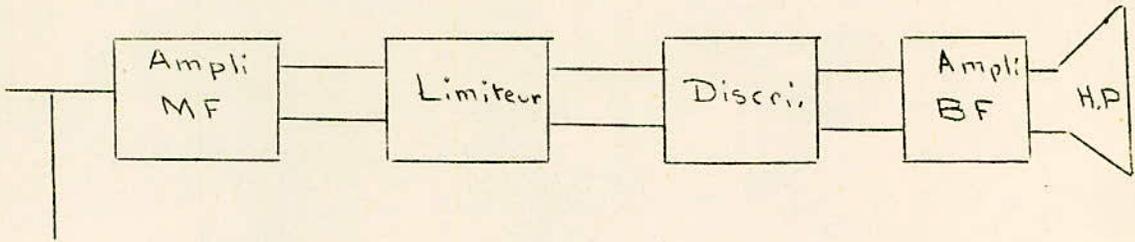
$$\frac{1}{2} L I_m^2 = \frac{1}{2} C V_m^2$$

-Au bout d'une demi période l'énergie se retrouve à nouveau dans la bobine et le courant qui la parcourt est égal à $-I_m$.

-Si on ferme l'interrupteur à cet instant le courant décroît linéairement en valeur absolue avec la même pente que précédemment et l'énergie est restituée à la batterie. Puis le courant recommence à croître jusqu'à la valeur I_m et le cycle continue.



I/ Schema synoptique.



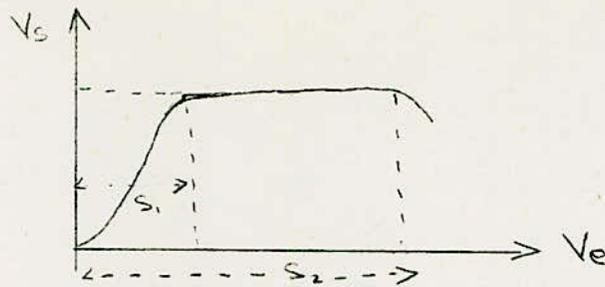
a) Ampli MF : Les problèmes qui se posent à l'amplificateur moyenne fréquence son à transistor sont presque les mêmes que pour un ampli MF son à tubes . Le gain de l'ensemble doit être suffisant pour que à la détection on soit dans la partie linéaire de la caractéristique $V_{ce} = F(I_{ce})$. La bande 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 inférieure à 500 KHz puisque une faible variation de la fréquence du 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 . Les distorsions de phase n'ont pas des effets nuisibles.

b) Limiteur . Le but essentiel du limiteur est de supprimer la modulation parasite d'amplitude, éventuellement d'ocréter des impulsions de bruits parasites ce qui améliore le rapport signal/bruit. Quel que soit le niveau du signal à l'entrée, le signal à la sortie du limiteur doit être constant, ce qui permet au discriminateur qui suit le limiteur de fonctionner normalement c'est-à-dire de délivrer une tension dont l'amplitude est proportionnelle à l'écart instantané de fréquence.

Précisons deux modes de fonctionnement (de comportement) du limiteur qui correspondent à deux rôles différents.

1°= le comportement statique fournit le moyen de s'assurer que le limiteur absorbe bien les variations du niveau moyen reçu . Elles peuvent provenir par exemple des fluctuations du gain des amplificateurs, du fading lors de la propagation.

Pour éviter ce comportement on trace la courbe $V = F(V_e)$ du limiteur.



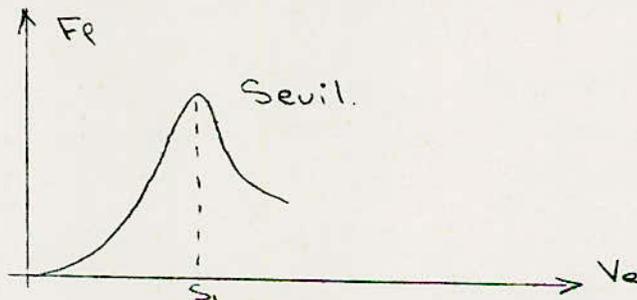
La zone de limitation est obtenue pour

2°= Le comportement dynamique du limiteur fournit le moyen de s'assurer que ce dernier atténue les variations d'amplitude qui accompagnent autour d'un certain niveau moyen la modulation de fréquence. AFIN de vérifier ce comportement on applique au dispositif une tension modulée en amplitude avec un pourcentage de modulation constant K_e à l'entrée et à la sortie du limiteur on note le pourcentage de modulation K_s .

On définit alors le facteur de limitation F_L

$$F_L = 20 \log_{10} \frac{K_e}{K_s}$$

on trace en fonction du niveau d'entrée V_e la valeur de F_L

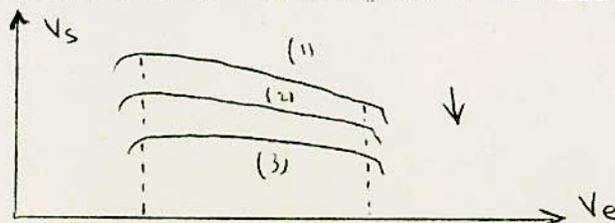


Le facteur de limitation correspond au fonctionnement réel autour d'un point donné. En fait il faut considérer le facteur de limitation pour différentes valeurs de la fréquence de modulation car en FM l'indice de modulation varie lui-même en fonction de la BF appliquée.

Pour des fréquences de modulations croissantes la courbe de limitation se translate vers le bas.

L'efficacité dynamique varie lorsque la fréquence de modulation croît. lorsqu'on dispose de plusieurs étages limiteurs on somme les facteurs de limitation s'ajoutent.

Courbes de limitation pour des fréquences BF différentes.



c) Discriminateur.

Il sert à séparer les fréquences audibles (extraire le signal BF équivalent à l'émission) . Cette séparation est correcte pour une onde FM .

d) Amplificateur BF

C'est un amplificateur classique qui sert à amplifier le signal détecté pour une écoute confortable.

e) Avantage de la modulation de fréquence.

Il y a d'abord une réduction énorme des brouillages par d'autres stations puis une réduction des bruits de fond . La modulation de fréquence avantage énormément le signal le plus intense .

Elle donne une reproduction musicale bien meilleure que la modulation en amplitude.

2) PRINCIPE DE LA TRANSMISSION DU SON SELON LE SYSTEME " INTERPORTEUSE" OU PAR BATTEMENT .

pour le système européen 625 lignes "Gerber" norme B le son est en modulation de fréquence et c'est le système "interporteuse " qui est adopté . Il simplifie les étages son puisque celui-ci est prélevé après la détection sur l'étage vidéo .

Dans ce standard l'écart entre porteuses son et vision est de 5,5 MHz . Ces porteuses sont très stables puisque les émetteurs sont pilotés par quartz .

L'oscillateur local interférant avec ces deux porteuses produisait des signaux FI espacés également de 5,5 MHz .

L'amplificateur FI est établi de façon à transmettre tout le spectre FI il n'y a pas de séparation entre le son et la vision .

La détection fait apparaître aux bornes de la résistance de charge plusieurs signaux ;

-le signal vidéo-fréquence résultant de la détection de la modulation FI vision; son spectre s'étend de 0 à 5 MHz .

-Un signal basse fréquence parasite s'étendant de 0 à 1500 Hz .

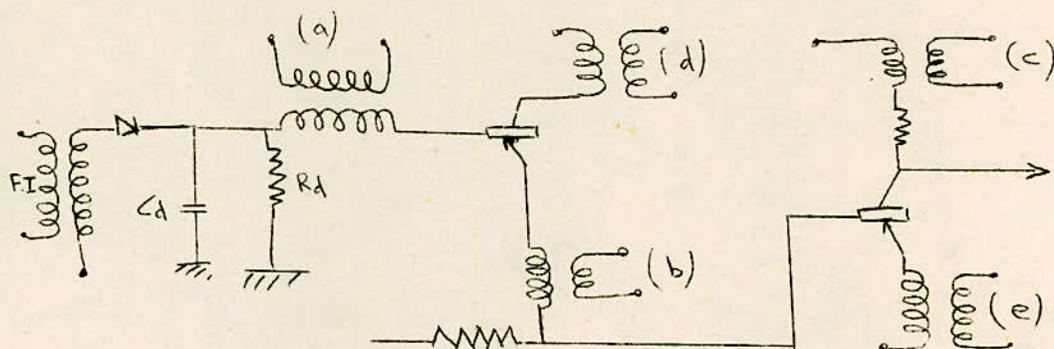
dû à la discrimination par la courbure du détecteur du signal son modulé en fréquence.

-Le signal "interporteuse" modulé en fréquence autour d'une fréquence centrale de 5,5 MHz, résultant du battement des signaux FI vision et son.

- Les harmoniques de ces signaux .

Il faut enlever le signal interporteuse aux bornes d'un circuit accordé sur 5,5 MHz et disposé soit dans l'étage detection soit dans l'étage vidéo .

La figure indique les possibilités de prelevement de ce signal .



Les cinq cas sont les suivants :

- (a) à la dtction.
- (b) sur l'emetteur du preamplificateur vidéo.
- (c) sur le collecteur du transistor final vidéo.
- (d) sur le collecteur du même étage .
- (e) sur l'emetteur du transistor, final vidéo .

Le plus souvent, on prefere bénéficier de l'amplification de l'étage preamplificateur vidéo et on opère le prelevement du son sur le collecteur (d) .

En effet on place après le point de prelevement un filtre efficace accordé sur 5,5 Mhz qui evite toute attennation de l'image . Celle-ci est prise sur l'emetteur du même transistor qui est réuni directement à la base de l'étage de puissance. La séparation est donc plus facile à operer .

Le signal interporteuse est alors dirigé vers un amplificateur, un limiteur, un discriminateur et un amplificateur basse fréquence . Le limiteur est indispensable afin de débarasser la modulation sonore de tous les residus en provenance de signaux de vision , des parasites et des modulations en amplitude indesirables . La figure suivante donne le schema d'un amplificateur limiteur pour système interporteuse .

-Pas de critère facile à discerner pour le réglage de l'oscillateur du rotacteur VHF .

En cas de surmodulation de l'émetteur vision, on constate un blocage complet du son .

-Si, au lieu de réception, le rapport du champ vision et du champ son varie dans de grandes proportions, il faut un limiteur très efficace pour que le son ne soit pas brouillé par la vidéo .

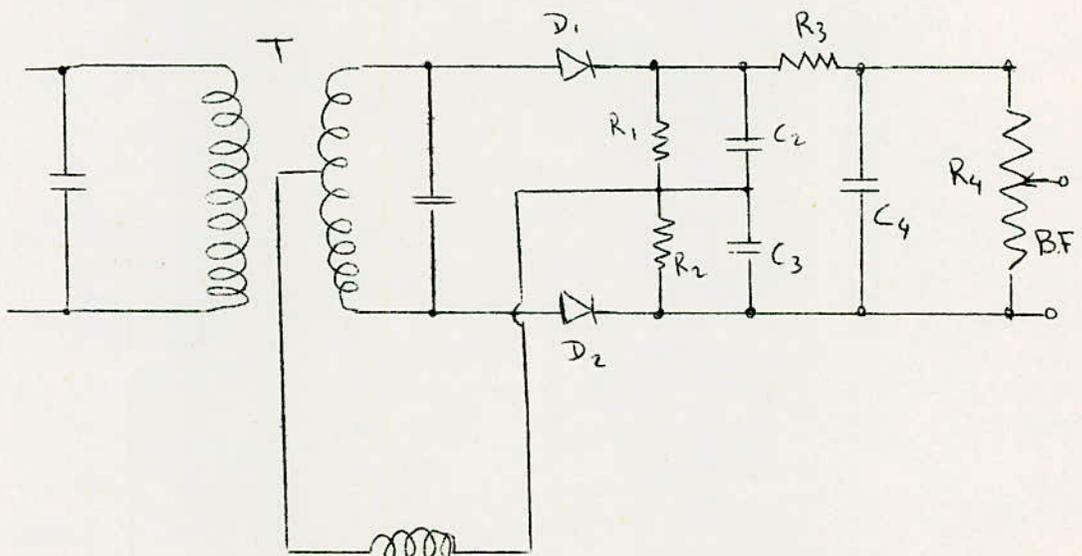
-Possibilité de braûillage du son par des résidus modulés en fréquence de l'émetteur vision ou de la chaîne vision du récepteur.

DISCRIMINATEUR ET AMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE .

1°/ Entre le filtre interporteuse et l'amplificateur BF on a prévu un limiteur efficace aboutissant à une détection MF . Les deux principaux ~~sbhemas~~ schémas employés en modulation de fréquence pour la détection sont le détecteur de rapport et le discriminateur Foster-Secley .

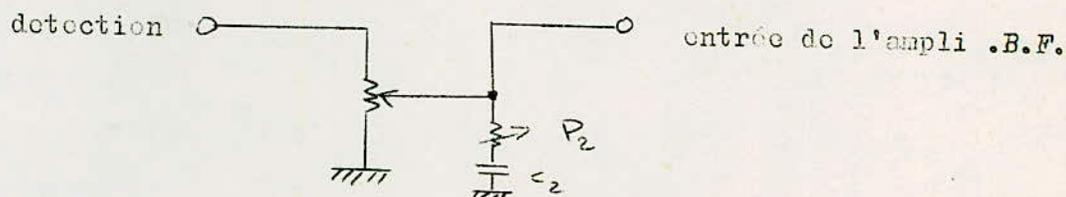
Les deux diodes à pointes doivent avoir des caractéristiques identiques. La sensibilité des deux schémas aux faibles tensions de détection est comparable . En revanche la sensibilité du discriminateur Foster-Secley est meilleure aux niveaux élevés . Les deux diodes de ce discriminateur sont orientées dans le même sens . Il n'en est pas de même pour le détecteur de rapport .

Schema du discriminateur Foster-Secley .



2° / Amplificateur B.F.

Il amplifie la tension B.F. détectée pour obtenir la puissance nécessaire pour une écoute confortable . A l'entrée de l'amplificateur B.F. On doit brancher une commande de volume et une commande de tonalité .

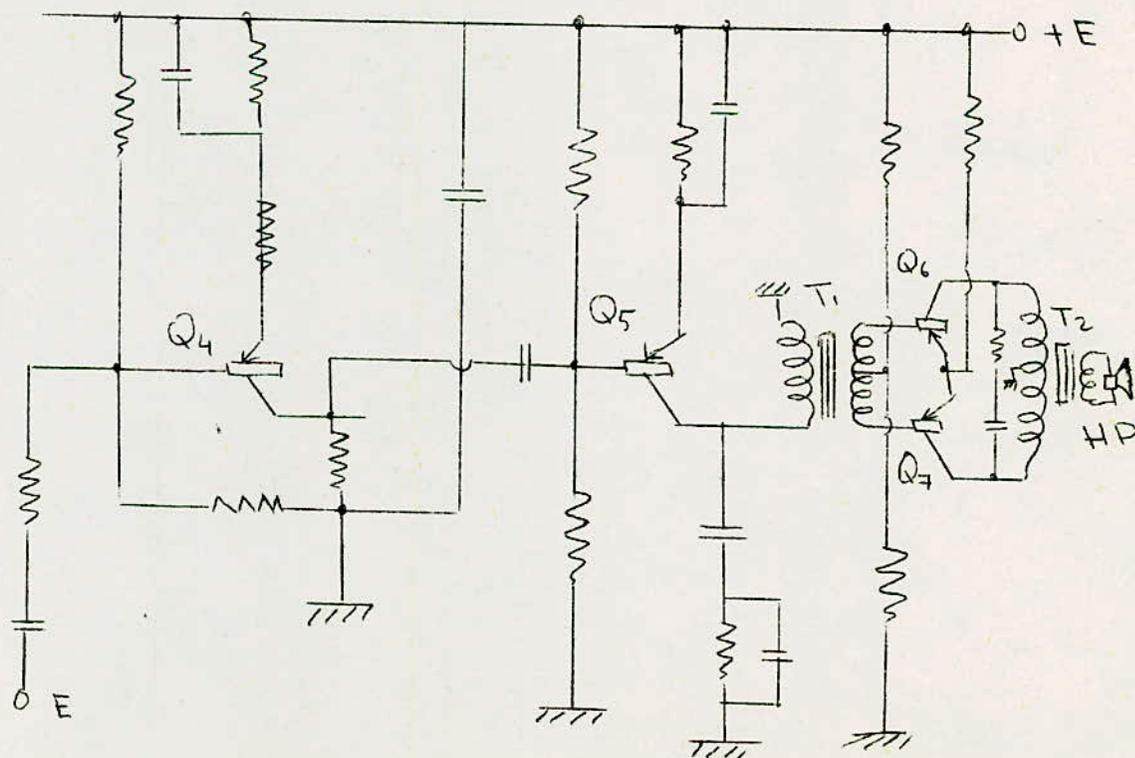


Les spécifications relatives à un amplificateur basse fréquence précisent en général qu'une puissance donnée doit être fournie à une charge donnée à partir d'une source de tension donnée .

Pour des faibles puissances on utilise la classe B . Ceci nous permet d'économiser de la puissance d'alimentation . L'amplificateur classe B possède un bon rendement et fournit une puissance modulée à la bobine mobile du haut parleur de 0,5 à 1 W .

Il comprend deux étages préamplificateurs et un étage final de puissance monté en push-pull classe B .

Schéma .



Le déphasage est obtenu par le transformateur T_f .

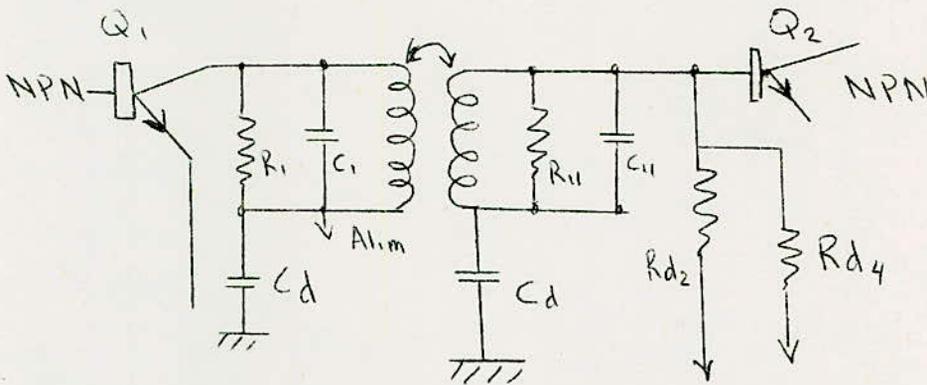
L'ampli BF d'un poste T.V. ne diffère que très peu d'un ampli BF classique d'un récepteur radio . Il doit avoir une bande passante suffisante pour permettre la reproduction fidèle de toute la gamme audible: au moins dans la bande 60- 10000Hz . Avec une puissance donnée à l'entrée une certaine puissance à la sortie est demandée tout en respectant le rapport signal/bruit . L'ampli BF et la base de temps verticale doivent être séparés et bien blindés puisque la fréquence trame peut provoquer des renflements dans le haut parleur .

3/ CALCUL DES ELEMENTS DE L'ETAGE SON .

En observant le schéma de l'amplificateur limiteur pour système interporteuse, on remarque que le transistor du preamplificateur vidéo est chargé à son collecteur par un étage à circuits concordants à liaison par dipole Lcr à accord unique.

On commence par donner une détermination d'un étage circuits concordants.

Considérons le schéma de la figure ci-dessous dans lequel on utilise un transformateur à couplage $K=1$. Soit n le rapport N_p/N_s .



Soit R_1 la résistance d'amortissement du primaire et R_2 la résistance totale d'amortissement du secondaire se composant de la mise en parallèle des résistances R_{II} et de R_{dI} et R_{d2} diviseur de polarisation de la base.

Il est évident que dans le montage pratique R_{II} et C_{II} ne figurent pas.

Soit le cas d'un transistor avec R_{22} , R_{II} , C_{22} , C_{II} donnés. La fréquence d'accord étant F et la bande B .

On adopte pour le primaire $R_I = R_{22}$ en parallèle avec une résistance R' représentés par les pertes du bobinage. Ce qui nous donne.

$$R_1 = \frac{R_{22} R'}{R_{22} + R'}$$

Supposons que R_{dI} en parallèle sur R_{d2} donne une résistance R_b .

La valeur de R_2 est alors.

$$R_2 = \frac{R_{II} R_b}{R_{II} + R_b}$$

Adoptons

$$n = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

de sorte que la résistance sur la totalité du secondaire sera R_I également .

L'amortissement est dans ces conditions .

$$R_{tot} = \frac{R_1}{2}$$

Si B est la bande passante, la capacité totale d'accord est donnée par la formule .

$$C_{tot} = \frac{1}{2\pi R_{tot} B}$$

Le primaire contribue dans C_{tot} avec C_{22} et une capacité parasite C_p .

Le secondaire donne dans le primaire une capacité $C'_{11} = \frac{C_{11}}{n^2}$ et une capacité parasite C_{m2}

On a au total $C_{22} + C_p + C'_{11} + C_{m2} = C'$

Il faut monter une capacité matérielle .

$$C_m = C_{tot} - C'$$

Ce qui assurera une bonne stabilité de la capacité d'accord . De même les résistances matérielles R_{dI} et R_{d2} assureront une bonne stabilité de la largeur de bande .

La valeur de Q en charge est

$$Q = 2\pi f_r C_{tot} R_{tot}$$

Dans notre réalisation pratique on utilise des transistors NPN du type 2 N 2222 .

Les mesures effectuées du laboratoire nous donnent

$$R_{II} =$$

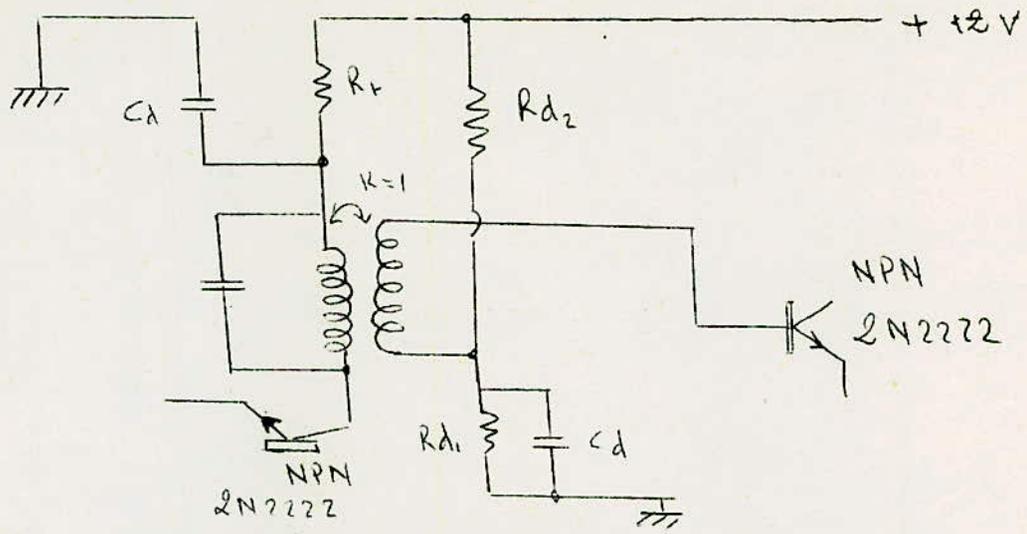
$$R_{22} =$$

$$C_{II} =$$

$$C_{22} =$$

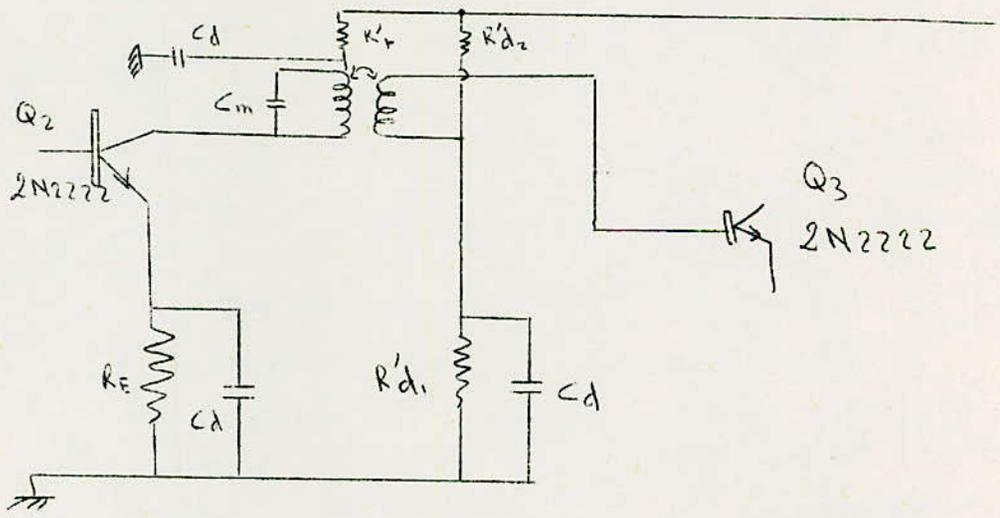
La fréquence d'accord est $f = 5,5$ MHz et la bande passante $B = 0,5$ MHz .

En suivant la méthode étudiée ci-dessus on détermine les éléments de l'entrée de l'étage seu à savoir .

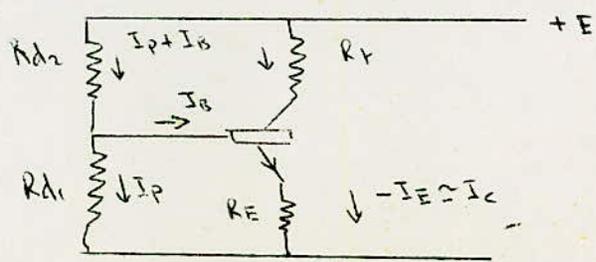


Calcul de l'amplificateur accordé sur 5,5 MHz .

En analysant le schéma donné dans la partie théorique on remarque qu'on a un étage à circuits concordants identique au précédent , entre le collecteur du transistor Q_2 de l'ampli 5,5 MHz et la base du transistor Q_3 du limiteur .



Pour une bonne stabilité du point de fonctionnement on prend S = I les résistances du point polarisation, la résistances d'emetteur et la resistance de charge sont telles que.



Soit I_c et V_{ce} les coordonnées du point de fonctionnement, on peut écrire :

$$\begin{cases} E = V_{ce} + (R_t + R_E) I_c & (2) \\ R_{d2} (I_B + I_P) + R_{d1} I_P = E & (3) \\ \frac{R_{d1} \cdot R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \approx R_E & (1) \end{cases}$$

On choisit généralement $I_p = 5$ à $10 I_B$.

Choisissons pour le transistor Q_2 un point de fonctionnement tel que

$$\begin{cases} I_c = 100 \text{ mA} \\ V_{ce} = 0,2 \text{ V} \end{cases}$$

Sur la caractéristique on lit $I_B = 1 \text{ mA}$ soit $I_p = 10 \text{ mA}$.

Prenons R_t' égal 30 ohms.

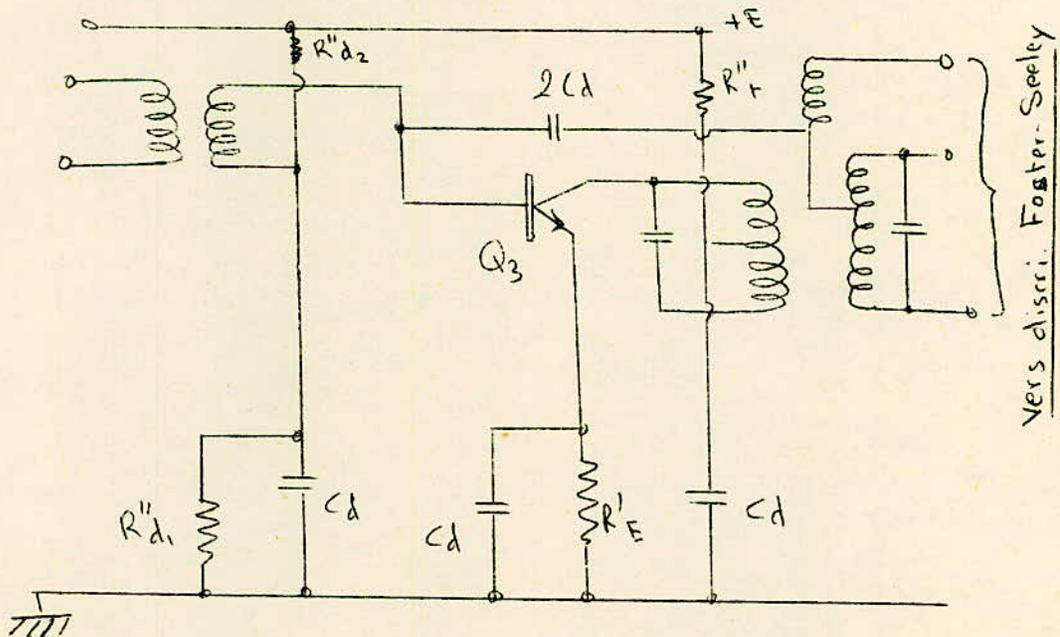
Les équations (1), (2) et (3) nous donnent après résolution.

$$R_{d1} = 100 \Omega$$

$$R_{d2} = 1000 \Omega$$

$$R_E = 90 \Omega$$

Les éléments du limiteur sont calculés de la même manière.



De même

$$\frac{R''_{d1} \cdot R''_{d2}}{R''_{d1} + R''_{d2}} \approx R'_E$$

En prenant $R''_t = 700 \text{ Ohms}$ et un point de fonctionnement tel que

$$I_c = 10 \mu A$$

$$V_{ce} = \text{faible}$$

$$I_B = 0,5 \text{ mA}$$

Le calcul donne .

$$R'_E = 500 \Omega$$

$$R''_{d1} = 750 \Omega$$

$$R''_{d2} = 1500 \Omega$$

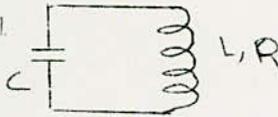
CONSIDERATIONS SUR LES TRANSFORMATEURS MOYENNES FREQUENCES

Nous avons utilisé des transformateurs à un seul accord .

Nous allons donc étudier le circuit oscillant du primaire vu que c'est lui qui donne la bande passante désirée ainsi que la selectivité .

Pour un circuit oscillant parallèle on a

Capacité d'accord



$$LC\omega_0^2 = 1$$

$$Z_0 = \frac{L}{CR}$$

$$\frac{2\Delta F}{F_0} = \frac{1}{Q}$$

ω_0 : pulsation de résonance .

Z_0 : impédance de circuit à la résonance .

$2\Delta F$: Bande passante ; des accord %

R : résistance en HF .

Q : coefficient de surtension du circuit .

Le rapport de transformation est égal à

$$n = \sqrt{\frac{Z_0}{R_s}}$$

R_s : résistance du secondaire .

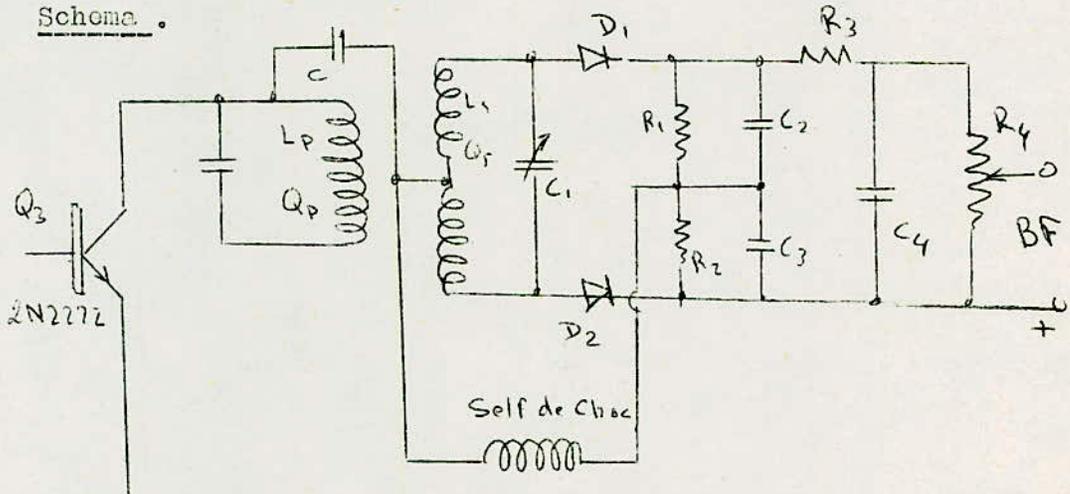
D'après les relations : (1), (2), (3), (4), on détermine le transformateur à utiliser .

DISCRIMINATEUR FORTER-SEELEY .

Ce montage qui se reconnaît par les deux diodes orientées dans le même sens nécessite avant la discrimination une limitation .

Il sert à séparer les fréquences audibles (extraire le signal BF équivalent à l'émission) .

Schema .



Les circuits primaire et secondaire sont accordés sur la fréquence intermédiaire (dans notre cas égale à 5,5 MHz) . La tension développée aux bornes du primaire est injectée au point milieu de l'enroulement secondaire par la capacité C . A la fréquence intermédiaire, les tensions appliquées aux deux diodes D_1 et D_2 sont égales ; il s'ensuit que les tensions aux bornes des charges R_1 C_2 et R_2 C_3 sont égales et de signe contraire . La tension résultante est nulle .

Si la fréquence de la différence de potentiel appliquée au transformateur est variable, la tension injectée sur l'une des diodes est plus importante que celle appliquée sur l'autre et ce déséquilibre entraîne une tension de sortie qui est en concordance avec le déséquilibre des fréquences .

Nous n'étudierons pas théoriquement le discriminateur mais nous donnons une méthode de calcul des éléments qui le constitue .

Avec des montages à transistors l'impédance du discriminateur est faible afin de commander efficacement l'entrée de l'amplificateur BF qui suit le discriminateur . Les résistances de charge R_1 ;

et R_2 disposées après les diodes D_1 et D_2 sont choisies de faible valeur en compatibilité avec l'impédance de sortie désirée .

Soit R_P la résistance d'amortissement du primaire du transformateur on peut écrire $R_1 = R_2 = R_P$.

Désignons par Q_P . . . le coefficient de surtension du primaire et Q_S celui du secondaire . On peut adopter l'égalité de ces coefficients

$$Q_P = Q_S = Q .$$

Si $F_S = 5,5$ MHz est la fréquence d'accord et si on veut une déviation de fréquence à démoduler de $\pm \Delta f = 10$ KHz il faut que le discriminateur soit linéaire sur $\pm \Delta E = 12,5$ KHz .

La linéarité est bonne jusqu'à $Q \frac{2\Delta f}{f_c} = 1$

On doit choisir un transformateur avec une coefficient de surtension égal à

$$\frac{f_c}{2\Delta f} = Q = 200 .$$

La résistance d'amortissement du secondaire est égale approximativement à la résistance de charge des diodes On a alors .

$$R_1 = R_2 = 4 R_P = R_S$$

La capacité d'accord du secondaire est calculable à l'aide de la formule .

$$C_1 = \frac{Q}{2\pi F_c R_S}$$

Le coefficient de self-induction du secondaire se calcule à l'aide de la formule de Thompson .

$$L_s = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_1}$$

Les capacités C_2 et C_3 du circuit de sortie du discriminateur doivent effectuer le découplage à la fréquence F_c et être suffisamment faibles pour ne pas altérer le signal BF .

R_3, R_4, C_4 constituent le circuit desaccentuateur . La constante de temps de ce circuit $R_3 C_4$ doit être de 70 .. micro-secondes environ, valeur qui peut être augmentée ou diminuée d'après les performances aux aiguës du haut-parleur dans le téléviseur .

On a $R = R_3 R_4 / R_3 + R_4$

R_3 et R_4 sont choisies arbitrairement . On déduit C_4

$$C_4 = 70 \cdot 10^{-6} / R$$

L'ALIMENTATION

I Généralités

Il existe deux grandes classes de téléviseurs à transistors ; les portables et les appareils d'appartement .

Les téléviseurs portables sont alimentés par le secteur lorsqu'ils sont à point fixe et sur batterie incorporée lorsqu'on les utilise en déplacement.

Les téléviseurs d'appartement sont alimentés uniquement par le secteur, leur circuit d'alimentation est donc plus simple . La valeur de la tension ^{est} plus élevée que 12 v afin de réduire l'intensité et d'améliorer le rendement de certains étages . On rencontre des tensions de toutes les valeurs comprises entre 12 V et 50 V . La recherche de l'économie est moins poussée et du reste , les grands tubes nécessitent des tensions d'alimentation plus importantes .

Le fait d'alimenter un récepteur de télévision à partir du secteur le rend tributaire des variations de tensions qui peuvent se produire dans la ligne de distribution . Comme les variations d'alimentation sont néfastes pour l'appareil, on stabilise la tension continue d'une façon efficace .

Généralement le redressement est assuré par deux diodes au silicium montées selon le principe du redressement des deux alternances . Les diodes fonctionnent alternativement et fournissent chacune une alternance à la charge . le type de diode choisi doit pouvoir supporter au moins deux fois la tension de pointe donnée par chacun des enroulements du transformateur d'alimentation .

Ces précautions sont indispensables

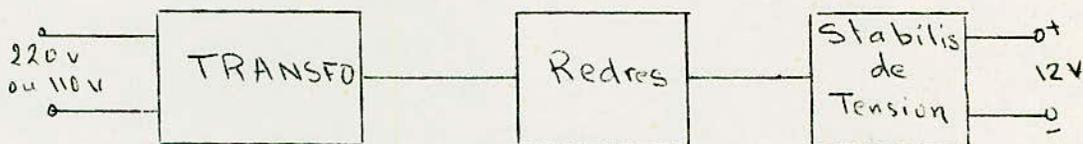
car les diodes au silicium sont très sensibles aux surtensions même de faible durée .

Il existe le redressement monoalternance à une diode et le redressement bialternance à quatre diodes (pont de diodes .)

Le montage bialternance à deux diodes est préférable au montage monoalternance . Il nécessite deux diodes au lieu d'une seule mais le système de filtrage est plus économique car les valeurs des éléments sont plus faibles .

On se propose de relier une alimentation 12 V à l'aide d'un transformateur, d'un redresseur bialternance et d'un système de stabilisation utilisant des transistors .

2/ Schema synoptique .



3/ Etude du transformateur d'alimentation

L'étude d'un transformateur dont la section du noyau central est S nous permet d'écrire .

$$N = \frac{\sqrt{2}}{S 2\pi F B_{\max}}$$

S est exprimée en m^2 ; F est la fréquence = 50 Hz et B_{\max} est l'induction dans le noyau central exprimée en Wb/m^2 .

Pour une section de 10 cm^2 le calcul donne . (on prend $B = 0,8 \text{ Wb/m}^2$)

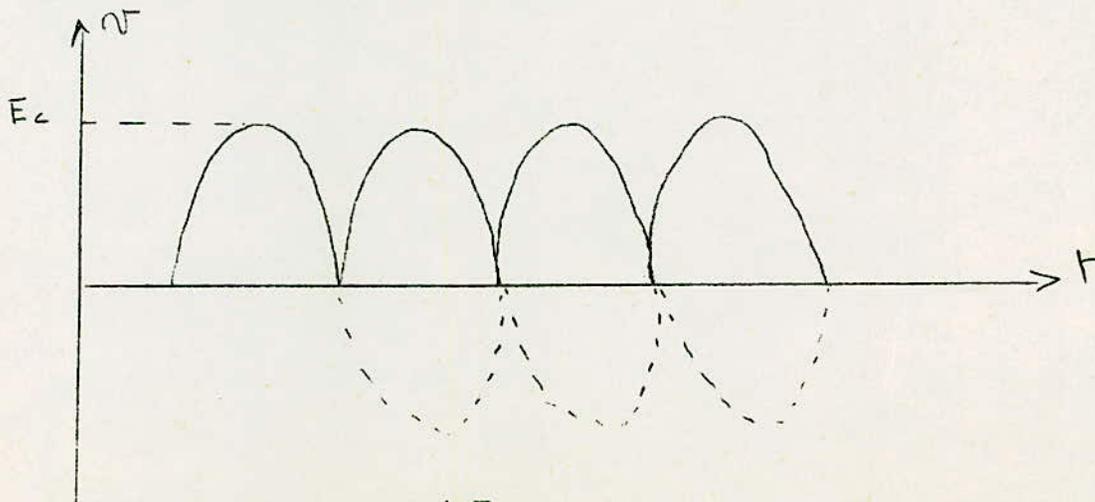
$$N = 5 \text{ spires / volt .}$$

Au secondaire on augmente le nombre de spire de 10% .

4/ Redressement à deux alternances.

Principe : chaque diode conduit pendant que l'autre est bloquée de sorte que les deux alternances de la sinusoïde sont transmises pendant une période .

Forme de la tension redressée .



Soit $v = E \sin \omega t$ la tension qui apparaît aux bornes du secondaire .
 La valeur moyenne de la tension redressée est égale à .

$$V_{moy} = \frac{2E_c}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt \quad \text{avec } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

On trouve

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

On remarque que cette tension est deux fois plus grande que dans le cas d'un redressement à une alternance .

5/ Filtrage et stabilisation

Il existe des filtres formés de cellules en π composées d'un condensateur en tête , un condensateur à la sortie et une résistance ou une bobine sur la branche horizontale . Les avantages de simplicité et d'économie présentés par les filtres RC ou RL ne l'emportent pas sur leurs inconvénients dont les principaux sont : poids , encombrement et champ magnétique rayonné par les bobines et chute de tension élevée dans la résistance du filtre . Pour éviter tout cela on a recours aux filtres à transistors .

Sur le schéma de montage on peut voir que tout ce qui est à gauche de C_I est le système de redressement et tout ce qui est à droite le système filtrage-stabilisation . Montrons comment la tension de sortie se stabilise .

- A une variation croissante ΔV^+ de la tension de sortie E correspond une variation croissante ΔV^+ de la tension émetteur du transistor Q_2 et une variation $K \Delta V^+$ de la tension base de Q_2 avec $0 < K < 1$ et dépendant du rapport potentiométrique P . La tension base-émetteur de Q_2 diminue , ce qui diminue le courant base de Q_2 et ainsi que son courant collecteur . Le courant base de Q_1 diminue ainsi que le courant collecteur . La tension V_{ce} diminue de la quantité ΔV^+ : la tension de sortie diminue . Effet opposé à la cause qui l'a provoqué donc stabilisation .

Pour une variation ΔV^- de la tension de sortie le raisonnement est analogue .

7/ Calcul des éléments de l'alimentation stabilisée 12 V.

Cette alimentation est destinée à un **recep**teur de télévision dont la puissance de consommation varie entre 30 et 40 W.

On choisit 36 W pour faciliter les calculs.

On déduit la valeur I_0 du courant :

$$I_0 = \frac{36}{12} = 3 \text{ A}$$

Le transistor Q_1 donne pour $I_c = 3$ Amperes $\Rightarrow \beta = 80$

On déduit le courant de base I_b de Q_1 .

$$I_{b1} = \frac{3}{80} = 0,0375 \text{ A} \text{ soit } I_{b1} = 37,5 \text{ mA}$$

C'est aussi le courant collecteur de Q_2 .

$$I_{c2} \approx I_{e2} = 37,5 \text{ mA}$$

Dans la résistance R_3 passe un courant égal à $I_{e2} + I_z$; I_z étant le courant de la diode Zener. On prend $I_z = 10 \text{ mA}$. D'où l'on tire la valeur de R_3 puisqu'aux bornes de R_3 existe une tension égale à $12 - 6,8 = 5,2 \text{ V}$.

$$R_3 = \frac{5,2}{47,5 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{110 \Omega}}$$

Le courant base de Q_2 est égal à $I_{b2} = 0,5 \text{ mA}$. Le circuit de comparaison composé de R_1 , R_2 et P se calcule de façon que le courant dans ce circuit soit environ 10 fois le courant de base de Q_2 .

Connaissant la tension aux bornes de ce circuit, R_1 et R_2 sont en général égales, on déduit la résistance totale de circuit

$$R_T = \frac{12}{5 \cdot 10^{-3}} = 2400 \Omega$$

En fixant un potentiomètre $P = 1 \text{ K}\Omega$

On trouve les valeurs normalisées de R_1 et R_2

$$\underline{\underline{R_1 = R_2 = 750}}$$

Calcul de la capacité C_1 :

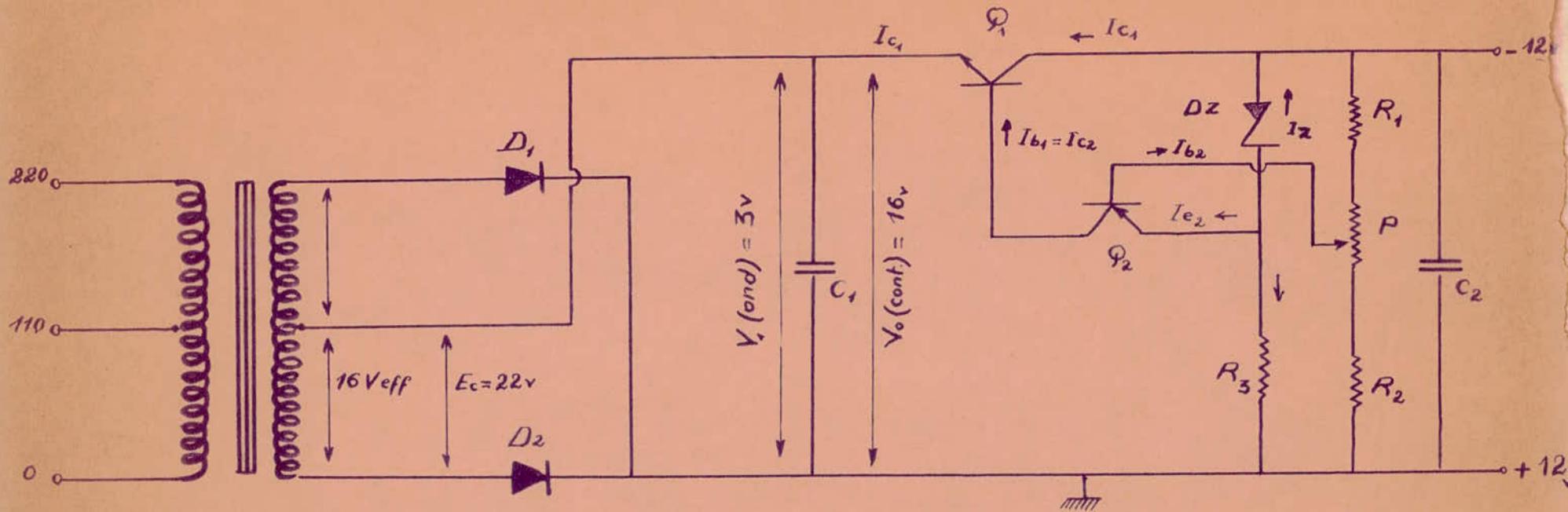
On peut écrire $Q = C_1 V_I = I_0 t$ ($t = 10 \text{ ms}$, biat)

En choisissant une tension d'ondulation de $3 \text{ V} = V_1$

$$C_1 = \frac{I_0 t}{V_1} = \frac{3 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{3} = 10^{-2} \text{ F} \Rightarrow C_1 = 10000 \mu\text{F}$$

C_2 est de l'ordre de $50 \mu\text{F}$.

Schéma d'une ALIMENTATION STABILISÉE 12 Volts.



Q_1 Transistor NPN du type 2N3055

Q_2 Transistor PNP du type OC72

D_2, D_1 Diodes de redressement.

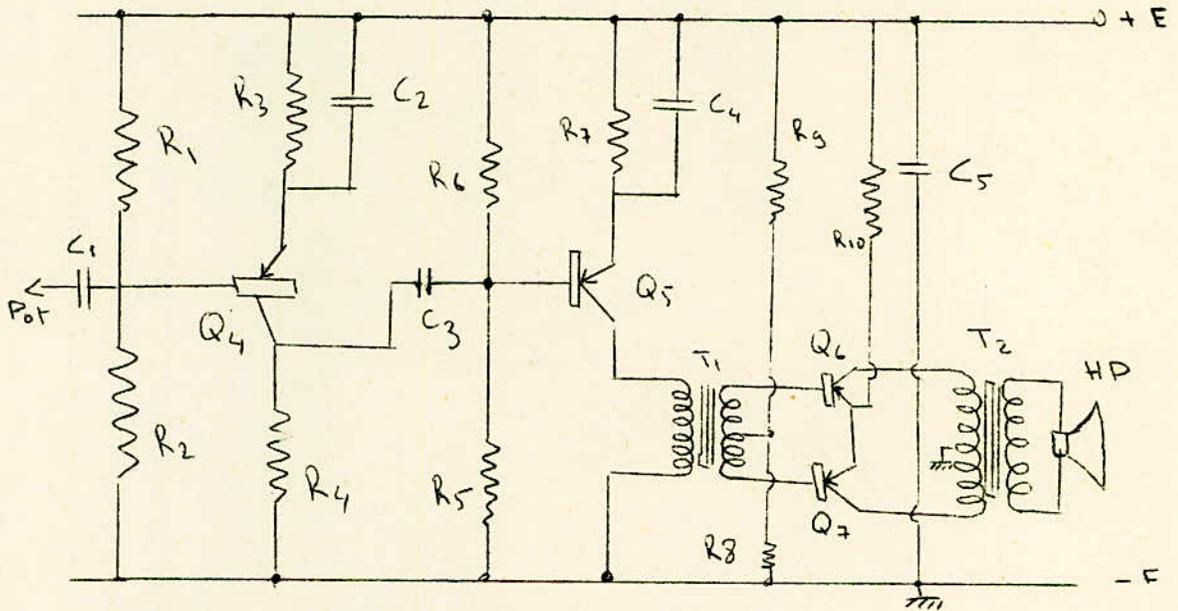
Dz Diode Zener

DETERMINATION DES ÉLÉMENTS DE L'AMPLI BF

-Les transistors utilisés sont des B.N.P. du type OC 72 .

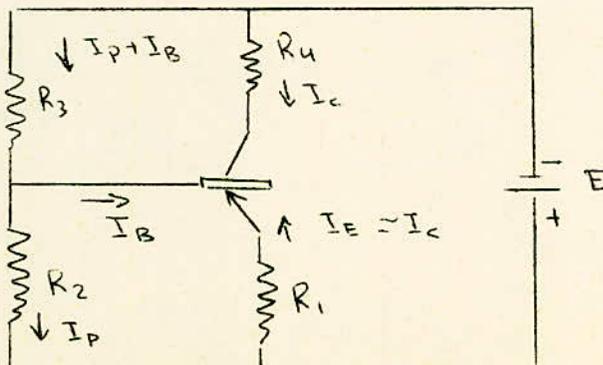
Cet ampli comprend un étage préamplificateur qui fournit l'amplification de tension nécessaire au fonctionnement du transistor du 2^{em} étage appelé étage amplificateur-déphaséur . L'étage final est monté en push-pull classe B .

On a choisi cet amplificateur en classe B en raison de son meilleur rendement et pour économiser de la puissance d'alimentation . La puissance modulée fournie à la bobine mobile du haut-parleur doit être de 0,5 à 1W .



avant de calculer les éléments nous allons établir quelques formules relatives à la polarisation à une source et aux capacités de liaison et de découplage .

I Polarisation à une source .



Équations propres du transistor .

$$I_c = I_s + \alpha I_e \quad (1)$$

$$I_e = I_b + I_c \approx I_c \quad (2)$$

en étudiant le réseau de la figure nous obtenons les équations suivantes .

$$\left. \begin{aligned} R_2 I_p &= R_1 I_e + V_{eb} \\ R_3 (I_p + I_b) &= -V_{cb} + R_u I_c \\ E &= R_2 I_p + R_3 (I_p + I_b) \end{aligned} \right\} (3)$$

En éliminant I_p dans les équations (3) il vient .

$$\frac{R_2 E}{R_2 + R_3} = R_1 I_e + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} I_b + V_{eb} \quad (4)$$

$$\frac{R_3 E}{R_2 + R_3} = -V_{cb} + R_u I_c - \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} I_b \quad (5)$$

ON tire les expressions donnant R_1 , R_2 , R_3 .

$$R_1 = \frac{E + V_{cb} - V_{eb} - R_u I_c}{I_e} \approx \frac{E + V_{ce} - R_u I_c}{I_c}$$

$$R_2 = R \frac{E}{R_u I_c - R I_b - V_{cb}}$$

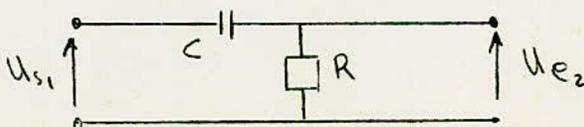
$$R_3 = \frac{R R_2}{R_2 - R} \quad \text{avec}$$

$$R = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = R_1 \frac{S-1}{1-S(1-\alpha)}$$

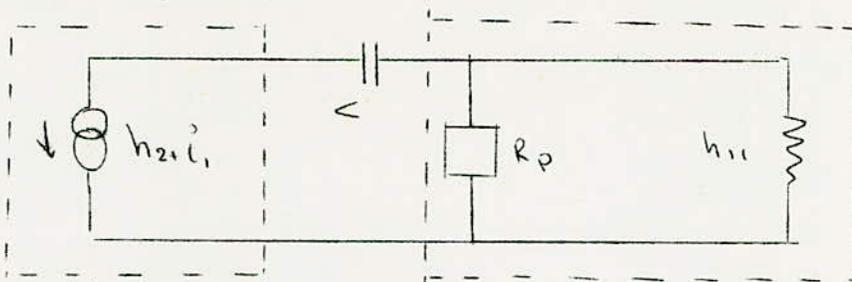
2 Calcul des capacités dans un amplificateur

a) Capacité de liaison .

Schématisons la liaison entre 2 étages .



R est la resistance d'entrée du 2em étage .
 schéma équivalent .



sortie du 1er étage

entrée du 2em étage .

On peut écrire

$$R = \frac{R_p h_{11}}{R_p + h_{11}} \quad \text{et} \quad R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

R_1 et R_2 formant le pont de base du 2em étage .

La capacité de liaison est définie telle que .

$$C > \frac{1}{\omega_b R}$$

On prend généralement $\omega_b = 100 \text{ rds}$

b) Capacité de découplage .

R_E est la résistance d'emetteur et C_E la capacité de découplage .

On écrit généralement

$$C_E > \frac{5 \div 10}{\omega_b R_E}$$

CALCUL NUMERIQUE .

a) 1er étage .

Hypothèses .

Q_4 transistor PNP du type 0C 72 .

$R_4 = 3,3 \text{ k}\Omega$ charge du transistor

$I_c = 2 \text{ mA} \approx I_e$

$V_{ce} = -1 \text{ volt}$

$E = 12 \text{ volts}$

$\beta = 70$ $\gamma = 1$

$S = 10$

$$R_3 = \frac{E + V_{ce} - R_4 I_c}{I_c} = \frac{12 - 1 - 3,3 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} \approx 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_3 (s-1) = 19,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{R E}{R_4 I_c - R_{IB} - V_{cb}} \approx 33 \text{ k}\Omega \quad (\text{val. normalisée})$$

$$R_2 = \frac{R R_1}{R_1 - R} = \frac{19,8 \cdot 33}{33 - 19,8} \cdot 10^3$$

$$R_2 = 47 \text{ k}\Omega \quad (\text{valeur normalisée})$$

b) 2^{ème} étage .

Pour le 2^{ème} étage on considère le point de fonctionnement

$$I_e \approx I_c = 8,9 \text{ mA} ; V_{ce} = -8 \text{ volts}$$

$R_u = 170 \text{ Ohms}$. Résistance du primaire .

$$S = 11 ; \quad \beta = 70$$

On trouve de même en appliquant les formules .

$$R_7 = 270 \text{ }\Omega$$

$$R_6 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 3,3 \text{ k}\Omega$$

c) Calcul des capacités .

-Capacité de liaison .

$$C_1 > \frac{1}{R \omega_b}$$

$$R = 1 \text{ k}\Omega \quad \omega_b = 100 \text{ rds}$$

$$C_1 > 10 \mu\text{F}$$

Pour mieux passer les basses fréquences on prend $C_1 = 50 \mu\text{F}$

On peut prendre aussi $C_3 = C_1 = 50 \mu\text{F}$

-Capacité de découplage .

généralement on prend

$$C > \frac{5 \div 10}{\omega_b R_E}$$

Pour assurer un découplage parfait on choisit .

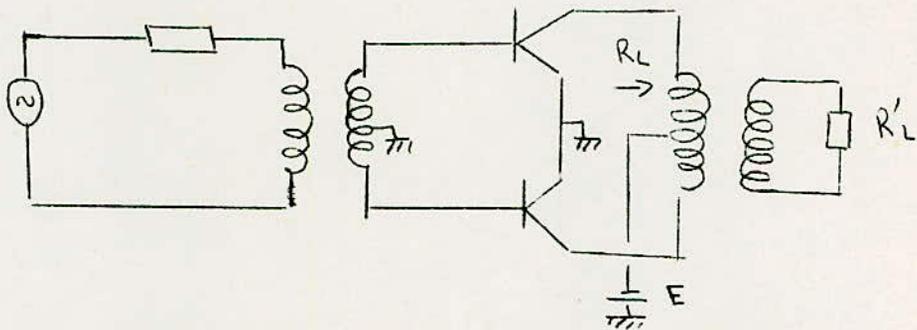
$$C_2 = C_4 = 100 \mu\text{F}$$

d) CALCUL DE L'ETAGE FINAL .

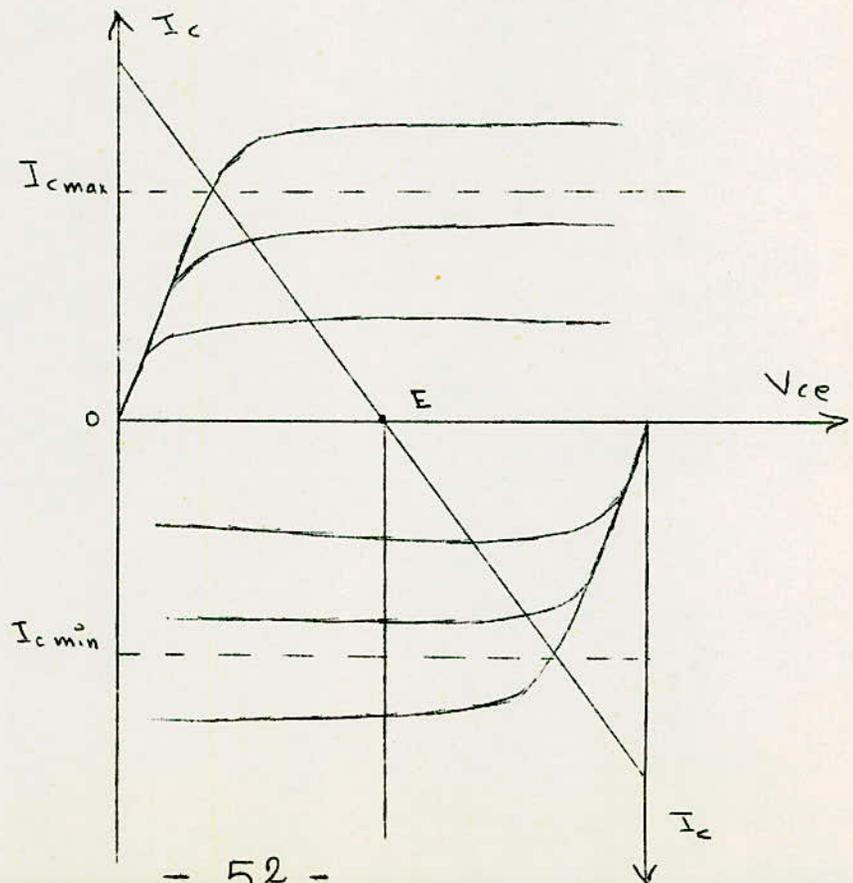
Avant de commencer le calcul il est nécessaire d'étudier l'étage push-pull en classe B.

Dans ce mode de fonctionnement contrairement à l'étage final en classe A, les transistors ne fonctionnent que pendant une demi-alternance . Chaque demi-alternance est amplifiée séparément et le transformateur de sortie restitue la sinusoïde complète amplifiée. L'étude s'effectue graphiquement .

Schema .



Disposition des caractéristiques statiques des transistors pour le calcul d'un étage de puissance en classe B.



Puissance de sortie délivrée par les deux transistors .

$$P_{o2} = \frac{(E_{max} - E_{min})(I_{cmax} - I_{cmin})}{8} \quad (1)$$

Le montage étant parfaitement symétrique chaque transistor délivre .

$$P_{o1} = \frac{P_{o2}}{2} \quad (2)$$

Et la résistance de charge de chaque transistor a pour valeur .

$$R_L = \frac{E_{max} - E_{min}}{I_{cmax} - I_{cmin}} \quad (3)$$

En portant dans (1) et (2) on obtient .

$$R_L = \frac{(E_{max} - E_{min})^2}{8 P_{o2}} = \frac{(E_{max} - E_{min})^2}{16 P_{o1}} \quad (4)$$

et si les transistors sont parfaits .

$$\left. \begin{aligned} E_{max} - E_{min} &= 2E \\ I_{cmax} - I_{cmin} &= 2I_{cmax\ ideal} \end{aligned} \right\} (5)$$

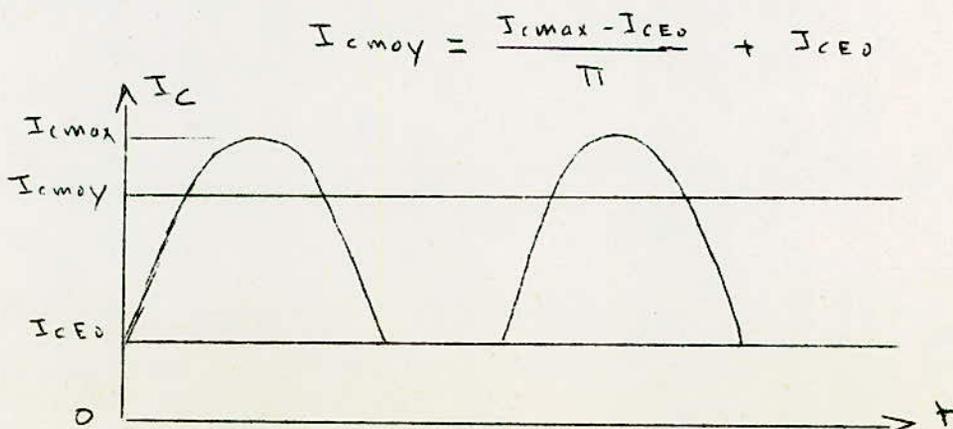
Nous obtenons alors

$$\left. \begin{aligned} P_{o1} &= \frac{E I_{cmax\ ideal}}{4} \\ P_{o2} &= \frac{E I_{cmax\ ideal}}{2} \\ R_L &= \frac{E}{I_{cmax\ ideal}} = \frac{E^2}{4 P_{o2}} = \frac{E^2}{4 P_{o1}} \end{aligned} \right\} (6)$$

Puissance dissipée . Rendement .

Chaque transistor n'amplifie qu'une demi-alternance .

Le courant continu d'alimentation en se limitant au fonctionnement d'un seul transistor a l'allure de la figure ci-dessous et correspond au courant moyen .



$I_{CE0} = I_{Cmin}$ est le courant inverse entre collecteur et émetteur la base étant ouverte. La puissance fournie par la source d'alimentation est.

$$P_s = E I_{C moy tot} = 2E \left(\frac{E_{Cmax} - I_{CE0}}{\pi} + I_{CE0} \right), \quad (7)$$

D'où le rendement de l'étage.

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{\pi (E_{Cmax} - E_{Cmin}) (I_{Cmax} - I_{Cmin})}{16 E (I_{Cmax} - I_{CE0} + \pi I_{CE0})} \quad (8)$$

En général $I_{CE0} \ll I_{Cmax}$.

d'où sans grande erreur.

$$\eta = \frac{\pi (E_{Cmax} - E_{Cmin}) (I_{Cmax} - I_{Cmin})}{16 E I_{Cmax}} \quad (9)$$

Enfin si les transistors sont parfaits, d'après (5) on a :

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 78\% \quad (10)$$

De tous les systèmes de liaison l'étage amplificateur en classe B est celui qui possède le meilleur rendement. C'est pour cette raison qu'il est universellement adopté.

La puissance fournie par la source est dans ces conditions.

$$P_s = \frac{2E I_{Cmax}}{\pi} \quad (11)$$

et la puissance recueillie dans la charge est d'après (6)

$$P_{o2} = \frac{R_L I_{Cmax}^2}{\pi} \quad (12)$$

La puissance totale dissipée dans les deux transistors est la différence de (11) et (12).

$$P_d = \frac{2E I_{Cmax}}{\pi} - \frac{R_L I_{Cmax}^2}{2} \quad (13)$$

On remarque que pour R_L et E imposés la puissance totale dissipée varie avec l'amplitude de signal I_{Cmax} .

La puissance dissipée sera maximale pour.

$$\frac{dP_d}{dI_{Cmax}} = \frac{2E}{\pi} - R_L I_{Cmax} = 0 \quad (14)$$

C'est -à-dire pour une valeur particulière.

$$I_{Cmax,0} = \frac{2E}{\pi R_L} = 0,637 I_{Cmax} \quad (15)$$

A ce moment la puissance total dissipée est maximale .

$$P_d = \frac{2E^2}{\pi^2 R_L} = 0,315 \frac{2E^2}{\pi R_L} \quad (16)$$

Dans le cas d'un transistor idéal d'après (6) et (II) ;

$$P_s = \frac{2E I_{c \text{ max idéal}}}{\pi} = \frac{2E^2}{\pi R_L} \quad (17)$$

et en portant dans (16) .

$$P_{d \text{ max}} = 0,315 P_s \quad (18)$$

En se reportant à (10) nous obtenons .

$$P_{o2} = 0,78 P_s \quad (19)$$

et en portant dans (18) .

$$P_{d \text{ max}} \geq 0,404 P_{o2} \quad (20)$$

Ce qui signifie que la dissipation maximale des deux transistors doit être égale ou supérieure à 0,404 fois la puissance utile désirée en sortie . Cette dernière relation impose le choix des transistors à utiliser . Le point de fonctionnement en classe B de chaque transistor doit supporter au moins deux fois la tension de la source .

$$V_{ce \text{ max}} > 2E \quad (21)$$

Le gain en puissance d'un transistor pris isolément a pour valeur .

$$G_{p1} = \frac{R_L I_c^2}{R_i I_b^2} = \beta^2 \frac{R_L}{R_i} \quad (22)$$

Dans le cas de l'étage complet .

$$G_{p2} = \frac{R_{cc} I_c^2}{R_{bb} I_b^2} = \beta^2 \frac{R_{cc}}{R_{bb}} \quad (23)$$

où R_{cc} et R_{bb} représentent la résistance de charge de collecteur à collecteur et la résistance de base à base . La liaison s'effectuant par l'intermédiaire d'un transformateur à prise médiane .

$$R_{cc} = 4R_L$$

$$R_{bb} = 4R_i$$

En reportant dans (22) on remarque que le gain en puissance d'un transistor se confond avec celui de l'étage .

$$G_{p1} = G_{p2}$$

CALCUL NUMÉRIQUE .

Hypothèses .

Q_6 et Q_7 sont des PNP du type OC72 .

Puissance sortie = 0,5 W .

Bobine du haut parleur $R_{hp} = 2,5 \Omega$

Rendement du transformateur peut différer de 80%

Puissance de sortie de l'étage . Entre collecteurs .

$$P_{02} = \frac{P_s}{0,8} = \frac{0,5}{0,8} = 0,625 \text{ W}$$

Q_6 et Q_7 doivent dissiper .

$$P_{dmax} = 0,404 P_{02} = 0,252 \text{ W}$$

C'est-à-dire 0,126W par transistor .

Par mesure de sécurité on choisit 0,15W .

Pour chaque transistor .

$$P_d = 0,15 \text{ W}$$

$$V_{CE} > 2E \Rightarrow V_{CE} > 24 \text{ V}$$

La résistance minimale de charge a pour valeur .

$$R_{Lmin} = 0,315 \frac{2E^2}{\pi P_{dmax}}$$

$$R_{Lmin} = 90 \Omega$$

Cette résistance représente la limite inférieure de la résistance de charge du transistor car il est impossible de diminuer sans détruire rapidement les transistors .

Le courant collecteur idéal maximal , si le transistor est parfait est .

$$I_{c \text{ max idéal}} = \frac{2 P_{02}}{E} = 0,104 \text{ A}$$

Sur la caractéristique du transistor OC72 en joignant $E = 12 \text{ V}$ et $I_{c \text{ max idéal}} = 0,104 \text{ A}$, on trace la droite de charge . On détermine alors sur le graphique $I_{c \text{ max}}$ et E_{min} .

$$I_{c \text{ max}} = 0,102 \text{ A}$$

$$E_{\text{min}} = 0,5 \text{ volt}$$

La puissance recueillie en sortie aura pour valeur .

$$P_{O2} = \frac{(E_{max} - E_{min})(I_{cmax} - I_{cmin})}{8}$$

$$P_{O2} = \frac{(24 - 0,5)(0,102 + 0,102)}{8} = 0,6 \text{ W}$$

La résistance de charge a pour valeur .

$$R_L = \frac{(E_{max} - E_{min})^2}{8 P_{O2}} = \frac{(24 - 0,5)^2}{8 \cdot 0,6}$$

$$R_L = 110 \Omega$$

Résistance de collecteur à collecteur .

$$R_{cc} = 4 R_L = 440 \Omega$$

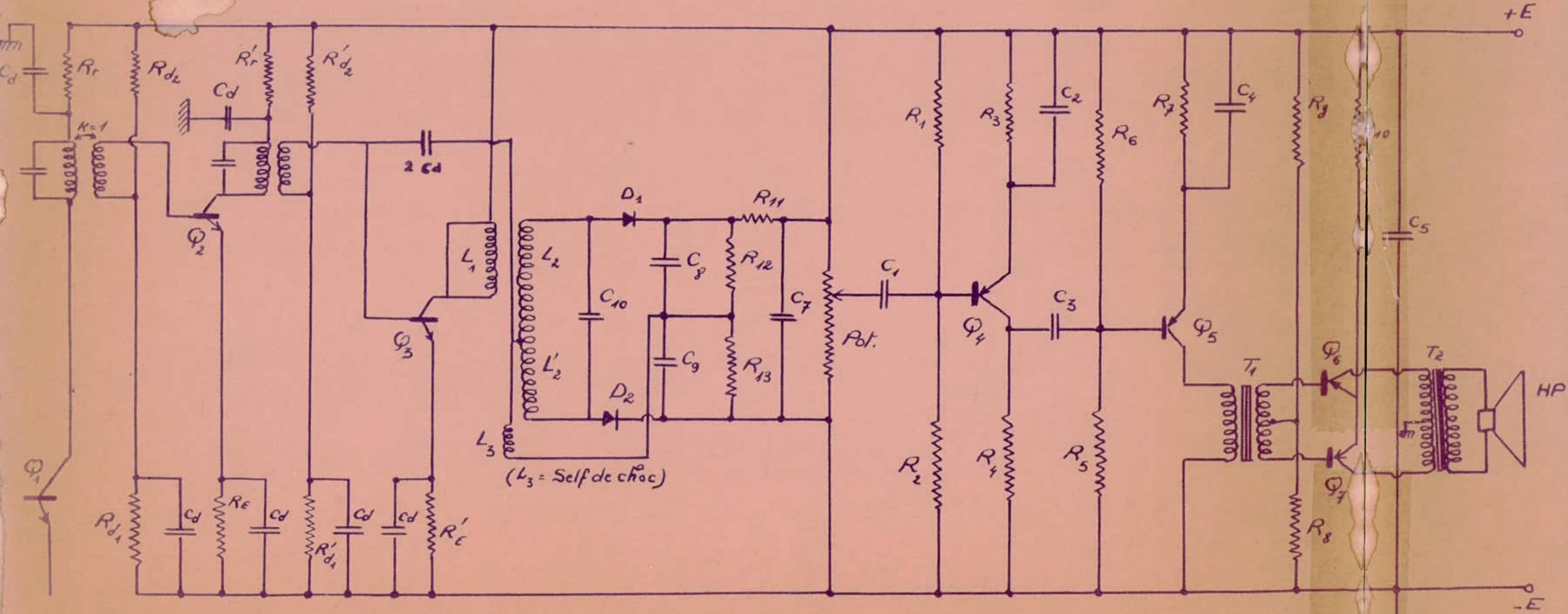
La puissance fournie par la source est .

$$P_S = \frac{2 E I_{cmax}}{\pi} = 0,78 \text{ W}$$

d'où le rendement de l'étape .

$$\eta = \frac{P_{O2}}{P_S} = \frac{0,6}{0,78} = 77\%$$

ETAGE SON DE TÉLÉVISION - SYSTÈME CCIR NORME B



Préampli Vidéo. Ampli 55 MHz Limiteur Detecteur Foster-Seeley

Amplificateur B.F.

3 Transistors NPN du type 2N2222

4 Transistors PNP du type OC72

CONCLUSION.

Le système CCIR "norme B" offre beaucoup d'avantages entre autres:

-Le balayage horizontal: celui-ci nécessite une puissance plus faible que le balayage 819 lignes.

-Le son: il est en modulation de fréquence caractérisée d'abord par une réduction énorme de brouillages puis par une réduction des bruits de fond. La reproduction musicale est bien meilleure que celle obtenue par modulation d'amplitude.

L'étude des éléments fonctionnels d'un téléviseur à transistors montre que l'utilisation du transistor simplifie les schémas et les calculs.

L'évolution du transistor permet la mise au point de nouveaux circuits et les schémas des différentes catégories de téléviseurs se perfectionnent rapidement .

TABLE DES MATIERES.

- Avant propos
- Introduction. 1
- Schema synoptique d'un televiseur.
- Rappels sur les transistors. 3
- Circuits de synchronisation. 15
 - a) Schema synoptique general.
 - b) Circuits separateurs.
 - c) Base de temps verticale.
 - d) Base de temps horizontale.
- Etage son. 29
 - a) Schema synoptique d'un etage son en M.F.
 - b) Principe de la transmission du son. selon le
systeme interporteuse.
- Calcul des elements. 37
 - etage son et alimentation stabilisée.
- Conclusion. 58
- Bibliographie.

BIBLIOGRAPHIE.

- P.STROOBANTS : Traité de television t.IetII ed. ACEC.
R.BESSON : Televiseurs a transistors ed. RADIO
BESSON : L'amplification basse frequence ed.RADIO
A.PETITCLERC: Theorie et pratique des circuits à
transistors. ed.DUNOD
J.MARCUS: La modulation de frequence ed. EYROLLES
TEXAS Instruments Incorporated/calcul des circuits
à transistors ed.Beranger & DUNOD