

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

ETUDE D'UN RECEPTEUR

(Sondeur Ionosphérique)

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

المكشنة

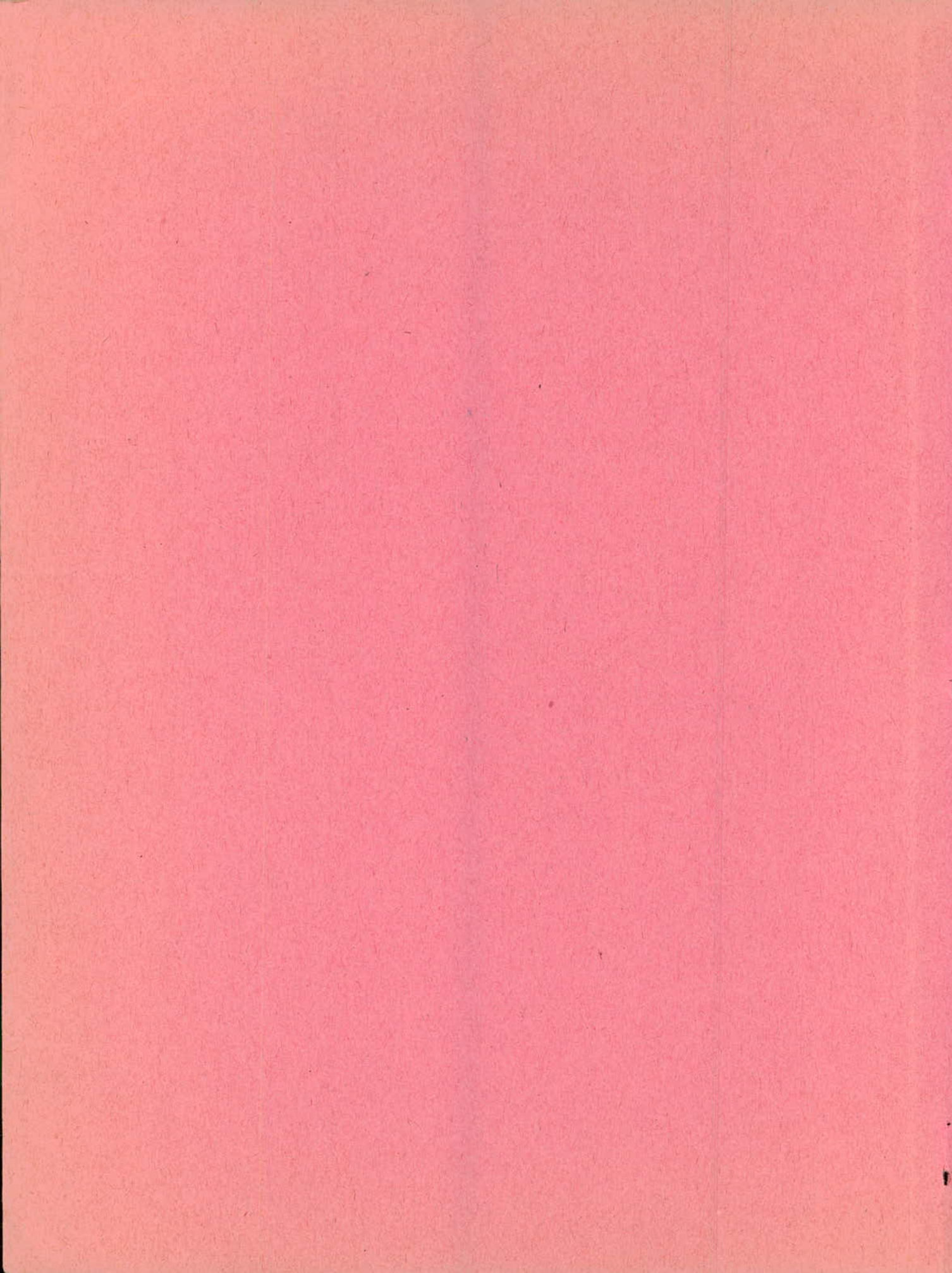
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

BIBLIOTHÈQUE

Proposé et dirigé par :
Mr Philip Syatis

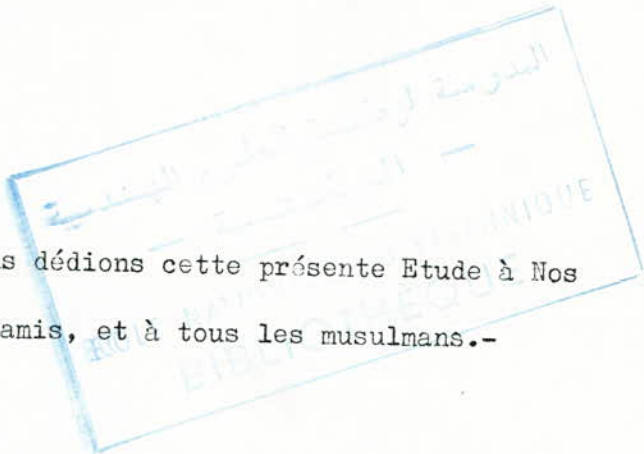
Etudié par :
M. GUESSOUMKADIL
KHELIFA ALI

Promotion : Janvier 81



--oOo-- D E D I C A C E S --oOo--

Nous dédions cette présente Etude à Nos
parents, à nos amis, et à tous les musulmans.-



THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

--oOo-- R E M E R C I E M E N T S --oOo--

Nous tenons à remercier Mr PHILIP SYNTES
qui a su nous diriger dans notre Etude, et toutes les personnes
qui nous ont aidés dans l'élaboration de ce projet.-

CHAPITRE I INTRODUCTION

- 1 - Généralités
- 2 - Présentation du récepteur
- 3 - Conception générale du récepteur

CHAPITRE II ETUDE DES ETAGES.

- 1 - Circuit d'Entrée
- 2 - Etage amplificateur H F
- 3 - Etage Mélangeur - Oscillateur
- 4 - Etage détecteur

CHAPITRE III REALISATION .

- 1 - Problemes
- 2 - Conclusion.

1900-1901

... ..
... ..
... ..

1902-1903

... ..
... ..
... ..

1904-1905

... ..
... ..

... ..
... ..

23

1/ Généralités.

Le but de notre projet est de mesurer le temps mis par une onde électromagnétique pour parcourir la distance terre - Ionosphere. Le récepteur conçu travaille dans la gamme 3 - 9 MHz qui est celle de réflexion de l'ionosphere (L'ionosphere a été décrite en détails dans le chapitre ANTENNES) Le temps enregistré sur une table traçante ou visualisé sur un Oscilloscope correspond au temps aller - retour (Temps entre la première impulsion et son écho) on tire la distance entre la terre et les différentes couches de l'ionosphere à partir de la formule :

$$d = \frac{C}{f} \quad \text{où } C \text{ est la vitesse de la lumière, } f \text{ la Fréquence emise } f = \frac{F}{2}$$

La distance d sera donc fonction de la fréquence des ondes réfléchies par l'ionosphere.

Mais comme l'espace n'est pas libre (Absorption par réflexion), la distance d ne sera qu'approximative.

La sensibilité du récepteur dépend de la puissance reçue.

Celle-ci étant faible, le signal qu'on reçoit l'est aussi.

La puissance reçue est évaluée à 10^{-8} W. Ce qui correspond à une tension d'entrée de 50 μ V.

La modulation utilisée est la modulation de fréquence.

Le signal information est une impulsion de fréquence $F = 300 \text{ KHz}$.

une bande $B = 2(m + 1) F$, $B = 20 \text{ KHz}$.

Le taux de modulation $m = \frac{\Delta F}{F} = 33,3$

Le SWING $\Delta f = 10 \text{ KHz}$

Le rapport $\frac{\text{SIGNAL}}{\text{BRUIT}}$ par définition est:

$$\left(\frac{S}{B}\right) \text{ dB} = 10 \text{ Log } \frac{WS}{WB} = 20 \text{ Log } \frac{VS}{VB}$$

Pour la mesure, on évalue le rapport $\frac{\text{Signal} + \text{Bruit}}{\text{Bruit}}$

qui est très voisin de $\frac{S}{B}$ pour S Grand.

On fixe ce rapport à 6^6 6 d B. ça représente une proportion d'erreur de 26%.

La visualisation du signal BF se fait sur un oscilloscope de sensibilité de l'ordre du millivolt. Donc il n'est pas nécessaire de concevoir une amplification BF puisque celle du TBA 120 S est largement suffisante. (Le niveau de sortie BF atteint 1 V).

Les récepteurs se divisent en deux catégories de principe:

- 1) - AMPLIFICATION DIRECTE
- 2) - SUPERHETERODYNE.

→ suite lieu d'utiliser un filtre rejecteur de la fréquence PI
Les diodes limitent les forts signaux pour ne pas →

IL aurait été préférable d'opérer par amplification directe en Utilisant un PLL comme détecteur de phase.

Cette solution aurait simplifié beaucoup de problèmes (Filtres). L'absence du Circuit PLL a guidé notre choix vers une solution plus classique celle du superheterodyne. (Changement de Fréquence).

CONCEPTION GENERALE DU RECEPTEUR.

Principe du Superheterodyne.

Toutes les fréquences reçues sont changées en une seule appelée fréquence intermédiaire ou Moyenne Fréquence.

L'accord des circuits sur cette fréquence est réalisé une fois pour toutes, car ils ne comportent chacun qu'un bobinage à haut coefficient de qualité accordé par un condensateur. Il en résulte à toutes les fréquences, une amplification toujours égale à la fréquence intermédiaire et une grande selectivité.

Voir Fig 1.

Le Schema de la figure 1 nous donne les différents étages utilisés dans le recepteur.

Fonctions des différents étages.

1) L'étage preselecteur comportant le couplage d'antenne et le préamplificateur assure la preselection des fréquences relativement peu voisines de l'accord.

Il donne, en plus, une forte sensibilité, et, par conséquent un meilleur rapport

$$\frac{S}{B} \text{ de fond}$$

2) L'etage oscillateur crée l'indispensable fréquence locale.

L'etage mélangeur assume le changement de fréquence de reception par interference de celle-ci avec la fréquence d'oscillation locale.

3) L'étage détecteur ou démodulateur sert à extraire le signal BF du Signal HF

CHAPITRE II ETUDE DES DIFFERENTS ETAGES.

Il est composé d'une pile de diodes montées en tête bêche, un circuit d'accord utilisant un transformateur d'impédances. Puisque on émet verticalement, il n'ya pas saturer le premier étage. Ces forts signaux proviennent des tops directs de l'émetteur (qui est placé près du recepteur).

Circuit Equivalent d'une antenne.

L'antenne fictive est équivalente à une source de F.E.M. E_a d'impédance Z_a , \tilde{C}_u

$$Z_a = R_a + jX_a.$$

$$X_a = j \left(L_a \omega - \frac{1}{C_a \omega} \right)$$

$$L_a = 0 \quad X_a = \frac{1}{j \omega C_a}$$

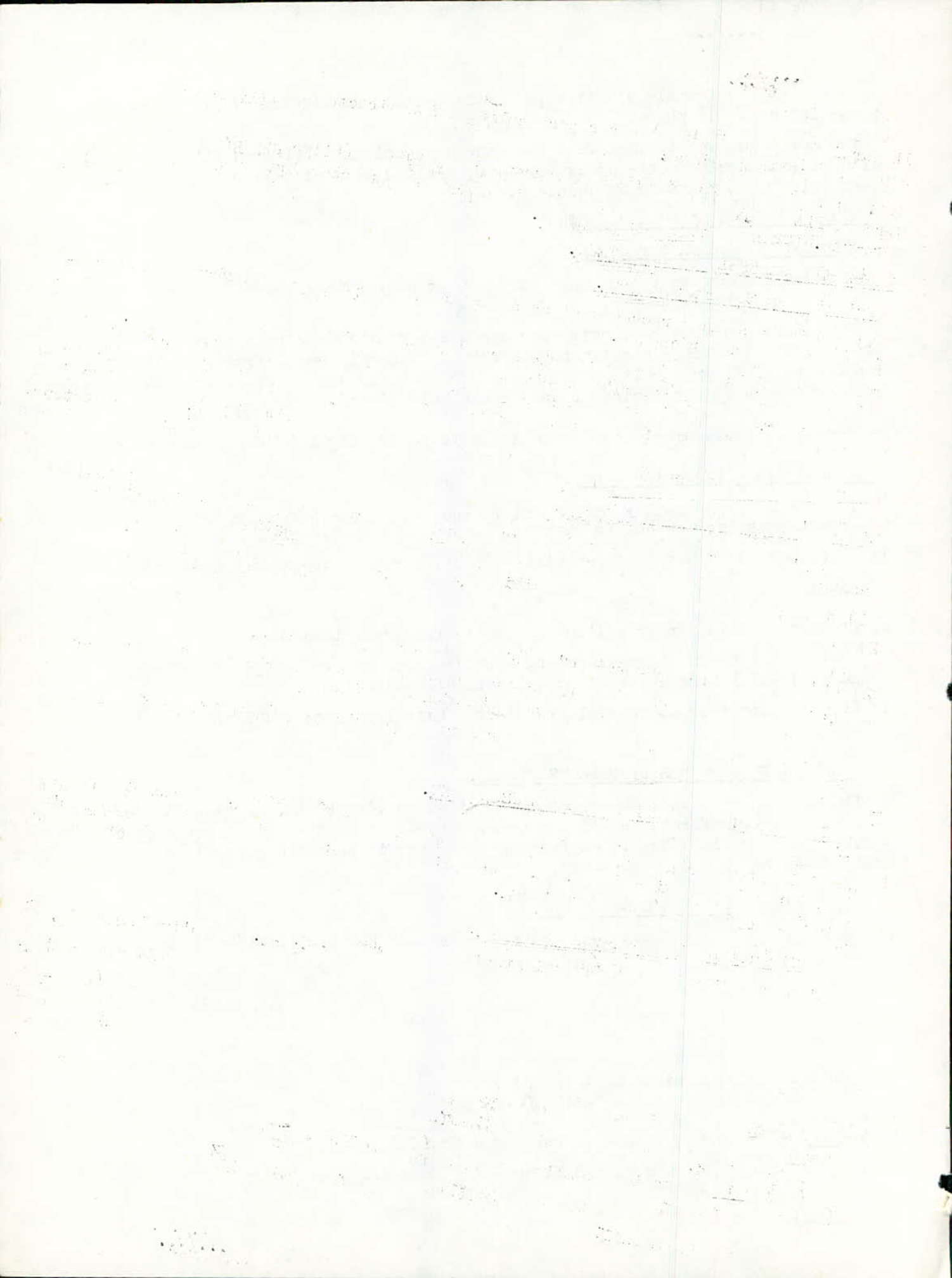
dans le bande décamétrique $C_a \times 200 \text{ pf}$
 $R_a = 400 \Omega$

Voir Fig 2.

$$|X_a| = \frac{1}{C_a \omega} \text{ pour la fréquence moyenne } f_0 = \sqrt{f_{\min} f_{\max}}$$

$$\omega = \omega_0 = 2 \pi f_0 \quad f_0 = 5,2 \text{ MHz}$$

$$(X_a) = 1,5 \cdot 10^8 \Omega$$



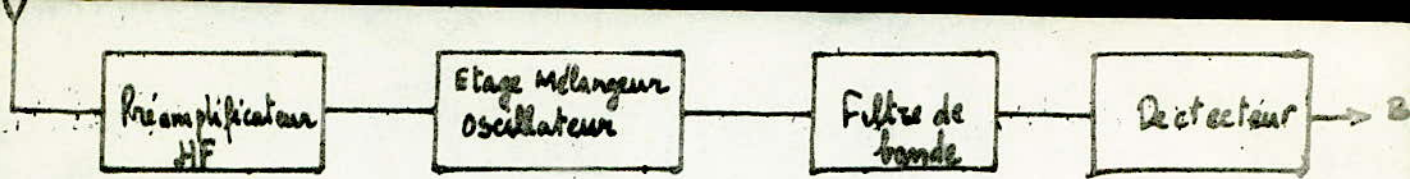


fig 1

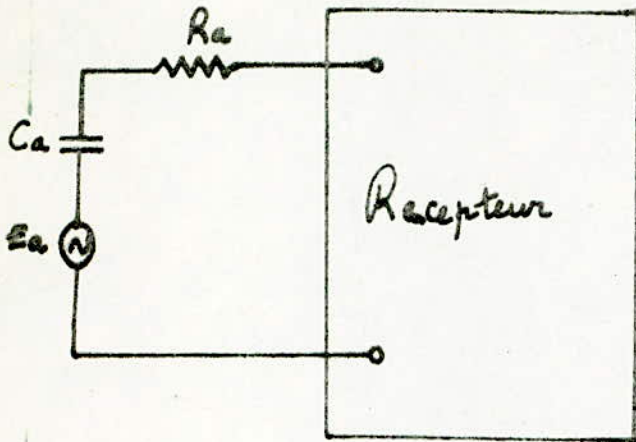


fig 2

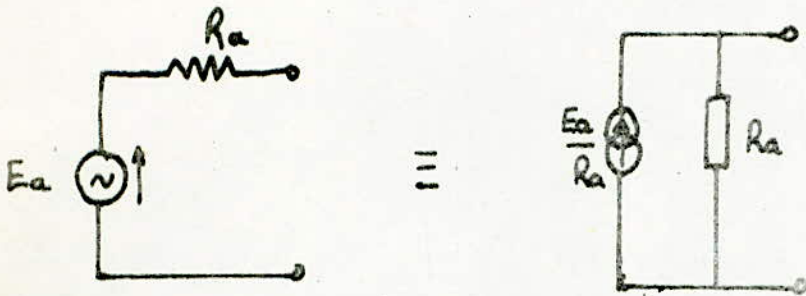


fig 3

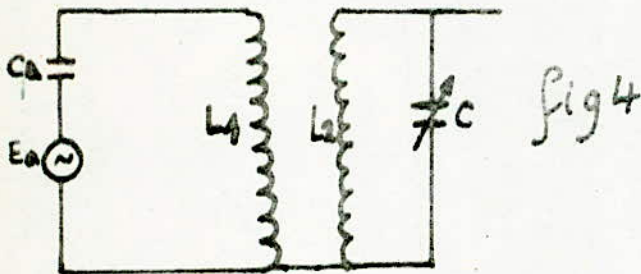


fig 4

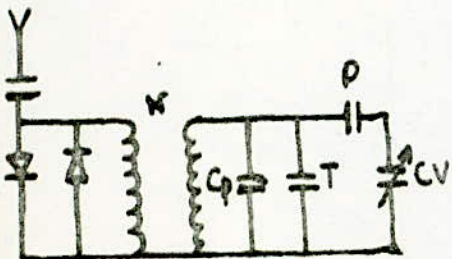


fig 5 Schema Global d'entrée

Remarque: R_a est nulle quand l'antenne est accordée dans la bande.

Le Schema 3 represente l'équivalent de l'antenne fictive.

La mise en parallele de la capacité C_a sur le circuit d'entrée du recepteur ne doit y provoquer qu'un minimum de désaccord, afin de ne pas amener le désalignement du circuit d'accord.

L'indépendance vis à vis de l'antenne peut être obtenue à l'aide du couplage lâche, entraînant toute fois une perte de sensibilité.

La résistance d'antenne R_a , ramenée à l'entrée est une cause d'amortissement du circuit d'accord (La selectivité diminue alors).

Parmi les principaux montages des circuits d'entrée il ya:

- Le Couplage Capacitif au sommet.
- Le Couplage Capacitif à la Base
- Le Couplage inductif.

Notre choix à été porté sur le couplage inductif du fait qu'il tient compte des des dispersions des caracteristiques de l'antenne.

L'antenne est connectée au bobinage L 1, (Voir Fig 4), Lui même couplé à un transformateur H F.

Le bobinage L1 et la capacité C_a Forment un circuit oscillant de fréquence bien déterminée, laquelle ne doit correspondre à aucune de celles de la gamme à recevoir

(3 - 9 M H Z).

Compensateur d'antenne.

En ondes courtes, l'antenne a tendance (à cause de sa longueur) à désaccorder le circuit d'entrée. D'autre part comme notre bande est assez importante, il est difficile d'obtenir un alignement correct vers les fréquences les moins elevées (l'alignement se fait toujours vers les fréquences les plus elevées, c'est à dire en bas de gamme).

On remédie à cet inconvenient en plaçant un condensateur variable à air ($C = 30$ pF) en parallele sur le C.V.

En reteuchant ce condensateur, on peut ainsi compenser l'effet d'antenne et les défauts d'alignements toujours possibles.

Le Schema de l'étage d'entrée devient: fig 5

Le type de diodes utilisées est A N 400 1

Sa capacité est $C = 2 \times (25 \text{ pf})$

pour une tension inverse de 0,1 V

De part son principe, l'étage de changement de fréquence additif n'admet pas la régulation automatique de gain car la CAG agit sur le point de polarisation, son application sur l'étage mélangeur oscillateur risque de provoquer l'arrêt des oscillations locales.

Calcul du Circuit d'entrée.

Le montage est represente à la fig 6

R G est la resistance de polarisation (Trés Grande)

L'amortissement du circuit est très faible puisque la resistance interne du FET est très grande.

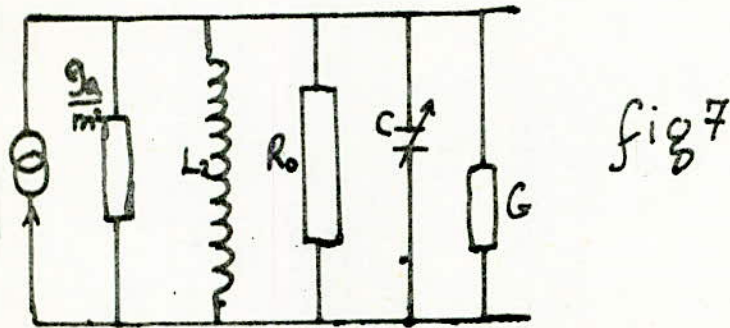
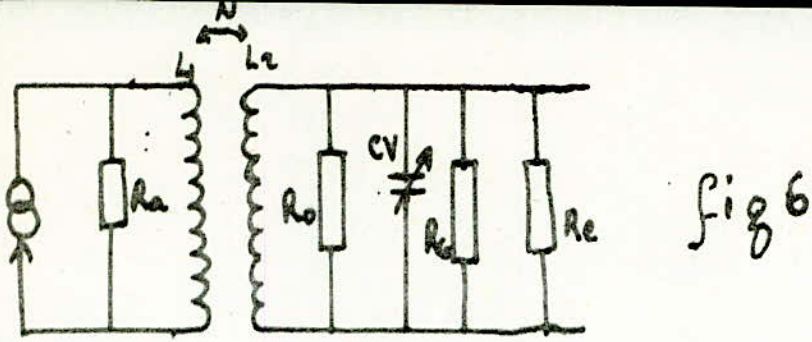
La resistance d'antenne est $R_a = 300 \Omega$

La Fréquence centrale est $f_0 = 5,2 \text{ MHZ}$

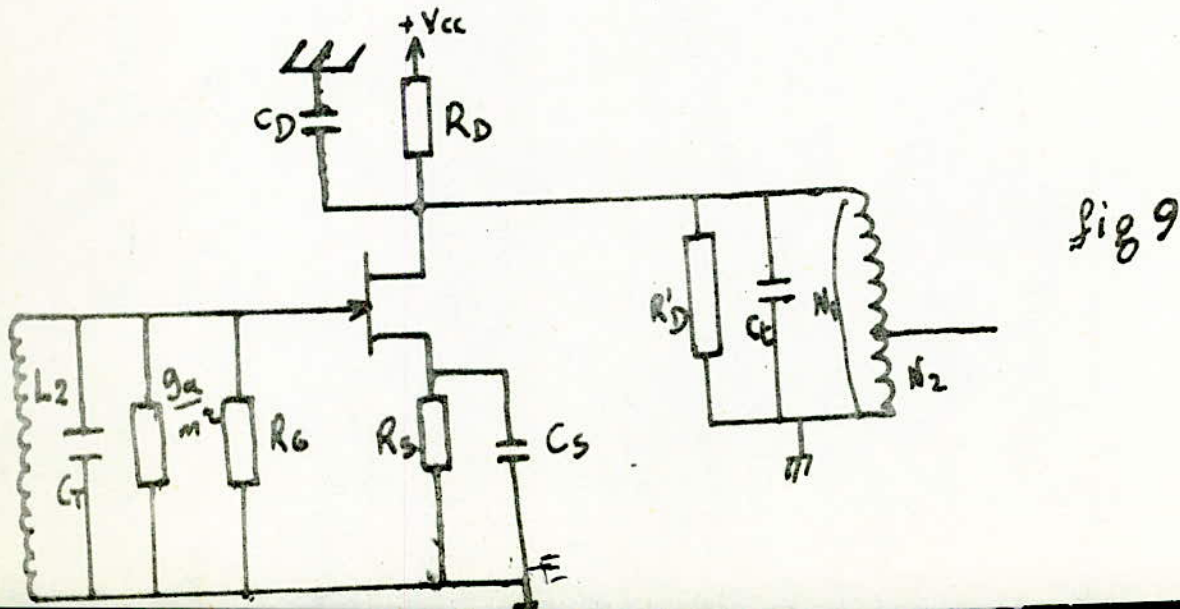
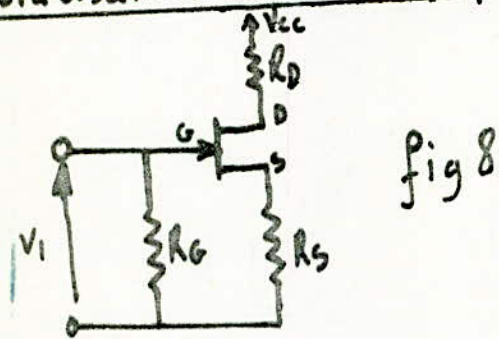
La fréquence d'oscillation $f_1 = f_0 + f_I = 5,2 + 0,46 = 5,66 \text{ MHZ}$

.....

.....



Polarisation du Préamplificateur





En ramenant tout au secondaire, le schema de le fig 6 donne (Voir fig 7)
Condition d'adatation.

$$\frac{g_a}{m^2} = g_0 + G + j \left(C_w - \frac{1}{L_2 w} \right)$$

avec $m = \frac{N_2}{N_1}$ rapport de transformation

- g_0 : Pertes de l'enroulement
- G : Conductance interne du FET + g_G
- L_2 : Secondaire du transformateur.-

La condition de selectivité nous donne:
 $L_2 C_w^2 = 1.$

On peut tirer $m^2 = \frac{g_a}{g_e + g_0 + g_G}$

- g_a = Conductance de l'antene.
- g_e : Conductance de FET
- g_0 : Pertes du secondaire.
- g_G : conductance de polarisation
- C : Capacité Totale.

Comprenant le CV, le trimmer et le pading.-

Capacité du circuit Oscillant.

Dans les recepteurs, on trouve en parallele sur le condensateur variable diverses capacité parasites: cablages, des circuits, capacité propres aux bobinages, capacité des trimmers.

Soit C_d la capacité totale de départ . Ce CV étant au minimum soit C_t la capacité totale lorsque le CV est à son maximum.

$$C_t = C_d + \Delta C.$$

Calcul des limites de la gamme.

On effectue ce calcul dans l'ordre suivant:

- 1) On determine la variation de fréquence d'apres les limites de la bande de fréquence (f_{min} , f_{max})
- 2) En déduire le rapport $m = \left(\frac{f_m}{f_m} \right)^2$
- 3) On mesure C_{max} et C_{min} du CV utilisé.
- 4) En déduire $\Delta C = C_{max} - C_{min}$.
- 5) On Calcule $C_d = \frac{\Delta C}{m^2 - 1} = \frac{\Delta C}{\left(\frac{f_m}{f_m} \right)^2 - 1}$
- 6) On Calcule $C_t = c_d + \Delta C$
- 7) Avec C_t et la limite inferieur de fréquence f_{min} ,
On Calcule L_2 (Secondaire du Bobinage servant à l'accord)

(1) ... (2) ...

$$\frac{1}{(w \cdot \lambda)} \dots$$

$$\frac{\partial}{\partial w} \dots$$

... ..

$$\dots$$

$$\dots$$

... ..

... ..

...

... ..

...

... ..

$$\frac{\partial}{\partial w} \dots$$

$$\dots$$

$$\dots$$

$$\dots$$

... ..

.../...

Les valeurs limites du CV sont 14 pf 300 pF

$$m = \frac{(fM)^2}{(fm)^2} = \left(\frac{9}{3}\right)^2 = 9$$

$$\Delta C = 300 - 14 = 286 \text{ pf.}$$

$$C_d = \frac{286}{8} \rightarrow C_d = 36 \text{ pf}$$

$$C_t = C_d + \Delta C \rightarrow C_t = 322 \text{ pf}$$

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_{\min}^2 C_t} ; L_2 = 8,7 \mu\text{H} \quad \boxed{L_2 = 9 \mu\text{H}}$$

Connaissant L_2 on détermine L_1

$$m^2 = \frac{L_2}{L_1} \Rightarrow L_1 = \frac{L_2}{m^2}$$

Les pertes de l'enroulement sont estimées à $R_0 = 10 \text{ K}$

$$\left. \begin{array}{l} g_0 = \frac{1}{10} \mu\text{S} \\ g_a = \frac{1}{300} \mu\text{S} \end{array} \right\} m^2 = \frac{g_a}{g_0} = 33,3$$
$$m = 5,7$$

Selectivité apportée par le circuit oscillant.

Par définition la selectivité est:

$$S = \sqrt{1 + 4 q^2 x^2}$$

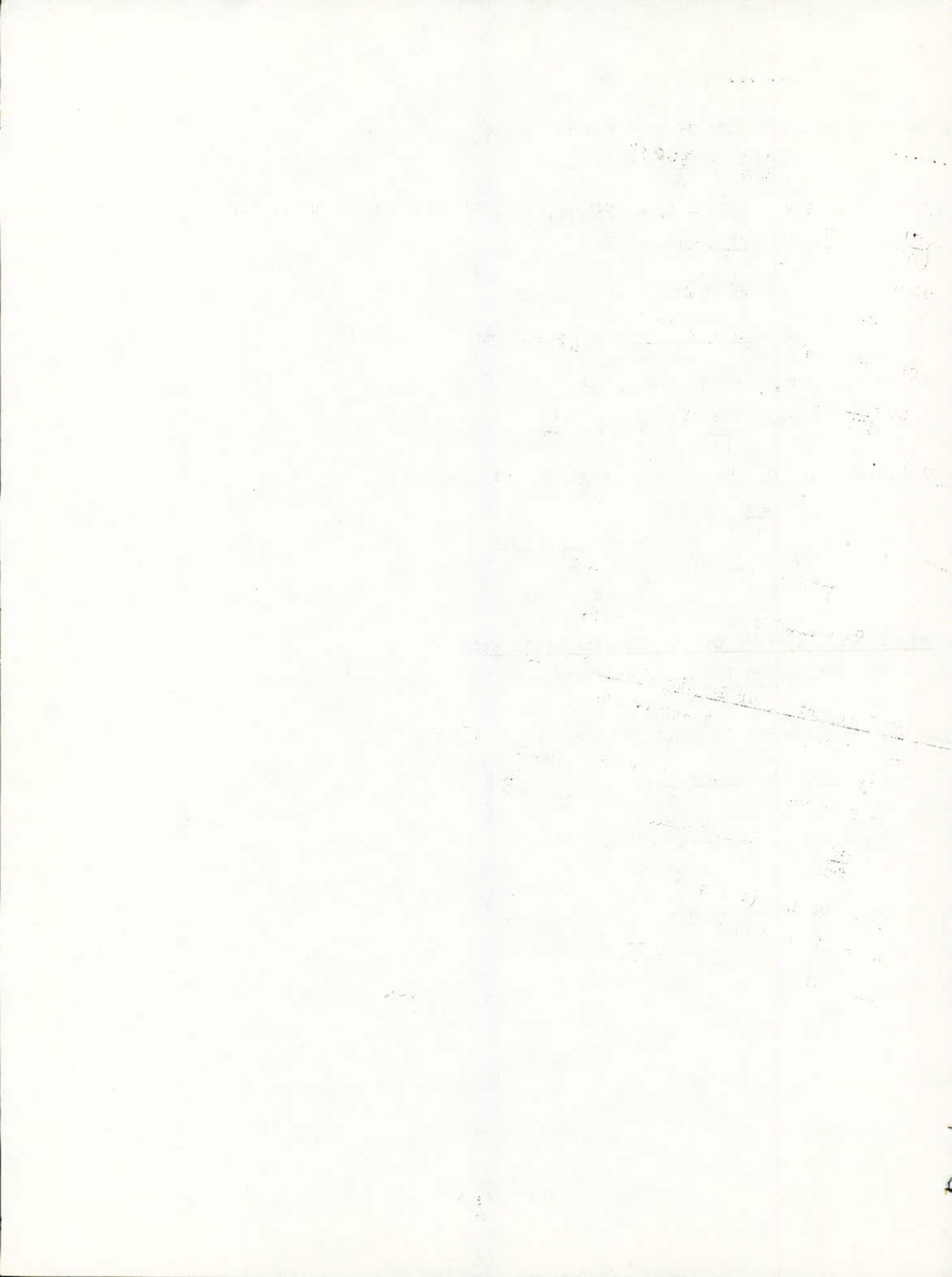
q = facteur de qualité en charge ($q = \frac{R}{L\omega} = 17,7$)

$$x = \frac{\Delta f}{f_{\max}} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max}} \quad x = \frac{8}{3}$$

$$S_{dB} = 20 \text{ Log} (1 + 4 q^2 x^2)^{1/2}$$

$$S_{dB} = 10 \text{ Log} (1 + 4 q^2 x^2)$$

$$AN \quad S_{dB} = 27,5 \text{ dB.}$$



Donc la selectivité de ce circuit est appreciable.

Le circuit accordé du préamplificateur augmentera cette selectivité à 40 dB.

Probleme de l'alignement.

Lorsque la fréquence incidente varie dans une gamme, il faut que la fréquence incidente suive cette variation avec une difference constante FI il est possible d'y parvenir par la meme commande (2 condensateurs variables montés sur un meme axe)

$$\frac{1}{\sqrt{L'C'}} - \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2 \Pi FI$$

On utilise en general deux capacités ajustables, l'une appelée padding (Se met en serie sur le CV) l'autre trimmer se met en parallele sur le CV.

L'effet correcteur se fait en 3 Points . On se contente de le faire en 2 Points qui sont les extremités de la gamme.

Pour calculer d'une façon optimale les fréquences d'alignement du circuit oscillant de l'accord ou de l'oscillateur, on adopte les valeurs usuelles obtenues par tâtonnement.

Calcul du trimmer et du padding.

ou a:

$$L^2 \left(\frac{C_{min}P}{C_{min} + P} + T \right) \omega_{max}^2 = 1 \quad P = \text{Padding}$$

$$L^2 \left(\frac{C_{max}P}{C_{max} + P} + T \right) \omega_{min}^2 = 1 \quad T: \text{Trimmer}$$

$$L^2 = 9 \mu H$$

$$C_{min} = 14 \text{ pf}$$

$$C_{max} = 300 \text{ pf}$$

$$\frac{C_{min}P}{C_{min} + P} + T = \frac{1}{L^2 4 \Pi^2 f_{max}^2}$$

$$\frac{C_{max}P}{C_{max} + P} + T = \frac{1}{L^2 4 \Pi^2 f_{min}^2}$$

$$\frac{C_{min}P}{C_{min} + P} - \frac{C_{max}P}{C_{max} + P} = \frac{1}{L^2 4 \Pi^2 f_{max}^2} - \frac{1}{L^2 4 \Pi^2 f_{min}^2}$$

Application Numerique

On arrive à l'équation.

$$8 \cdot 10^{-12} p^2 - 87,29 \cdot 10^{-21} p - 1,16 \cdot 10^{-30} = 0$$

On tire P = 11h F qui est une grosse valeur.

Conclusion: son rôle ne sera pas tellement efficace.

$$T = \frac{1}{L^2 4 \Pi^2 f_{min}^2} - \frac{C_{max}P}{C_{max} + P}$$

A.N T = 20 pF. (Valeur Classique).

→ dont le facteur de bruit est plus élevé que celui d'un amplificateur →

ETAGE PREAMPLIFICATEUR (F.E.T.)

Le signal d'entrée est caractérisé par son ^{rapport} ~~signal~~ ^{signal} / ^{Bruit} ~~bruit~~ l'antenne, les caractéristiques de l'antenne, l'atténuation du câble est..... Il est évident qu'on doit obtenir des le départ, le maximum du rapport S et qu'une bonne installation d'antenne s'impose. Le signal d'antenne étant trop faible pour être directement exploitable, on doit donc l'amplifier.

En supprimant l'amplificateur HF, le premier étage serait le mélangeur-oscillateur ^{suiv} ordinaire. il est donc nécessaire d'utiliser un amplificateur dont le facteur de bruit serait faible.

Le F.E.T. de part son impédance d'entrée très grande (10 MΩ) et son facteur de bruit appréciable (F = 4 dB à 100 MHz) convient donc particulièrement comme preamplificateur HF. L'étage doit fonctionner à faible niveau, d'où la nécessité d'une polarisation en classe A. De même qu'il doit procurer une amplification suffisante sans trop dégrader le rapport S/B. Ceci sera obtenu par le montage émetteur à la masse, qui présente le gain en puissance le plus élevé par rapport aux autres montages.

POLARISATION DU 1° ETAGE.

Caractéristiques principales du FET 2 N 3819 (Canal N)

- 2mA < IDSS < 20 mA pour VDS = 15 V
- IGSS < 2mA VDS = 0V VGS = - 20 V
- ± VDS = 25 V
- P Tot = 360 mw
- Tj = 150°C
- Rthja = 347° C/W
- ↑ Y f S / < 6,5 mA/V
- Crs < 4 p F
- I G = 10 mA

- V(p) GS < 0 V pour (I D = 2 mA, VDS = 15 V)

Le FET Nécessite normalement pour son fonctionnement 2 Alimentations (une pour polariser la grille, l'autre pour le drain)

On détourne cette difficulté en utilisant la polarisation automatique de drain.

Le courant de grille étant assez faible (l'ordre du nano A) VGS = RgIg = 10 mv
Le point de repos est est choisi sensiblement au milieu de la partie ^{droite} de la caractéristique statique Ceci pour avoir une bonne reproduction du signal (Faible distorsion).

100

.../...

Calcul des éléments de polarisation du FET .

$$E \ll \frac{V_{DSMAX}}{2} = 12,5 \text{ V}$$

On prend $E = 9 \text{ V}$

On aussi $V_{DSMAX} = 25 \text{ V}$

La loi des mailles nous donne:

$$E = R_D I_D + V_{DS} + R_{SIS} .$$

$$I_S = I_G + I_D \text{ or } I_G \ll I_D \Rightarrow I_S = I_D$$

$$V_{DS} = E - (R_D + R_S) I_D \quad (1)$$

L'autre maille nous donne:

$$R_{SIS} + V_{GS} + R_{GIG} = 0$$

$$-V_{GS} = R_{SIS} + R_{GIG}$$

Comme I_G est très faible de l'ordre du nanoampere et R_G de l'ordre du Megohm

$$R_G I_G \ll R_{SIS} . \Rightarrow V_{GS} \approx - R_{SIS}$$

$$2\text{mA} \ll I_{DSS} \ll 20 \text{ mA} \text{ Nous prendrons } I_{Dso} \ll \frac{E}{2(R_D + R_S)}$$

Ce qui correspond à peu près au milieu de la droite de charge statique soit I_{Dso}

$$I_{Dso} = 4 \text{ mA}$$

$$R_D + R_S \ll \frac{9}{2 \times 4} \text{ K}\Omega \Rightarrow R_D + R_S = 1,125 \text{ K}\Omega$$

$$V_{Dso} \left(\frac{E}{2} \right) \text{ soit } V_{Dso} = 4 \text{ V}$$

$$\text{Soit } -V_{GSso} = 1,5 \text{ V} \quad R_S = \frac{165}{410^{-3}} \quad R_S = 375 \Omega$$

$$\text{d'où } R_D = 750 \Omega$$

$$\text{Valeurs Normalisées. } R_S = 390 \Omega \\ R_D = 820 \Omega$$

Stabilisation en température du T.E.C (ou F.E.T)

Comme les caractéristiques du T.E.C. dépendent d'une façon marquée de la température ambiante, le choix de R_G doit obéir à la condition $R_G = \frac{\theta}{g_m I_G} \frac{\partial I_D}{\partial T}$

Dans l'Intervalle des températures admises, la valeur de $\frac{\partial I_D}{\partial T} = \text{cte}$

$$\frac{\partial I_D}{\partial T} = 0,75\% \text{ par } ^\circ\text{C} \text{ pour les transistors ayant une tension de pincement élevée}$$

or $-V(P)_{GS} < 8 \text{ V}$ pour $(I_D = 2\text{nA}, V_{DS} = 1\text{V})$

$$\text{et } -I_{GSS} < 2\text{nA} \text{ pour } V_{DS} = 0, V_{GS} = -20 \text{ V}$$

$$I_D = 4 \text{ mA}$$

$$-I_G = 10 \text{ nA} \quad g_m: 5\text{mA/V} ; \theta_{amb} = 30^\circ$$

θ est une constante qui ne dépasse pas 14°C pour le silicium

$$R_G = \frac{14 \times 0,75}{510^{-3} \times 10 \times 10^{-9}} \quad 10^{-2} \times 410^{-3}$$

$$R_G = 8,41 \times 10^6 \quad \text{Valeur Normalisée } R_G = 8 \text{ M}\Omega$$

.....

.....

Calcul de la Capacité de découplage de la Source CS

La Fréquence la plus basse à transmettre est telle que

$$f_1 \gg \frac{\omega_0}{2\pi} (1+k) \text{ de même que } R_s \gg \frac{1}{C_s \omega_0}$$

Le facteur k est pris généralement égal à 10

$$\begin{array}{l} f_1 = 2\text{MHz} \\ R_s = 390 \Omega \end{array} \quad \left| \quad C_s \gg \frac{1+k}{2\pi f_1 R_s} \right.$$

AN : $C_s \gg 2,2 \text{ nF}$ Un prendra $C_s = 10 \text{ nF}$

Calcul de la Capacité de découplage de la résistance de drain

$$C_D \gg \frac{1+K}{2\pi f_1 R_D}$$

$R_D = 320 \Omega$ $C_D = 1,1 \text{ nF}$ On prendra $C_D = 10 \text{ nF}$

Fonctionnement en dynamique du P.E.T.

Voir fig 9

$n = \frac{N_2}{N_1}$ Rapport de transformation adapte la s ortie du préamplificateur à l'entrée du circuit mélange ur. posons:

$$\begin{aligned} r_2 &= r_{bb'} + r_{b'e} \\ R_{B2} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ (Pont de base)} \\ \beta'1 &= \beta1 // R'D \\ C_t &= C_{DS} + C_{\mu} n^2 + C_f \\ G = \frac{1}{R} &= \frac{1}{\beta'1 R_1} + \frac{1}{r} + \frac{1}{R'D} \\ r_2 &= \frac{R_{B2} r_{b'e}}{R_{B2} + r_{b'e}} \times \frac{1}{n^2} \end{aligned}$$

$r_2'1 =$ pertes paralleles de la bobine L_1 , étant étant les pertes series.

$$r_2'1 = \frac{L_1}{r_1 C_t}$$

Soit à determiner L_1, r_1, n^2

Estimation de C_t

$$\begin{aligned} C_t &= C_{DS} + C_{\mu} n^2 + C_f \\ n &= \frac{N_2}{N_1} \ll 1 \quad n^2 \ll 1 \text{ et } C_{\mu} = 8 \text{ pF} \\ C_{\mu} n^2 &\ll C_{DS} + C_f \\ \text{or } C_{DS} &\approx 5 \text{ pF à } 1 \text{ MHz} \\ C_t &= C_{DS} + C_f \quad C_t = 15 \text{ pF} \\ \text{or à l'accord } L_1 \cdot C_t \omega_0^2 &= 1 \Rightarrow L_1 = \frac{1}{C_t \omega_0^2} \end{aligned}$$

AN $f_a = 3 \text{ MHz}$
 $f_b = 9 \text{ MHz}$

$L_1 = 62,5 \mu\text{H}$

$L_1 = 63 \mu\text{H}$

.....

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

.....

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

.....

.....

.....

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

.....

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

.....

.....

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10}$$

La résistance interne de sortie du PBT est $r_i = 20 \text{ K}\Omega$ à $f = 1 \text{ MHz}$

Nous prendrons $f_0 = 10 \text{ KHz}$

Le facteur de pertes des bobines qu'on a réalisé est voisin de 20%

$$T_g(\delta) = 20\%$$

$$\text{or } T_g \delta = \frac{r}{L_1 \omega} \quad r = 408 \Omega \text{ pour } \omega = \omega_0 = 2\pi \sqrt{27} \text{ MHz} \text{ Fréquence moyenne.}$$

$$\frac{r'1}{r_{ict}} = \frac{L_1}{r_{ict}}$$

$$\text{AN } \boxed{r'1 = 10 \text{ K}\Omega}$$

$$G = \frac{1}{r} + \frac{1}{r'1} + \frac{1}{\beta'1}$$

Conductance de Charge.

Si Q est le coef de qualité du circuit parallele.

$$Q = \frac{ct \omega_0}{G} = RC\omega_0$$

L'admittance devient:

$$y = G \left(1 + j Q \left(x - \frac{1}{x} \right) \right)$$

$$\text{ou } x = \frac{\omega}{\omega_0} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\text{or } V_2 = -g_m \frac{V_1}{y} \Rightarrow A = \frac{V_2}{V_1} = -g_m \frac{1}{y} \quad \boxed{A = -g_m Z}$$

A la résonance $x = 1$ ($\omega = \omega_0$) $A_0 = -g_m R$.

Soit $B = f_2 - f_1$ la bande passante de notre preamplificateur on veut que celui ci amplifie toutes les fréquences compris es dans cette bande, Pour cela, on doit amortir la bobine L_1 à l'aide d'une résistance $R'D$ appropriée, que nous cherchons à évaluer.

$$B = 9 - 3 = 6 \text{ MHz}$$

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{\sqrt{f_{\min} \cdot f_{\max}}}{B} = \frac{\sqrt{27} \cdot 10^6}{6 \cdot 10^6} \Rightarrow Q = 0,87$$

$$Q = 0,87$$

$$Q = \frac{R}{L_1 \omega} \quad \text{d'où } R = 1,77 \text{ K}\Omega$$

A l'adaptation.

$$\frac{1}{\beta'1} + \frac{1}{r'1} + \frac{1}{R'D} = \frac{1}{r}$$

Donc la charge à l'adaptation sera

$$G_{ad} = \left(\frac{1}{\beta'1} + \frac{1}{r'1} + \frac{1}{R'D} \right) \times 2$$

$$\boxed{\text{D'où } R'D = 12 \text{ K}\Omega}$$

Calcul du rapport de transformation n:

$$r = \frac{(R_{B2} r'be)}{(R_{B2} + r'be)} \cdot \frac{1}{n^2}$$

$$\text{Posons } \frac{R_{B2} r'be}{R_{B2} + r'be} = R_{eq}$$

$$\frac{R_{eq}}{n^2} = 2 \times 1,7710^3$$

$$\left. \begin{array}{l} R_{B2} = 1,35 \text{ K} \\ R_{b'e} = \frac{1}{1,510^{-3}} \end{array} \right\} \Rightarrow R_{eq} = 146 \Omega$$

$$n^2 = \frac{R_{eq}}{2 R} \Rightarrow \boxed{n = 0,35}$$

...

...

...

...

...

...

...

...

...

.../...

Calcul du Gain en tension de l'étage .

$$AV = -g_m Z$$

$$Z = \frac{1}{y} = \frac{1}{G(1+jQ\frac{x-1}{x})}$$

pour $x = 1$; $AV = -\frac{g_m}{g}$

$$g_m = 5 \text{ mA/V} \quad (2 < g_m < 6,5)$$

AN $AV = -8,85$

$$AV \text{ dB} = 20 \log |AV| \quad \boxed{AV = 19\text{dB}}$$

Stabilité du Montage.

Le Coefficient de Stabilité est donné par la relation suivante:

$$S = \frac{2(g_{11} + G_G)(g_{22} + G_L)}{y_{12}y_{21} + \text{Re}(y_{12}y_{21})}$$

Le montage sera stable si $S > 1$

Le FET est à source commune et présente les caractéristiques suivantes:

$$g_{11} S = 250 \mu\text{V}$$

$$g_{22} S = 150 \mu\text{V}$$

$$y_{22} S = 1,25 \text{ mV}$$

$$y_{21} S = 7,5 \text{ mV}$$

La valeur de G_L détermine la stabilité

$$G_L = \frac{1}{1,7103} \text{ V} \quad \text{nous donne une stabilité supérieure à 5.}$$

OSCILLATEUR MELANGEUR.

L'étage qui vient juste après le préamplificateur est le mélangeur.

Un mélangeur à transistor est équivalent à un chargeur de fréquence à diode suivi d'un amplificateur à transistor la conversion de fréquence est possible pour une fréquence quelconque tant que la diode émetteur base travaille dans sa partie non linéaire ($i_D = K V_D^2$). Le changement de fréquence ne dépend pas de l'amplification pour la fréquence du signal pour cette raison un transistor sera suivant utilisable comme chargeur à une fréquence supérieure à celle pour la quelle il amplifié ce pendant la fréquence intermédiaire doit être telle que la jonction du transistor fonctionnent comme un amplificateur de transistor utilisé comme mélangeur doit avoir les caractéristiques,

- 1) Une bonne caractéristique de diode émetteur-Base
- 2) Faible capacité d'entrée émetteur
- 3) Un bon gain en puissance disponible à la fréquence intermédiaire

Le transistor BF 195 présente les caractéristique suivante:

N.PN radio-Television

$$h_{FE} = 67 \quad I_{cM} = 30 \text{ mA}$$

$$C_{re} = 0,95 \text{ pF} \quad V_{cEo} = 20 \text{ V}$$

$$f_T = 200 \text{ MHz} \quad P_{tot} = 250 \text{ mW}$$

$$F = 4 \text{ Db} \quad T_j = 125^\circ\text{C}$$

$$/y_{fb} = 34 \text{ mA/V} \quad V_{CB \text{ max}} = 30 \text{ V}$$

$$F_c = 2,5 \text{ dB} \quad R_{th-j} = 0,40^\circ\text{C/mW}$$

.....

08

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

08

.....

.....

.../...

Le choix de la fréquence a été fait arbitrairement pour éliminer certains problèmes (filtre et leur aligement) on a opté pour FI=460 KHZ DE plus, on ne peut choisir une valeur supérieure à celle-ci pour éviter son rapprochement de la gamme à couvrir.

Dans le transistor, le mélange se fait de la façon suivante :

1) Le signal de l'oscillateur local module l'impédance non linéaire de la diode émetteur base du transistor mélangeur. Le signal HF qui est également présent aux bornes de cette impédance est transformé en fréquences somme et différence dont l'une représente le signal de conversion à la fréquence FI.

Au dessous de 100 MHz, cette conversion se fait avec des pertes négligeables.

2) Le transistor mélangeur amplifie alors les fréquences FI jusqu'à une valeur approchant le maximum possible à la fréquence donnée (GMD).

Le gain de Conversion est donné par:

$$G_c = \frac{\text{Puissance de sortie disponible à la FI}}{\text{Puissance d'entrée en HF}}$$

Les 2 étages de mélange décrites plus haut conduisent à:

$$G_c = GMD (\text{dB à la FI}) - p_{eb} (\text{db en HF}) \quad (\text{Voir fig 11})$$

p_{eb} est la perte de puissance (en dB) que subit le signal d'entrée pendant le processus de conversion dans la diode émetteur Base.

On peut définir le gain de conversion d'une autre façon

$$G_c = \frac{(S_c)^2}{4} \cdot R_{11}(\text{HF}) \cdot R_{22}(\text{MF})$$

Le signal HF est appliqué à la base, tandis que celui de l'oscillateur est appliqué sur l'émetteur. Le signal à fréquence intermédiaire est recueilli en sortie sur le collecteur au moyen d'un circuit sélectif (Calé sur $F = 460 \text{ KHZ}$) C'est le signal de l'oscillateur qui commande l'impédance d'entrée, celle-ci joue un rôle très important et possède une valeur de conversion donnée dans les fiches du constructeur. Ainsi, le signal; de l'oscillateur local modifie tous les paramètres du transistor du fait de la valeur de la tension de l'oscillateur, qui est très grande et par rapport à celle du signal HF. Seules $r_{bb'}$ et $C_{b'c}$ ne sont pas modifiés.

Pour le signal incident, tout se passe comme si la pente diminuait pour prendre la valeur S_c (Pente de conversion) ?

Cette pente est approximativement égale à:

$$S_c = \frac{S}{\pi}$$

S étant égale à $34 \text{ mA/V.} \Rightarrow S_c = \frac{34}{\pi} = 10,8$

$R_{11}(\text{MF})$ (à l'adaptation) = 223Ω

$$R_{22}(\text{MF}) = \frac{1}{\frac{G_1 + G_2}{2}}$$

R_1 : résistance du primaire du filtre de bande

R_2 : résistance du secondaire du filtre de bande

(On prend $\frac{G_2}{2}$ Car à l'adaptation la conductance du TBA 420 S)

Vient se mettre en parallèle sur G_2

$R_{22}(\text{MF}) = 4,6 \text{ K}\Omega$ (Voir Calcul du filtre)

Calcul de G_{pc}

$$G_{pc} = \frac{(10,8)^2}{4} \cdot 223 \times 4,610^3 \cdot 10^{-6} \quad G_{pc} = 30,4$$

$$G_{pc} = d_{Gpc} = 20 \log(G_{pc})$$

$$\boxed{G_{pc} \text{ dB} = 30 \text{ dB}}$$

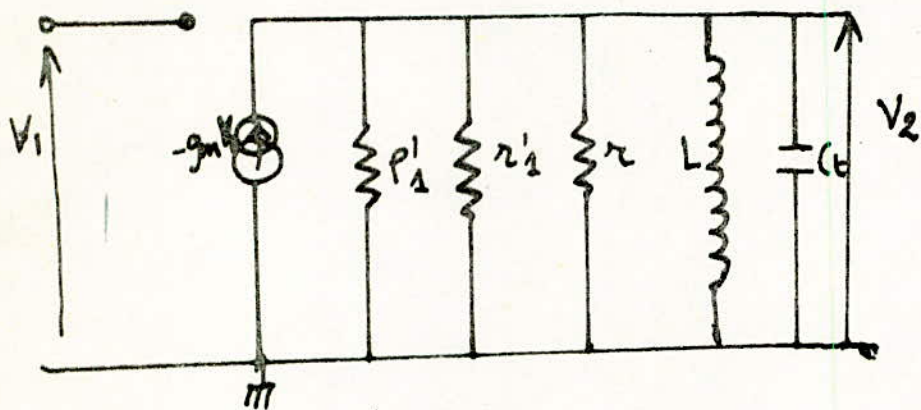


fig 10

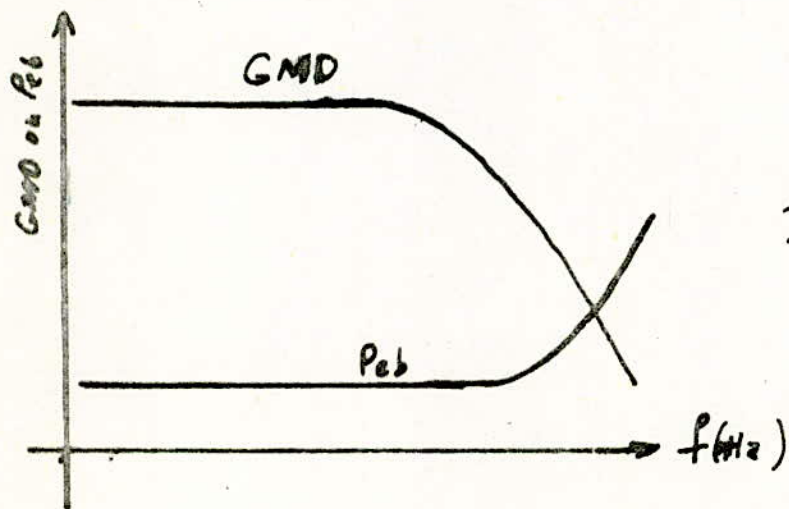
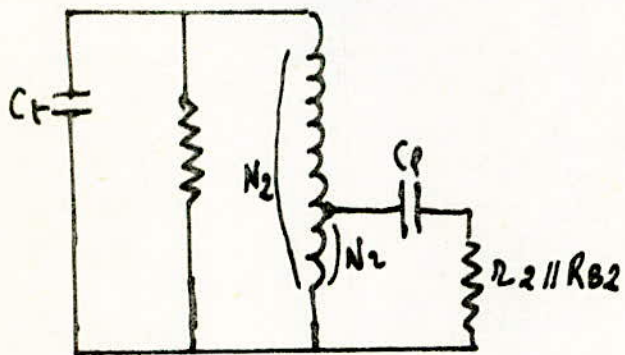


fig 11



Calcul du Gain en tension du mélangeur.

Voir fig 12

Le gain en tension est $G_V = \frac{\sqrt{y_{21c}}}{\sqrt{G_1(G_2 + G_L)}} \times \frac{KV_{Q_1 Q_2}}{1 + K^2 Q_1 Q_2}$

K: Coef de couplage.

Q_1, Q_2 Coef de qualité du primaire et du secondaire du filtre G_i et G_L conductance d'entrée *de bande*

Pour un couplage transitionnel $KV_{Q_1 Q_2} = 1$
(ou critique)

ou aura donc: $\frac{\sqrt{y_{21c}}}{2\sqrt{G_1(G_2 + G_i)}}$

APPLICATION NUMERIQUE:

$G_1 = \frac{1}{6,85 \cdot 10^3}$

$G_2 = \frac{1}{6,93 \cdot 10^3}$

$G_L = \frac{1}{70 \cdot 10^3}$

$G_V = 130$

$G_V \text{ dB} = 20 \log /G_V/$

$G_V \text{ dB} = 40 \text{ dB}$

Etude du Filtre de bande (Circuit de charge du mélangeur)

Pour un aligement correct du filtre, on utilise un couplage capacitif en tête (Voir fig 13). L'intensité du couplage est fixé par la valeur de C12, la courbe amplitude - fréquence A(f) s'élargit vers les fréquences basses à cause du pôle P1, qui se déplace, alors que P2 est fixé, d'où le sommet correspondant qui est fixe.

$Z_t = \frac{V_2}{I_1} = \frac{j \omega k}{4 \sqrt{C_{11} C_{22}}} \cdot \frac{1}{(P-P_1)(P-P_2)}$

$C_{11} = C_1 + C_{12}$

$C_{22} = C_2 + C_{12}$

$\omega^2 = \frac{1}{L_1 C_{11}} \quad ; \quad \omega^2 = \frac{1}{L_2 C_{22}} \quad ; \quad B = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11} C_{22}}} = \frac{C_{12}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})(C_2 + C_{12})}}$

Calcul des éléments constituant le filtre.

fréquence d'accord f_{01}

$f_{01} = F_1 - 0,9239 \frac{B}{2}$

$F_1 = 0,46 \text{ MHz} \Rightarrow f_{01} = 413,8 \text{ KHZ}$
 $B = 100 \text{ KHZ}$

Le coefficient d'amortissement α : $\alpha = \frac{f_{01}}{2Q} = 0,3827 \frac{B}{2}$

$\alpha = \frac{f_{01}}{2Q_1} = 19,1 \text{ KHZ}$

On tire $Q_1 = \frac{f_{01}}{2 \times 19,1} = 10,8$

... ..
... ..

... ..
... ..

$$\frac{1}{(10 + 50) \cdot 10}$$

... ..

... ..

... ..

$$\frac{1}{10 + 50}$$

... ..

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

... ..

... ..

... ..

$$\frac{1}{(10 + 50) \cdot 10}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{(10 + 50) \cdot 10}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

... ..

... ..

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

$$\frac{1}{10 + 50}$$

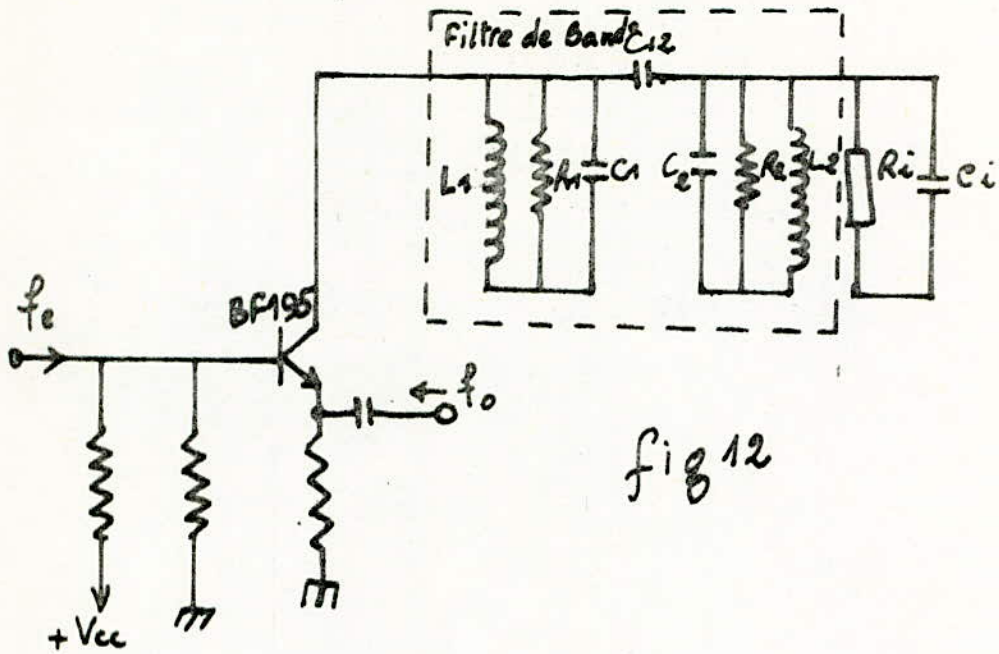


fig 12

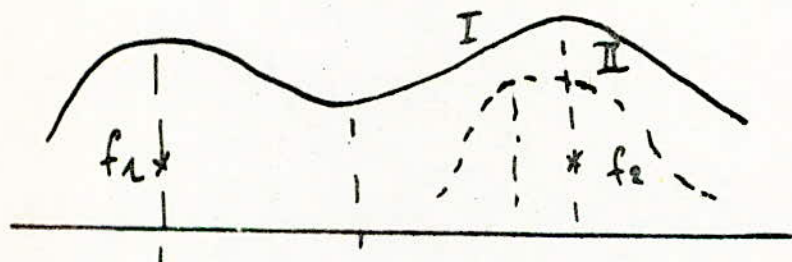


fig 13

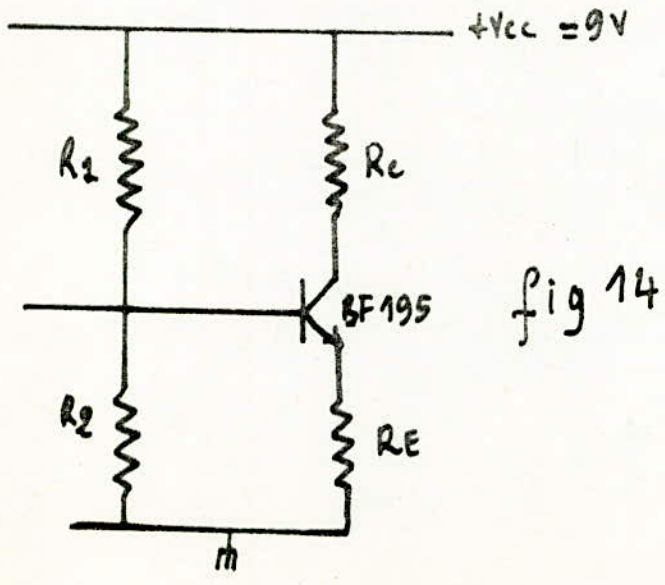
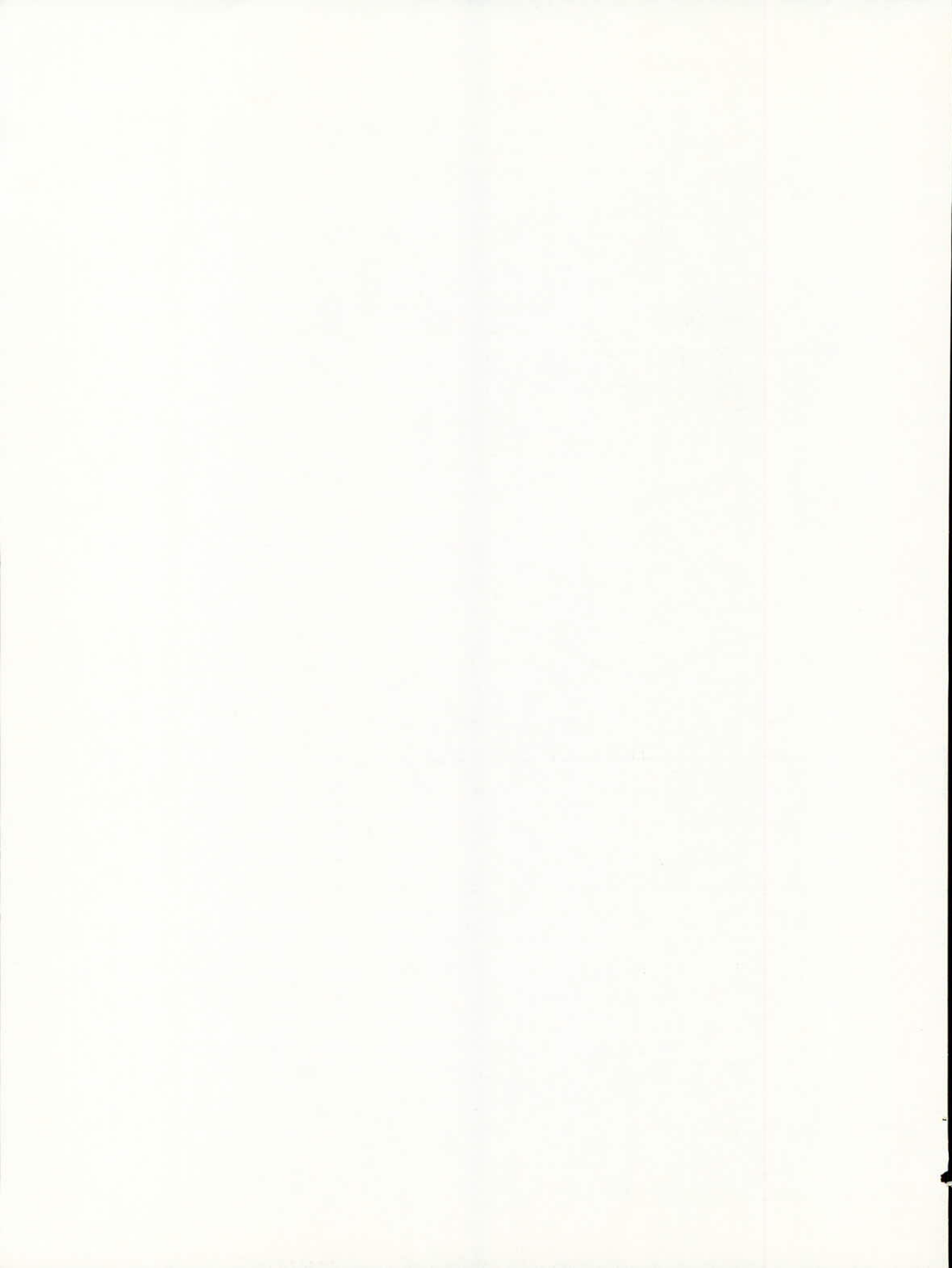


fig 14



.../...

Comme $Q_1 = R_1 C_1 2\pi f_{o1}$

Si on prend $C_1 = 600 \text{ pF}$ on déduit $R_1 = \frac{Q_1}{2\pi C f_{o1}}$

AN $R_1 = 6,85 \text{ K}$ Valeur normalisé 6,8 K Ω

La bande passante de ce premier circuit est le double du coefficient d'amortissement.

$$B_1 = \frac{f_{o1}}{Q_1} = \boxed{B_1 = 38,2 \text{ KHZ}}$$

L'inductance d'accord L_1 est.

$$L_1 = \frac{1}{C \omega_o^2}$$

Connaissant ω_o, C on déduit $L_1 = 246 \text{ } \mu\text{H}$

Etude du 2^o Circuit.

Fréquence d'accord f_{o2} .

$$f_{o2} = F_1 + 0,9239 \frac{B}{2}$$

$$f_{o2} = 506,2 \text{ KHZ}$$

Le coefficient d'amortissement α est

$$\alpha' = \frac{f_{o2}}{2Q_2} = 0,3829 \times \frac{B}{2}; \alpha' = 19,13 \text{ KHZ}$$

si on prend $C_2 = 600 \text{ pF}$

$$Q_2 = \frac{f_{o2}}{19,13} \times 2 = 13,2 \quad Q_2 = 13,2$$

R_2 sera égale à $R_2 = \frac{Q_2}{2\pi f_{o2} C_2}$

AN : $\boxed{R_2 = 6,93 \text{ K}}$ Valeur Normalisé 6,8 K

La bande passante de ce circuit est:

$$B_2 = \frac{f_{o2}}{Q_2} = B_2 = 38,27 \text{ KHZ}$$

L'inductance d'accord L_2 est:

$$L_2 = \frac{1}{C \omega_o^2}$$

AN: $\boxed{L_2 = 165 \text{ } \mu\text{H}}$

Calcul de C_{12}

$$k = \frac{C_{12}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})(C_2 + C_{12})}}$$

$$\text{pour } C_1 = C_2 = C \quad k = \frac{C_{12}}{C + C_{12}}$$

$$k = \frac{B}{F_1} = \frac{76,5}{460} = 0,16$$

$$C_{12} = K (C + C_{12}) \Rightarrow \boxed{C_{12} = \frac{kC}{1-k}}$$

AN $C_{12} = 119,7 \text{ pF}$ $\boxed{C_{12} = 120 \text{ pF}}$

.../...

.../...
ETUDE DE L'OSCILLATEUR.

La méthode d'étude des oscillateurs à transistors, traite ces derniers d'une manière linéaire, même si les oscillations auto-entretenuës montrent un fonctionnement non linéaire. Par conséquent, les premiers calculs ne fournissent que des valeurs approximatives pour les composants et ces composants doivent être ajustés expérimentalement dans la dernière partie de notre étude.

ETAPES D'ETUDE.

- 1) choisir un transistor capable de fournir le gain et la puissance de sortie désirés à la fréquence de fonctionnement (Basés sur les ~~tableaux~~ caractéristiques)
- 2) Choisir la configuration de l'oscillateur
- 3) Etudier le circuit contenu de polarisation.
- 4) Faire des réglages nécessaires dans les circuits de réaction et de polarisation pour avoir le rendement optimal.

Etude de l'oscillateur.

1° Point: Le choix du transistor s'est porté sur le BF 195 qui présente un gain appréciable (Voir les caractéristiques du BF 195)

2° Point: la configuration utilisée pour l'oscillateur est le Hartley (réaction entre collecteur et émetteur)

3° Point: Etude du circuit continu de polarisation (fig 14)

On fixe $I_{c0} = 4\text{mA}$

$$V_{CE0} = 4\text{V}$$

$$h_{FE} = 67$$

$$S = 5 \text{ (Stabilité)}$$

$$V_{CE0} + (R_c + R_e) I_{c0} = E$$

$$R_c + R_e = 1,25 \text{ K}$$

$$h_{21b} = \frac{h_{21e}}{1+h_{21e}} = \frac{67}{68} = 0,985$$

$$I_B = \frac{I_c}{h_{21e}} = 59 \text{ nA}$$

On prend $R_c = 3 \text{ RE}$

D'où $R_E = 313 \Omega$
 $R_c = 938 \Omega$

Valeur normalisées $R_c = 1 \text{ K}$
 $R_e = 330 \Omega$

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1-h_{21b})} = 5$$

On tire $R_B = 1,35 \text{ K}$ ($R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$)

On applique le théorème de Thévenin on obtient
 $R_B I_B - \frac{R_2 V_{cc}}{R_1 + R_2} + I_E R_E + V_{BE} = 0$

$$\text{d'où } R_1 = \frac{R_E V_{cc}}{R_B I_B + I_E R_E + V_{BE}}$$

AN $R_1 = 613 \text{ K}$ Valeur Normalisées
 $R_2 = 1,73 \text{ K}$ $R_1 = 6,8 \text{ K}$
 $R_2 = 2 \text{ K}$

Faint, illegible text at the top of the page, possibly a header or introductory paragraph.

Section 1

Faint, illegible text in the middle section, possibly describing a process or method.

Section 2

Faint, illegible text in the lower middle section.

(A) (ii) ...

$$W = 100$$

$$V = 100$$

$$(100 - 100) = 0$$

$$W + V = 100 + 100 = 200$$

$$100 - 100 = 0$$

$$100 = \frac{100}{1} = 100$$

$$100 \times \frac{1}{100} = 1$$

$$100 - 100 = 0$$

$$100 - 100 = 0$$

Faint text on the left side of the page, possibly a label or note.

$$\frac{100 + 100}{100 + 100} = 1$$

$$100 - 100 = 0$$

$$100 + 100 = 200$$

$$100 - 100 = 0$$

$$100 - 100 = 0$$

.../...
Puissance Totale dissipée dans le transistor et dans la charge;

$$P_m = \text{Puissance utile}$$

$$P_m = V_{CE} I_{CQ} + V_{BE} I_{CQ} + R_1 I_{CQ}^2$$

$$P_m = 31 \text{ mw}$$

Pt = Puissance totale fournie par la source Vcc

$$P_t = P_m + R E I_{CQ}^2 + R B I_{BQ}^2 + \frac{V_{CC}^2}{R_1 + R_2}$$

$$P_t = 46 \text{ mw}$$

$$\text{Le rendement sera donc } \eta = \frac{P_m}{P_t} = 0,67$$

On ne peut augmenter le rendement sans compromettre la stabilité.

ETUDE DU CIRCUIT BOUCHON (fig 15)

La fréquence d'oscillation attaque l'émetteur. La base reçoit le signal incident et le collecteur sélectionne la fréquence intermédiaire.

Les paramètres utilisés seront tous en base commune.

$$\left. \begin{aligned} /h_{21b}/ &= 0,36 \cdot 10^{-3} \\ /h_{22b}/ &= 1,69 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} \end{aligned} \right\} \text{ peuvent être négligés dans les calculs.}$$

$$\text{Posons } Z_1 = j \frac{L_1}{\omega} \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C} \quad Z_3 = j \omega L_2$$

$$\text{ie} = \frac{V_1}{h_{11b}} \quad \text{soit } Z'1 = Z_1 // h_{11b}$$

$$Z'1 = \frac{h_{11b} \cdot j \omega L_1}{h_{11b} + j \omega L_1}$$

$$G = \frac{V_R}{V_1} = \frac{h_{21b}}{h_{11b}} \frac{Z_2 Z'1}{Z'1 + Z_2 + Z_3}$$

Après développement des calculs on arrive à l'expression:

$$G = \frac{h_{21b} L_1}{j h_{11b} C \left[(L_1 + L_2) \omega - \frac{1}{\omega C} \right] + L_1 \omega^2 \left(\frac{1}{\omega^2 C} - L_2 \right)}$$

pour que le système oscille, il faut que:

$$1) \quad j h_{11b} C \left[(L_1 + L_2) \omega - \frac{1}{\omega C} \right] = 0 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\omega^2 = \frac{1}{(L_1 + L_2) C}}$$

$$2) \quad G \gg 1 \quad \omega^2 C \quad G = \frac{V_R}{V_1}$$

$$\frac{h_{21b} L_1}{L_1 \omega^2 \left(\frac{1}{\omega^2 C} - L_2 \right)} \gg 1 \quad \frac{h_{21b}}{1 - L_2 \omega^2 C} \gg 1$$

$$\text{or } \omega^2 = \frac{1}{(L_1 + L_2) C} \quad \text{d'où } h_{21b} \gg \frac{L_1}{L_1 + L_2}$$

$$\text{Comme } \frac{L_2}{L_1} = N^2 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

$$\text{On tire } N = \frac{N_2}{N_1} \gg \sqrt{\frac{1}{h_{21b}}} - 1 \quad \Delta N \quad N \gg 0,11$$

... of ...
 ... of ...
 ... of ...

... of ...
 ... of ...
 ... of ...

... of ...
 ... of ...
 ... of ...

$$\frac{1}{x^2} = x^{-2}$$

$$\frac{d}{dx} x^{-2} = -2x^{-3}$$

$$= -\frac{2}{x^3}$$

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{x^2} \right) = -\frac{2}{x^3}$$

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{x^2} \right) = -\frac{2}{x^3}$$

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{x^2} \right) = -\frac{2}{x^3}$$



.../...

Pour une capacité variable de 15pF à 140 pF
et Pour une fréquence centrale $f_c = \sqrt{\frac{f_{min} f_{max}}{}}$

$$f_c = 5,2 \text{ MHz}$$

$$L = L_1 + L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C}$$

En estimant les capacités parasites à 10 pF

$$C_{t \text{ min}} = 15 + 10 = 25 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{max}}^2 C_{t \text{ min}}}$$

AN L = 10 μ H

$$\frac{L_2}{L_1} = N^2 = 0,0225 \text{ Pour } N = 0,15$$

D'où L1 = 9,78 μ H
L2 = 0,22 μ H

Pour l'alignement on utilisera un trimer et un padding.

Circuit de Neutrodynage: (fig 16)

La différence de fréquences entre celle de l'oscillateur local et l'incidente est faible (460 KHZ).

Il apparait le risque de voir les circuits des 2 fréquences s'influencer mutuellement jusqu'à osciller sur la même fréquence. Conséquence il n'y aura pas de réception. Pour cela, les circuits doivent être blindés et ils ne doivent pas non plus être couplés par le transistor. Cette dernière condition entraîne le type de neutrodynage employé. Ainsi aucune tension issue du circuit oscillateur ne peut parvenir à la base ni au circuit d'entrée qui lui est connecté.

Si CBE est la Capacité Base emetteur du transistor on a la relation

$$\frac{CBE}{CN} = \frac{LN}{L} \quad (\text{Voir fig 17})$$

Il siffit de choisir LN pour déterminer CN

On prend une spirale pour LN,

Le Circuit de neutrodynage représente avec la capacité emetteur-Base du transistor et la bobine d'oscillation un pont. Quand ce pont est équilibré la base se trouve au potentiel de la masse pour la fréquence fo

D'après les caractéristiques du BF 195 , on en tire

$$\text{la capacité } CBE = \frac{bin}{2\pi f_0} \quad (y_{in} = g_{in} + bin)$$

$$bin = 0,5 \text{ nF}$$

$$f_0 = 5 \text{ MHz}$$

$$CBE = \frac{0,510^{-3}}{2\pi \times 510^6}$$

$$CBE = 1,6 \cdot 10^{-11} \text{ F}$$

CBE = 16 pF

CN = $\frac{L}{LN}$ CBE Pour L = 10 μ H
LN = 1 μ H
CBE = 16 pF

CN = 160 pF

ETAGE DETECTEUR

1) Intrôduction

Il est constitué par le circuit intégré TBA 120 S placé après l'oscillateur mélangeur. Il est intégré sur une pastille monolithique de silicium de surface 1,7 mm².

Ses principaux rôles sont l'amplification, la demodulation du signal modulé en fréquence. L'attaque de ce circuit se fait sur les broches 13 et 14 par le signal de fréquence intermediaire.

La sortie de ce circuit se fait aux bornes de la capacité C2 entre les broches 8 et 11.

2) Schema synoptique (fig 17)

Les blocs constituant le TBA 120 S sont les suivants:

- A - Amplificateur - Limiteur
- B - Démodulateur F M
- C - Alimentation Stabilisée interne
- D - Etage de sortie délivrant un signal réglable.

3) Schema Electrique (fig 18)

1 - Amplificateur Limiteur fig 19

C'est un étage constitué par une serie de huit étages d'amplidifférentiels identiques (T1... T6) à large bande passante. Les transistor T27 à T34 forment les sources de courant constantes. Le limiteur est utilisé pour amplifier le signal et limiter les parasites. Le seuil de limitation à l'entrée est de 60 μ V.

2 - Alimentation Stabilisée

Elle est constitué par le transistor T44 et les diodes D2 D3 D4 D5 D6 délivrant une tension de polarisation constante.

D - Etage de Sortie délivrant un signal réglable.

Cet Etage est constitué par les transistor T23 à T 26 montés en amplificateurs différentiels et qui se comportent comme des resistances réglables. Ces r'istances varient sous l'effet de la tension detectée présente sur les collecteurs de T20 et T22 et du courant colecteur de T38 qui constitué une source de courant. Le réglage du signal BF est obtenu en agissant sur les courants de base des ampli - Differentiels.

F/ - Cellule RC

On peut introduire une cellule RC remplissant la fonction de filtre passe-bas pour éliminer le résidu HF du signal BF.

CARACTERISTIQUES DU TBA 120 S

Valeurs limites absolues

- Tension d'alimentation : 18 V
- Température ambiante - 15 à 70 °C
- Dissipation Totale Ptot = 400, 500 (1mn) mw
- Tension broche 5 4 V
- Courant Broche 12 15 mA
- Courant Broche 3 5mA
- Courant Broche 4 2 mA
- Résistance Broche 13/14 $\leq 1K\Omega$ K/W
- Résistance Thermique ≤ 120 K/W
- Domaine de Fréquence f = 0,12 MHz
- Domaine de tension Vcc 6 à 18V

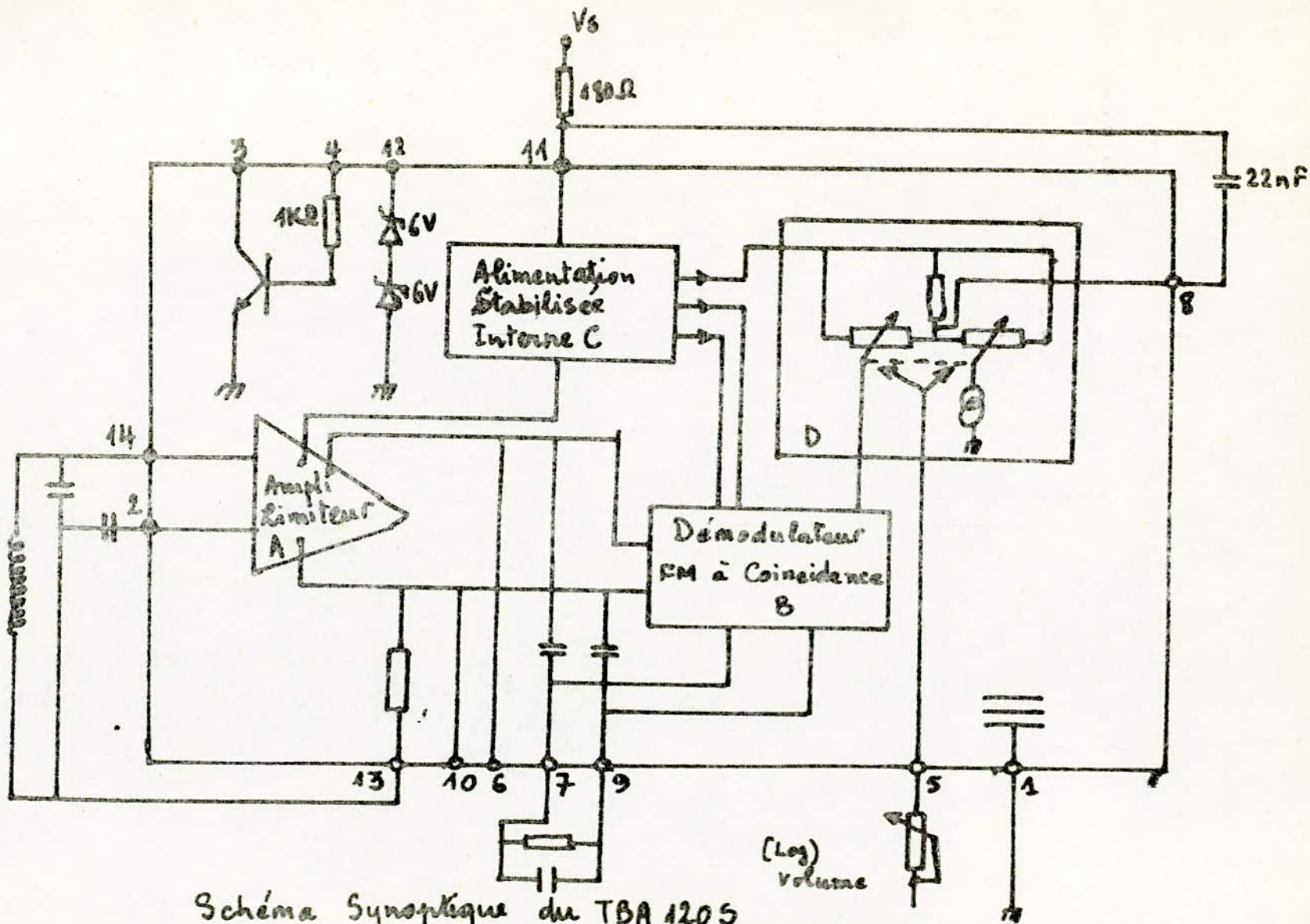
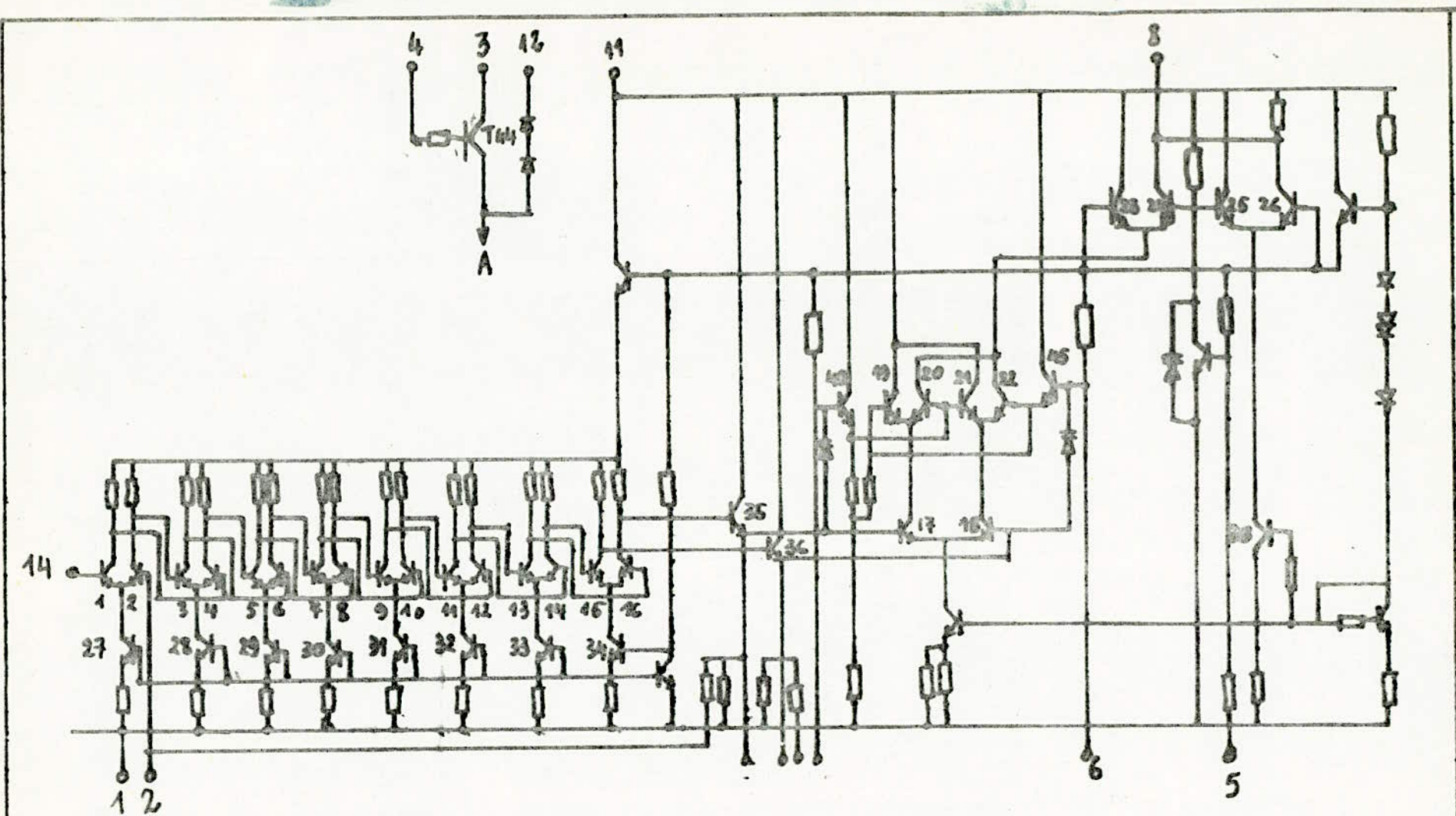


Schéma Synoptique du TBA 1205

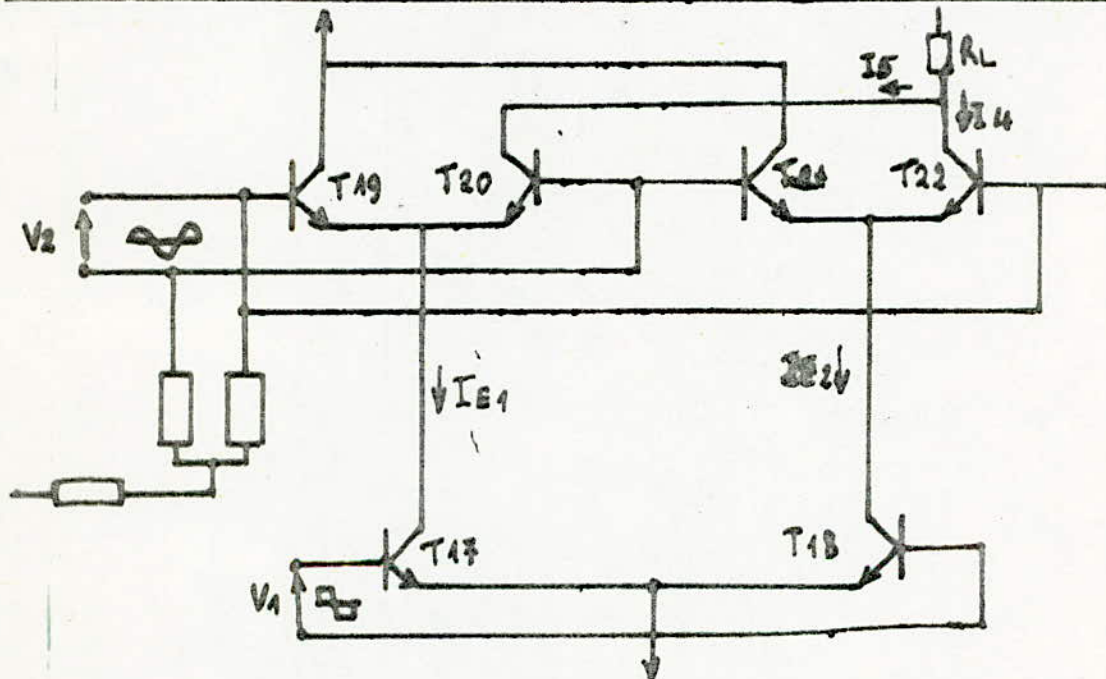
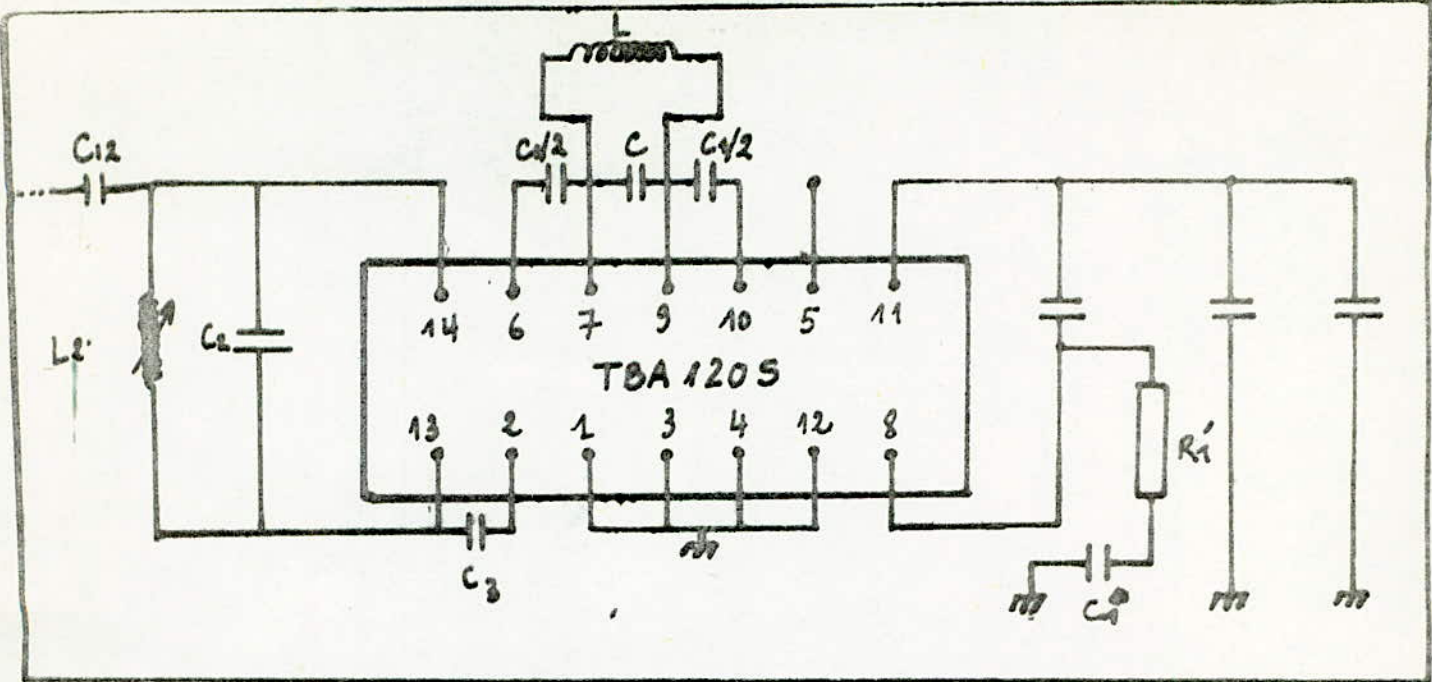
(Log)
volume



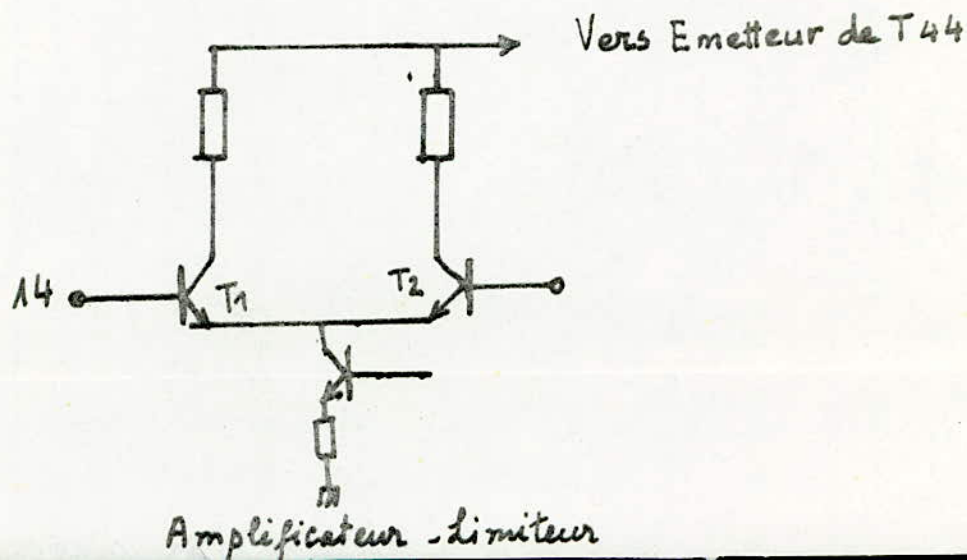


SCHEMA INTERNE du TBA 120S

SCHEMA EXTERNE DU TBA 1205

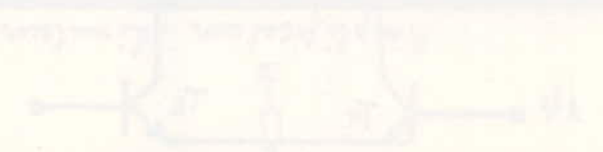


Démodulateur à Coïncidence



Amplificateur - Limiteur

2.



.../...

		Min	Type	Max	
Consommation Totale	Iccà RS=cc	10	14	18	mA
Gain en tension à 5,5 MHz	GV		68		dB
Seuil de limitation à la sortie	Vqpp	170	250		mV
Niveau de sortie BF	VAFeff	0,7	1.0		V
Seuil de limitation à l'entrée	Vilim		30	60	μ V
Impedance d'entrée à 5,5 MHz	Zi		50/4,5		K Ω /pF
Impedance de sortie	Rq	1,9	2,6	33	K Ω
Gain BF	V8/V3	45	55		dB

DISCRIMINATEUR A COINCIDENCE. fig 20

Principe de fonctionnement.

Le discriminateur à coïncidence se présente sous la forme d'un CI. Son alignement ne concerne que l'ajustement d'une bobine extérieure au CI. Son principe de fonctionnement consiste en la comparaison d'un signal FI limité avec ce même signal déphasé. C'est un discriminateur à déphasage. Il exploite la caractéristique fréquence phase d'un circuit résonant pour transformer instantanément la déviation de fréquence en déviation proportionnelle à la différence de phase laquelle sera ensuite mise en évidence à l'aide d'un détecteur de phase appelé circuit à coïncidence.

Etude du circuit Electrique.

Il emploie 2 étages différentiels.
V1 Provenant du limiteur fait conduire alternativement T 17 et T 18 donc donne naissance alternativement à I E 1 et T E 2.

- V1 > 0 T17 Conduit => IE1
- V1 < 0 T18 Conduit => IE2

V 2 Provenant du déphaseur fait conduire simultanément T 19 - T 22 ou T 20 - T 21

RL est traversée alternativement par I4 ou I5 Provenant des paires T 19 - T 22 ou T 20 - T 21

I 4 Apparait quand T22 et T 18 soit conduisent; V1 > 0 et V 2 > 0
I 5 Apparait quand T20 et T 17 soit conduisent; V1 < 0 et V 2 < 0

sansibilité.

Le discriminateur à coïncidence à double alternance est insensible aux rapports des cycles d'entrées et par conséquent aux perturbations introduites par le limiteur dans la modulation de fréquence.

.../...

.../...

Réseau Déphaseur fig 12

Fréquence de résonance du circuit

Puis ons $Z1 = \frac{1}{C+p}$: $Z2 = R // C // L$

$\frac{V2}{V1} = \frac{Z1(p)}{Z1(p) + Z2(p)}$ $\frac{V2}{V1} = \frac{C1p2}{(C+C1)p^2 + Gp + \frac{1}{L}}$ $\frac{G=1}{R}$

Déterminons les racines p1 p2

$(C, +C) p^2 + Gp + \frac{1}{L} = 0$

$CT = C + C$; $C + p^2 + Gp + \frac{1}{L} = 0$

$\Delta = -G^2 + \frac{4CT}{L}$

d'où p1, p1* = $\frac{G}{2CT} \pm j \sqrt{\frac{1}{LCT} - \left(\frac{G}{2CT}\right)^2}$

D'où $\boxed{\frac{\omega_0}{\omega} = \frac{1}{\sqrt{LCT}}}$

Calcul du réseau déphaseur:

Le Calcul sera fait d'après le tableau suivant

883

C 1	$\frac{4,2}{2\pi f_0 R}$
L	$\frac{R}{2\pi f_0 Q}$
C	$\frac{Q - 4,2}{2\pi f_0 R}$

Distorsion due au troisième harmonique $\frac{1}{3} \left(\frac{Q\Delta f}{f_0}\right)^2 100$

Tension BF eff à la sortie du discriminateur $0,45 V_{cc} \frac{Q \Delta f}{f_0}$

Valeurs Numeriques

Pour une résistance R = 10 KΩ avec un facteur de qualité Q = 30

Les resultats sont:

C1 = 145 pF

L = 115 μH

C = 890 pF

$\frac{1}{x^2} = x^{-2}$
 $\frac{d}{dx} x^{-2} = -2x^{-3} = -\frac{2}{x^3}$

$\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \frac{1}{x^4} \right)$
 $= -\frac{2}{x^3} - \frac{3}{x^4} - \frac{4}{x^5}$

$\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \frac{1}{x^4} \right) = -\frac{2}{x^3} - \frac{3}{x^4} - \frac{4}{x^5}$

Answer: $-\frac{2}{x^3} - \frac{3}{x^4} - \frac{4}{x^5}$

Problem 10

Find the derivative of $y = \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \frac{1}{x^4}$

$\frac{d}{dx} \frac{1}{x^2}$	$-\frac{2}{x^3}$
$\frac{d}{dx} \frac{1}{x^3}$	$-\frac{3}{x^4}$
$\frac{d}{dx} \frac{1}{x^4}$	$-\frac{4}{x^5}$

The derivative of $y = \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \frac{1}{x^4}$ is $-\frac{2}{x^3} - \frac{3}{x^4} - \frac{4}{x^5}$.

Problem 11

Find the derivative of $y = \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \frac{1}{x^4}$

$\frac{d}{dx} \frac{1}{x^2} = -\frac{2}{x^3}$
 $\frac{d}{dx} \frac{1}{x^3} = -\frac{3}{x^4}$
 $\frac{d}{dx} \frac{1}{x^4} = -\frac{4}{x^5}$

$\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \frac{1}{x^4} \right) = -\frac{2}{x^3} - \frac{3}{x^4} - \frac{4}{x^5}$

Problem 12

Find the derivative of $y = \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \frac{1}{x^4}$

Résultats Experimentaux

Appareillage Utilisé lors de la manipulation

- Oscilloscope HAMEG

Capacité de sortie 25 pF
Résistance de sortie 1 MΩ.
Sensibilité 1F mV
Fréquence max 10 MHz

- Alimentation Stabilisé ALG 0 à 25 V

- Fréquence metre Philips

Capacité de sortie 25 pF
Précision 0,1 Hz

- Générateur HF GX 303 A Metrix.

1° Etage Préamplificateur

Mesures des tensions en différents points

- Tension d'entrée $V_1 = 60$ mV (délivrée par le générateur HF)
- Tension Mesurée sur la prise du bobinage. $V_2 = 250$ mV

Le gain en tension est donc

$$GV = \frac{V_2}{V_1} \quad GV = 4$$

Le gain Théorique étant de 9, on remarque une différence. Ceci s'explique du fait que les pertes de la bobine sont plus grandes que celles estimées. Il y a un compromis avec la bande, celle-ci s'élargit un peu.

.../...

2° Etage Mélangeur - Oscillateur.

L'oscillateur Hartley a fonctionné. Seulement on a en un
Probleme, l'oscillateur oscille même en l'absence de capacité Variable (CV).

Ce probleme a été ~~Examiné~~ examiné en agissant sur la polarisation du transistor
(Le Point de repos etait à $I_{CE0} = 4 \text{ mA}$ il est tombé à 2 mA).

Les résultats Obtenus sont :

Bande couverte: 2 MHz

Cela necessite 3 Bobines pour couvrir la bande 3 - 9 MHz

un Commutateur est necessaire.

Tension délivré par l'oscillateur

$$1 \text{ divisions cal } 0,5 \text{ V/cm } \Rightarrow 5 \times 0,5 \text{ V}$$
$$\boxed{V = 2,5 \text{ V}}$$

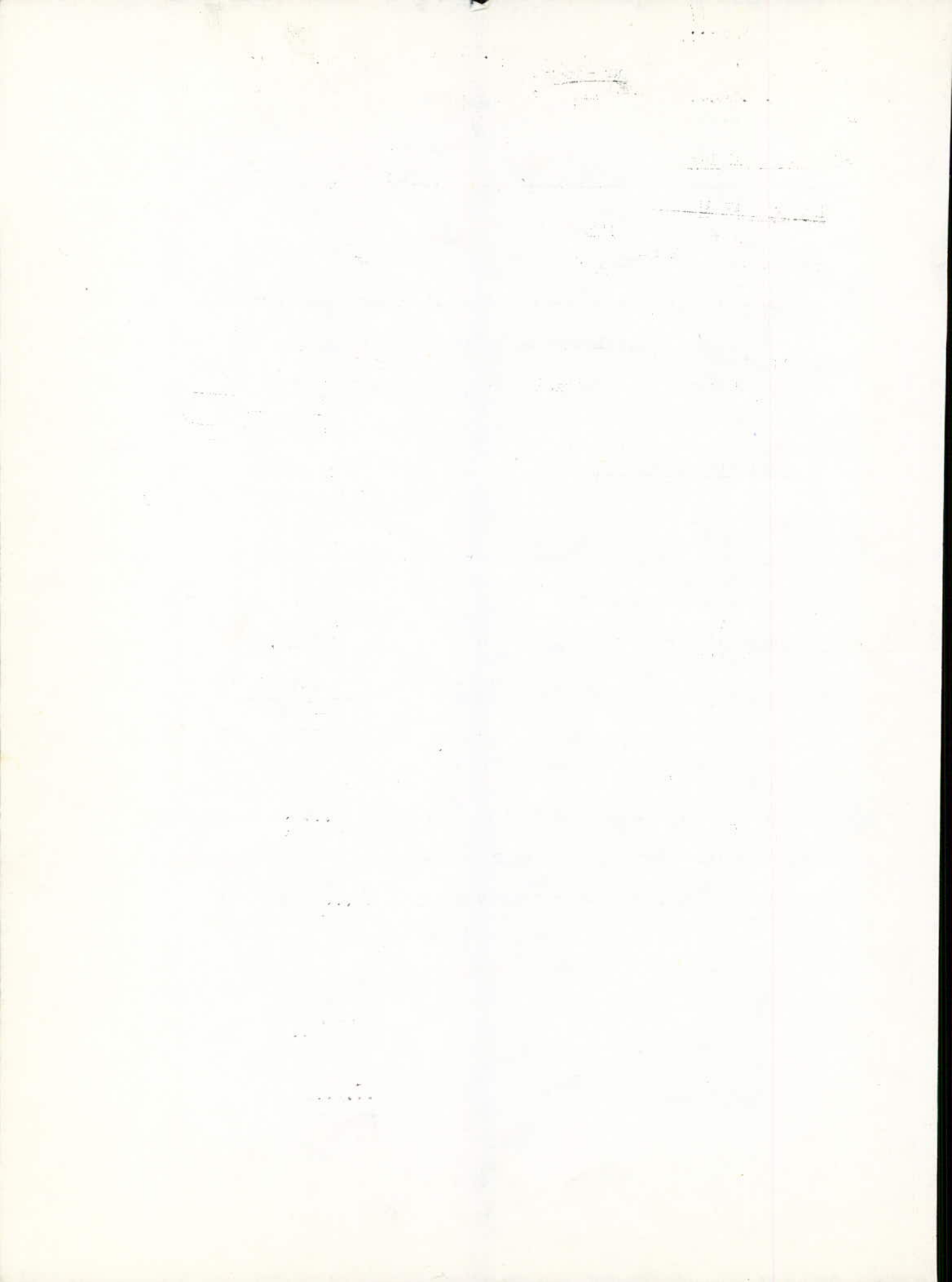
Le melangeur fonctionne normalement.

Le filtre de bande n'a pas été réalisé, vu les impressions de mesures
des selfs et l'impossibilité de voir la courbe de réponse.

On peut Utiliser le generateur HF pour le réglage du Filtre

Cela necessité 3 Sondes. (Voir fig 18)

.../...



Carateristiques du recepneur.

Selectivité du recepneur 50 μ V (40 dB)

Consommation du recepneur 30 mW.

Preamplificateur GV = 20 dB

Antenne $Z_a = 300 \Omega$

Gain Global de conversion 23 dB

Fréquence Intermediaire 460 KHZ

Bande de fréquence du recepneur 76 KHZ

Largeur d'exploitation $F_{min} = 3$ MHz

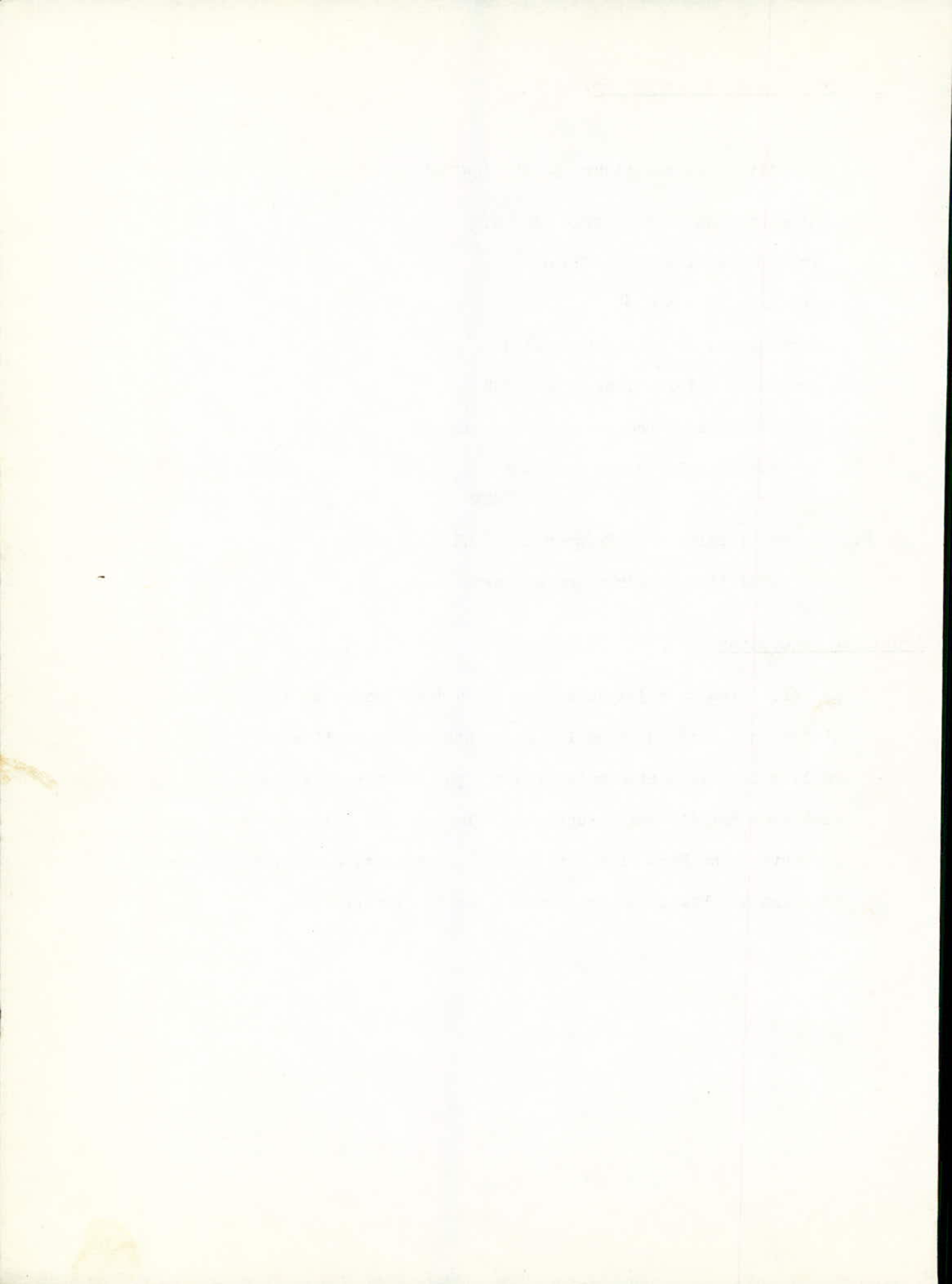
$F_{max} = 9$ MHz

Signal BF : impulsion de fréquence 300 HZ

Type de modulation : Modulation de fréquence.

Problemes Rencontrés

La définition du sujet au début nous a fait perdre du temps. L'école n'étant pas dotée de tous les composants indispensables pour cette réalisation, la partie detection n'a pas été réalisé. Les gros problemes ont été posés surtout par les bobines qui presentent trop de pertes sans être bien estimées. La Polarisation étant bien calculée, les signaux obtenus ne presentent pas de distorsions.



α
Carrige