

PN007/67

UNIVERSITÉ D'ALGER

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

----- o -----

Reçu, le 15-6-67
Alger

Sujet proposé par Monsieur AMEUR MOUSSA :

Département *Telecommunications*

ÉTUDE ET RÉALISATION

D'UN RÉCEPTEUR A.M.

Section: Télécommunication.

Par : Mouloud LAHLOU

& Chérif CHIEB

S O M M A I R E

-----o-----

I- INTRODUCTION.....page I

II- ETUDE ET CALCUL DU RECEPTEUR:

- Chapitre I: circuit d'entrée.....page 3
- " II: étage convertisseur.....page 7
- " III: amplificateur M Fpage 16
- " IV: détectionpage 21
- " V : amplificateur B Fpage 28
- " VI: alimentationpage 34
- " VII: dispositifs auxilliairespage 41

III- MISE AU POINT ET MESURESpage 43

IV- CONCLUSIONpage 46

-----o-----

//INTRODUCTION GÉNÉRALE

On désigne sous le nom de récepteur, l'appareillage sélectif et amplificateur, établissant la liaison entre l'aérien et les circuits d'utilisation, dont la fonction est de sélectionner l'onde utile et de l'amplifier sans déformations pour la rendre accessible aux appareils d'utilisation. Étant donné le nombre énorme des ondes qui sillonnent actuellement l'espace et la petitesse des f.e.m. induites par ces ondes dans l'aérien, la satisfaction de cette double fonction pose des problèmes pratiques extrêmement ardues.

Il en résulte qu'un récepteur est un ensemble d'organes les plus variés et souvent délicats, chargés chacun de remplir une fonction bien déterminée. La question budgétaire n'étant pas à négliger à notre époque, il est souvent difficile de concevoir un récepteur économique, possédant toutes les qualités qu'on est en droit de réclamer d'un récepteur moderne: sensibilité, sélectivité, musicalité et souplesse de réglage. Ces qualités que nous définirons par la suite, sont en général l'apanage des "CHANGEURS DES FRÉQUENCES".

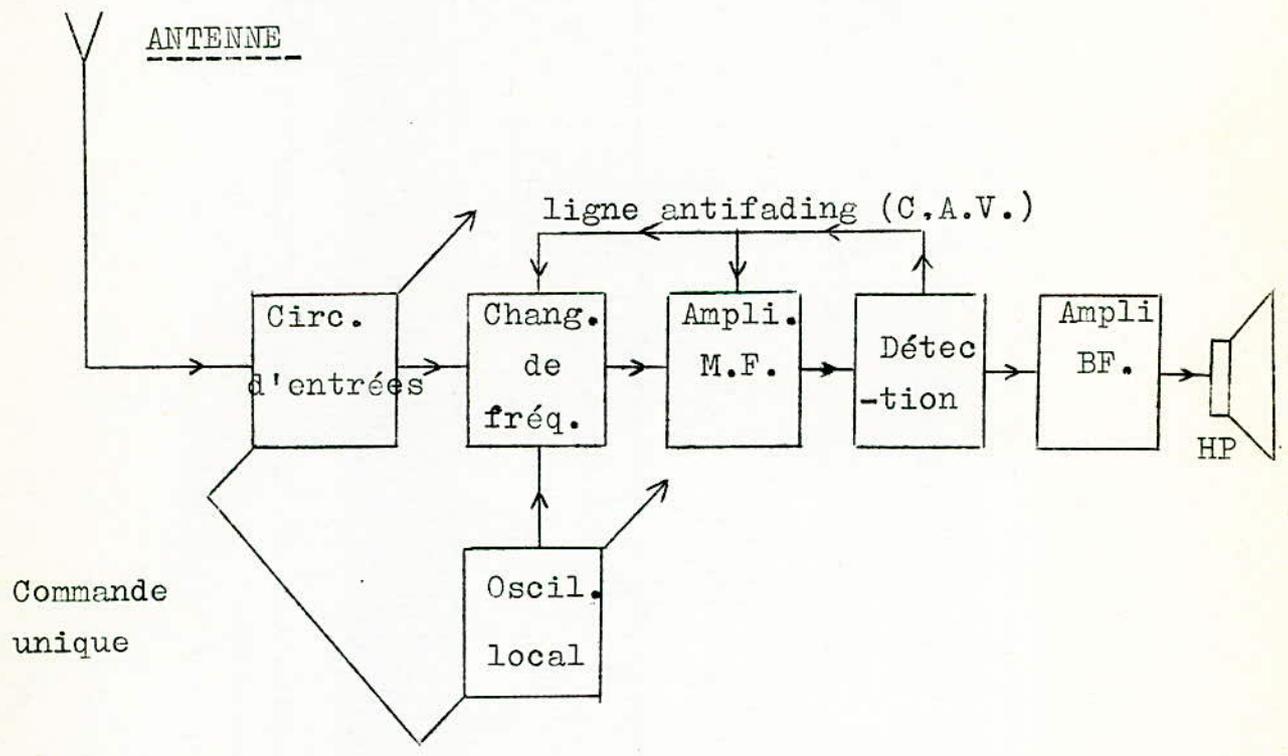
L'appareil étudié et réalisé est un récepteur à changement de fréquences, utilisant quatre (4) lampes actives auxquelles il faut ajouter la valve de l'alimentation. Ses particularités, si elles tendent à atteindre l'économie, but principal que nous nous sommes assigné, tendent également à conserver au montage toutes les qualités que nous avons énumérées plus haut.

CARACTÉRISTIQUES DU RÉCEPTEUR A.M.:

- réception sur-cadre;
- commande unique avec une F.I. = 455 KHZ;

- .3 gammes de fonctionnement(PO,GO,OC.);
- .alimentation par secteur;
- .régulation automatique de gain;
- .puissance de sortie:2Watts;
- .bande passante B.F. à -3dbs: 5KHZ.

SCHEMA SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR:



Chapitre I: CIRCUITS D'ENTREE.

Le circuit d'entrée est un élément important du récepteur; il doit opérer une "présélection" des signaux à recevoir. De ses qualités, dépend en partie la valeur du bruit de fond.

En ce qui concerne notre projet, nous avons choisi comme collecteur d'ondes, un cadre-ferrite. Son utilisation courante à l'heure actuelle, est principalement due à son encombrement réduit et son pouvoir directif (entre 20 à 30 db). D'autre part, le cadre s'accorde très facilement par commande unique avec les autres circuits.

-I-I-Hauteur effective. Diagramme de rayonnement:

Un aérien quelconque est principalement caractérisé par sa "hauteur effective" et son "diagramme de rayonnement".

Soient N spires planes de surface S situées dans un plan vertical faisant un angle θ avec la direction d'arrivée d'une onde plane polarisée "verticalement" c-à-d. dont la composante magnétique est horizontale (v. fig.). L'expression du flux traversant les N spires s'écrit:

$$\phi = NSB \cdot \cos \theta$$
$$= NS \mu H \cos \theta$$

La f.e.m. E induite est:

$$E = -j N S \mu H \cdot \cos \theta$$

Or, d'après les équations de Maxwell, existe entre les champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} la relation fondamentale:

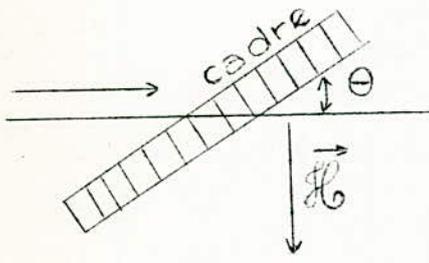
(μ et ϵ étant la perméabilité et la permittivité du milieu).

Donc:

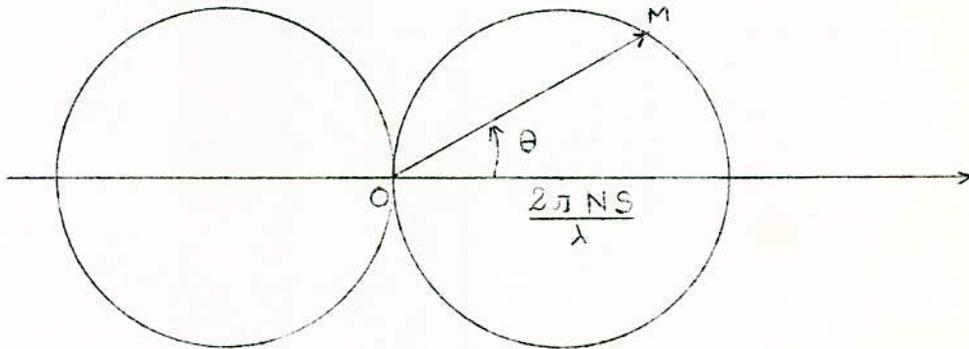
$$E = -j \frac{2\pi N S \cdot \cos \theta}{\lambda} \cdot \mathcal{E}$$

Soit :

$$|E| = \left| \frac{2\pi N S}{\lambda} \cdot \cos \theta \right| \cdot \mathcal{E}$$



La hauteur effective $h_e = \frac{2\pi N S}{\lambda} \cdot \cos(\theta)$ est fonction de l'angle θ d'arrivée des ondes par rapport au cadre: il y a maximum d'énergie captée lorsque le cadre est dans le plan de l'émetteur et minimum quand le cadre est tourné perpendiculairement. L'allure du diagramme de rayonnement est représentée comme l'indique la figure ci-dessous:



II-2-Calcul des composants du circuit d'accord:

Soient les gammes suivantes à couvrir:

- .gamme PO /: 520 KHZ à 1600 KHZ.
- .gamme GO/: 150 KHZ à 280 KHZ.
- .gamme OC/: 7,5 MHZ à 18MHZ.

Le condensateur variable permettant l'accord désiré est du type standard; il présente:

- .une capacité utile..... $C_a^O = 490$ pF.
- .une capacité résiduelle de 15 pF à laquelle s'ajoute la somme des capacités parasites (capacité répartie de la bobine, capacité des connections par rapport à la masse, capacité d'entrée du premier tube), évaluées à 35 pF environ; soit donc une capacité résiduelle totale..... $C_a^R = 50$ pF.

On désignera par f_a^+ la fréquence la plus élevée;
 " " f_a^- " la plus basse.

2-2-I- Accord de la gamme PO: Si L_a désigne l'inductance de la bobine d'accord, écrivons les relations qui expriment l'accord aux fréquences limites de la gamme:

$$L_a (2\pi f_a^+)^2 = \frac{1}{C_a^{min}}$$

$$L_a (2\pi f_a^-)^2 = \frac{I}{C_a^o + C_a^{\min}}$$

Ces deux relations permettent de trouver la valeur de la capacité minimum C_a^{\min} qui doit accorder la bobine L_a à la fréquence f_a^+ :

$$C_a^{\min} = \frac{C_a^o}{(f_a^+/f_a^-)^2 - I}$$

application numérique:

$$\left. \begin{array}{l} C_a^o = 490 \text{ pF} \\ (f_a^+/f_a^-)^2 = \left(\frac{I \cdot 600}{520}\right)^2 = 9,5 \end{array} \right\} \text{ d'où: } C_a^{\min} = 57,6 \neq 58 \text{ pF.}$$

valeur de la bobine d'accord: $L_a \neq 168 \text{ microhenrys}$

Or, la capacité minimum disponible est constituée par la capacité résiduelle $C_a^r = 50 \text{ pF}$; pour obtenir la capacité minimum nécessaire soit $C_a^{\min} = 58 \text{ pF}$, il faudrait ajouter une capacité (appelée trimmer) en parallèle sur le C.V. accord:

$$T_a = C_a^{\min} - C_a^r = (58 - 50) \text{ pF} = 8 \text{ pF.}$$

Remarque: Nous allons déterminer les valeurs de la capacité moyenne C_a^{moy} et de la fréquence moyenne f_a^{moy} qui nous serviront par la suite (alignement en trois points).

a) fréquence moyenne:

$$f_a^{\text{moy}} = \sqrt{f_a^+ \cdot f_a^-} = \sqrt{1600 \times 520} = 910 \text{ KHZ}$$

b) capacité moyenne:

C'est la capacité permettant l'accord de f_a^{moy} . On a:

$$\sqrt{(f_a^+ \cdot f_a^-)} = f_a^{\text{moy}} = \frac{I}{2\pi \sqrt{L_a (C_a^{\text{moy}} + C_a^{\min})}}$$

$$f_a^+ \cdot f_a^- = \frac{I}{2\pi \sqrt{L_a C_a^{\min}}} \cdot \frac{I}{2\pi \sqrt{L_a (C_a^0 + C_a^{\min})}} = \frac{I}{4\pi^2 L_a (C_a^{\text{moy}} + C_a^{\min})}$$

En remplaçant C_a^{\min} par son expression, on trouve:

$$C_a^{\text{moy}} = C_a^0 \cdot \frac{f_a^-}{f_a^+ + f_a^-}$$

L'application numérique donne:

$$C_a^{\text{moy}} = 120 \text{ pF.}$$

2-2-2-Accord de la gamme G0: Le raisonnement est analogue au précédent; aussi, nous trouvons inutile de le reproduire pour cette gamme, ainsi que pour la gamme OC.

$$\begin{array}{ll} T_a = 140 \text{ pF.} & f_a^{\text{moy}} = 205 \text{ KHZ.} \\ L_a = 1,6 \text{ mH.} & C_a^{\text{moy}} = 370 \text{ pF.} \end{array}$$

2-2-3-Accord de la gamme OC:

$$\begin{array}{ll} T_a = 300 \text{ pF.} & f_a^{\text{moy}} = 11,7 \text{ MHZ.} \\ L_a = 1,41 \text{ microhenrys} & C_a^{\text{moy}} = 140 \text{ pF.} \end{array}$$

II-3-Choix du collecteur d'ondes:

Le collecteur d'ondes choisi est un bâtonnet de Ferroxy-be:

- typeRadiola;
- bobine PO..... 168 microhenrys (±2%)
- bobine G0..... 1760 microhenrys (±2%)
- gamme de fréquences..... 150 à 1600 KHZ.

Remarque: La petitesse de l'inductance de la bobine d'accord OC (1,41 microhenrys) ne permet pas un accord sur cadre. Aussi, faudrait-il prévoir une antenne pour OC: ce sera, par exemple un simple fil tendu.

- CHAPITRE II-ETAGE CONVERTISSEUR.

Partie I : Le changement de fréquence.

2-I-I-Généralité et principe.

Inventée et réalisée par le grand ingénieur français Lucien Lévy la méthode du changement de fréquence est devenue la méthode universelle de réception, étant donné ses avantages considérables. Le but de cette méthode est d'éviter d'avoir à amplifier des fréquences élevées (ondes courtes) et de transformer celles-ci en fréquences plus faibles (ondes longues) qui seront très facilement amplifiables.

Le principe consiste :

a)-à faire agir simultanément sur un organe "non-linéaire" deux tensions:

$$v_s = V_s \cdot \sin \omega_s t \text{ représentant l'onde reçue;}$$

$$v_o = V_o \cdot \sin \omega_o t \text{ produite par un oscillateur local .}$$

b)-à recueillir dans le circuit une fréquence f_i appelée fréquence intermédiaire et égale à la somme ou à la différence des fréquences incidentes ou encore de leurs harmoniques, c-à-d-:

$$f_i = n \frac{\omega_o}{2\pi} \pm p \frac{\omega_s}{2\pi} \quad (n \text{ et } p \text{ entiers.})$$

Considérons le cas le plus habituel $f_i = f_o - f_s$ (battement supérieur). Si le courant dans le système non-linéaire est représenté, en fonction de la tension à ses bornes, par une expression parabolique de la forme:

$$i = av + bv^2 \quad \text{où } v = v_o + v_s$$

le double produit $2bv_o v_s$ fait apparaître la fréquence intermédiaire:

$$2bv_o v_s = V_o V_s \left[\cos(\omega_o - \omega_s)t - \cos(\omega_o + \omega_s)t \right]$$

Si, à la sortie du système non-linéaire, nous mettons un circuit dont l'impédance est élevée pour une des combinaisons, et faible pour toutes les autres fréquences, nous ne recueillons que la tension ayant cette pulsation; le changement de fréquence est donc

bien réalisé.

REMARQUE: La caractéristique du système non-linéaire est limitée: si on l'utilisait dans une portion trop étendue, elle cesserait de pouvoir être représentée par une expression parabolique; on aurait à tenir compte des termes en $v^3, v^4 \dots$. Pratiquement la fréquence intermédiaire est toujours constante quelque soit la fréquence f_s du signal. C'est là un premier avantage de la réception "superhétérodyne" qui permet de simplifier beaucoup la construction de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, les circuits de celui-ci étant accordés une fois pour toute.

-2-I-2. Caractéristiques d'un convertisseur de fréquence .

La lampe changeuse reçoit de la HF et fournit de la MF; elle est caractérisée par:

-a)-Pente de conversion p_c :
$$p_c = \frac{I_a (MF)}{V_g (HF)}$$

-b)-Gain de conversion g_c :
$$g_c = \frac{V_a (MF)}{V_g (HF)}$$

-c)-Bruit de fond: On sait que les conducteurs non-linéaires sont des sources de bruits de fond. L'usage d'une lampe multigrille comme changeuse de fréquence n'apporte cependant pas de gêne trop grande car les champs reçus sont assez intenses et surtout les bruits extérieurs sont eux aussi intenses (bruits atmosphériques, industriels)

-----o-----

PARTIE II : Le circuit oscillateur.

L'oscillateur local doit couvrir une certaine gamme de fréquences; il doit aussi délivrer une tension v_o dont l'amplitude V_o doit rester constante tout au long de cette gamme, et être convenablement calculée, pour avoir une pente de conversion optimum. Les oscillations délivrées doivent être: stables en fréquences, présenter peu d'harmoniques;

Le type d'oscillateur local, employé couramment dans les récepteurs AM, est un montage à circuit anodique accordé. Il présente de nombreux avantages:

- simplicité;
- rendement élevé;
- effet sélectif vis à vis des harmoniques.

PARTIE IV:Enoncé du problème.Monocommande.Alignement.

On se propose de réaliser la condition:

$$f_i = f_o - f_a$$

en utilisant des condensateurs variables C_o et C_a identiques, montés sur le même axe. (l'indice "o" désigne l'oscillateur; l'indice "a" désigne l'accord.) D'autre part, nous nous proposons de couvrir une gamme de fréquences comprise entre f^- et f^+ où:

- f^- désigne la fréquence en bas de gamme;

- f^+ " " " en haut " ;

Traçons les courbes de variation des fréquences du circuit d'accord f_a et des fréquences du circuit oscillateur f_o , en fonction de la capacité (v.fig.)

Nous remarquerons que les écarts de fréquences entre la courbe réelle (1) et la courbe idéale (2) sont considérables aux deux extrémités de la gamme. Une correction s'impose pour réaliser la condition citée plus haut. Il s'agit donc d'abaisser le point P' jusqu'en P, et de remonter le point R' jusqu'en R. Pour P', cela revient à diminuer la fréquence de l'oscillateur, autrement dit à augmenter la capacité C_o dans un rapport convenable; ce que nous ferons en ajoutant une capacité T en parallèle sur le condensateur variable C_o de l'oscillateur, appelé "trimmer". Pour le point R', il nous faut augmenter la fréquence de l'oscillateur, donc diminuer la capacité C_o , ce qui est réalisable en ajoutant une capacité "P" en série avec C_o , appelée "padding".

-Détermination pratique de la commande unique:

Les éléments de la commande unique sont:

- l'inductance oscillatrice L_o ;
- la valeur du trimmer T ;
- la valeur du padding P.

Les données du problème sont:

- les valeurs extrêmes de C_o
 - a). C_o^m , la capacité minimum qui comprend la capacité résiduelle C_o^r du condensateur (augmentée de la capacité éventuelle du trimmer) et la capacité répartie de la self oscillatrice, plus celle des connexions.

b)- C_o^M , la capacité utile augmentée éventuellement du trimmer, et de la capacité répartie de la self, plus celle des connexions.

-la fréquence intermédiaire f_i ;

-les fréquences d'alignement (alignement en trois points):

$$f_o^+ = f_a^+ + f_i ; \quad f_o^- = f^- + f_i ; \quad f_o^{moyen} = f_a^{moyen} + f_i ;$$

Le problème peut être résolu mathématiquement de différentes manières. Or, comme le problème n'admet pas de solutions rigoureusement parfaites, les méthodes diffèrent par les hypothèses et les simplifications introduites. En fait, elles ne sauraient donner que des ordres de grandeurs. C'est au moment de la mise au point définitive qu'il faudrait retoucher les éléments. Toutefois, nous indiquons une méthode de calcul, détaillée, pour une seule gamme (dans notre cas, nous avons choisi la gamme PO). Un raisonnement analogue s'appliquerait aux autres gammes.

1°/-OSCILLATEUR PO : Rappelons la bande de fréquences à couvrir ainsi que la fréquence moyenne du

circuit accord f_a^{moy} :

$$f_a^+ = 1600 \text{ KHZ}; \quad f_a^- = 520 \text{ KHZ}; \quad f_a^{moy} = 910 \text{ KHZ}; \quad f_i = 455 \text{ KHZ}.$$

Pour l'oscillateur local on doit avoir:

$$f_o^+ = 2055 \text{ KHZ}; \quad f_o^- = 975 \text{ KHZ}; \quad f_o^{moy} = 1365 \text{ KHZ};$$

La capacité qui réalise la fréquence moyenne de l'oscillateur local f_o^{moy} sera telle que l'on doit avoir:

$$\frac{C_a^{moy}}{C_a} = \frac{C_o^{moy}}{C_o}$$

Comme le condensateur utilisé est à double cages identiques, la capacité moyenne de l'oscillateur est égale à

la capacité moyenne de l'accod:

$$C_o^{moy} = C_a^{moy} = 120 \text{ pF}$$

Les quantités $C_o^{moy} = 120 \text{ pF}$ et $f_o^{moy} = 1365 \text{ KHZ}$ nous informent de la valeur L_o à donner à la bobine oscillatrice (coordonnées du point Q).

En effet, on a:

$$L_o (2\pi f_o^{moy})^2 = \frac{1}{C_o^r + C_o^{moy}}$$

C_o^r , étant la capacité résiduelle du CV, augmentée de celle des con-

-nexions, s'évalue à $(15 \text{ pF} + 35 \text{ pF}) = 50 \text{ pF}$. D'où la valeur de L_0 :

$$L_0 = 78$$

En introduisant les corrections par trimmer et padding, on a les formules suivantes (v.fig.):

$$L_0 (2\pi f_0^+)^2 = \frac{I}{C_0^m} = \frac{I}{P_0} + \frac{I}{C_0^r + T_0} \quad (1)$$

$$L_0 (2\pi f_0^-)^2 = \frac{I}{C_0^m} = \frac{I}{P_0} + \frac{I}{C_0^r + T_0 + C_0} \quad (2)$$

$$L_0 (2\pi f_0^{\text{moy}})^2 = \frac{I}{C_0^{\text{moy}}} = \frac{I}{P_0} + \frac{I}{C_0^r + T_0 + C_0^{\text{moy}}} \quad (3)$$

En posant:

$$x = \frac{f_0^-}{f_0^+}; \quad y = \frac{(f_0^+/f_0^{\text{moy}})^2 - 1}{1 - (f_0^-/f_0^{\text{moy}})^2}; \quad z = \frac{C_0^{\text{moy}}}{C_0 - C_0^{\text{moy}}}$$

on peut tirer, des formules (1), (2), (3), les valeurs du padding et du trimmer:

$$P_0 = I - x^2 \left(\frac{x^2}{C_0^r + T_0} - \frac{I}{C_0^r + T_0 + C_0} \right)$$

$$T_0 = \frac{z (C_0^r + C_0) - y C_0^r}{y - z}$$

Application numérique :

$$x = \frac{f_0^-}{f_0^+} = \frac{520}{1600} = 0,47; \quad y = 2,5; \quad z = 0,32.$$

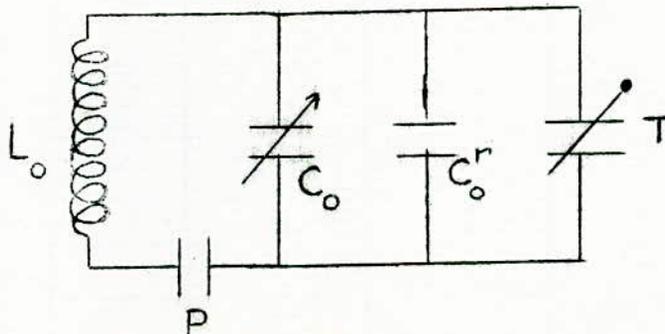
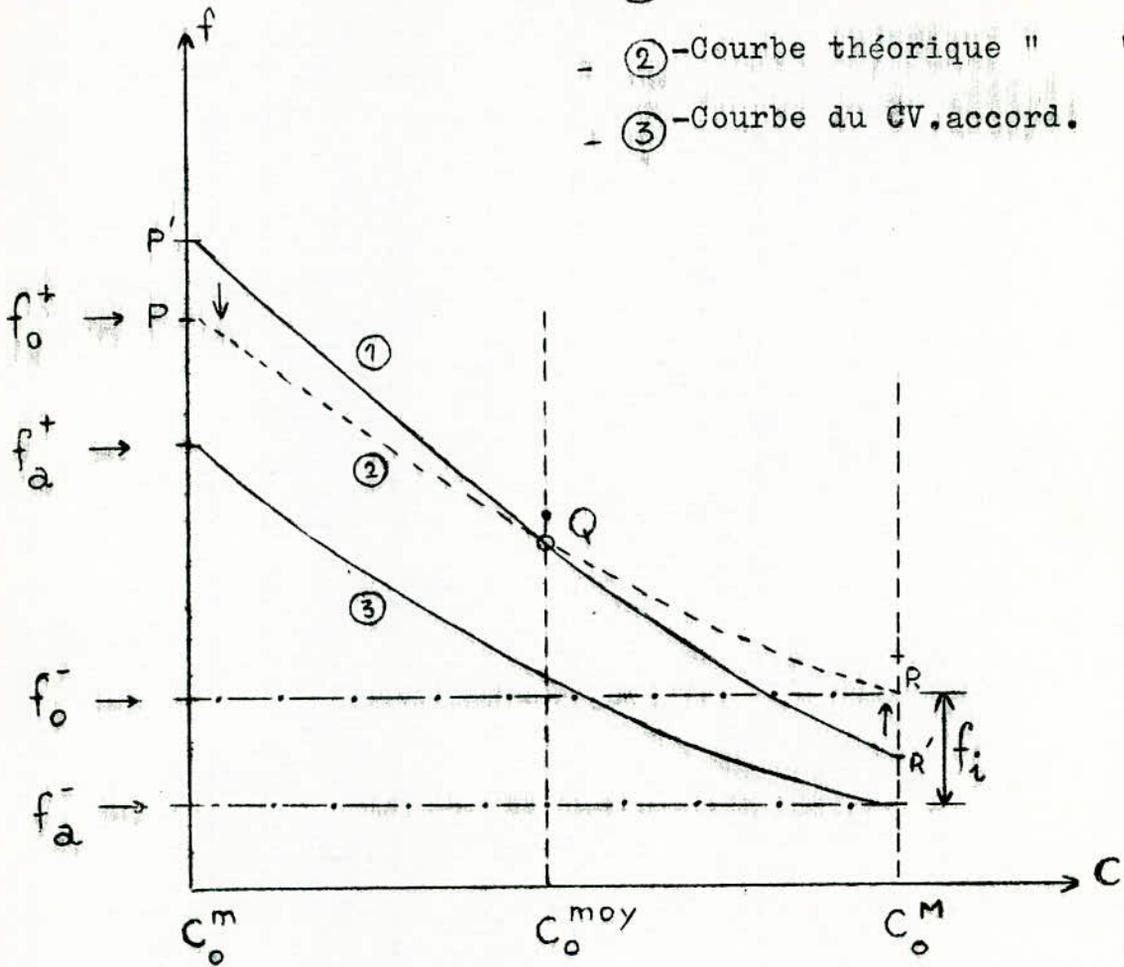
valeur du trimmer:

$$T_0 = 22 \text{ pF.}$$

valeur du padding:

$$P_0 = 600 \text{ pF.}$$

- ① - Courbe réelle du CV. oscill.
- ② - Courbe théorique " " "
- ③ - Courbe du CV. accord.



II°/-OSCILLATEUR GO :

Un calcul analogue au précédent nous mène aux résultats suivants:

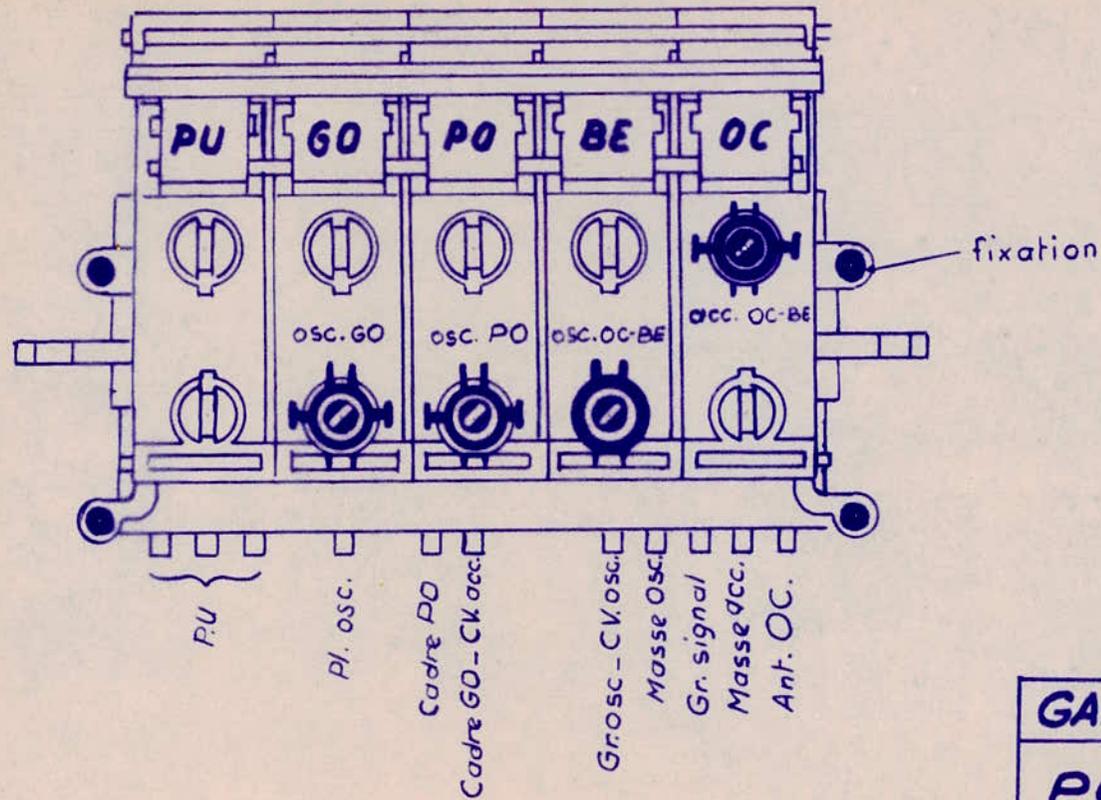
| |
|--------------------------|
| $L_o = 360$ microhenrys. |
| $T_o = 140$ pF. |
| $P_o = 208$ pF. |

III°/-OSCILLATEUR OC :

| |
|---------------------------|
| $L_o = 1,40$ microhenrys. |
| $T_o = 23$ pF. |
| $P_o = 4600$ pF. |

-----o-----

BRANCHEMENT - REGLAGE



GAMMES COUVERTES

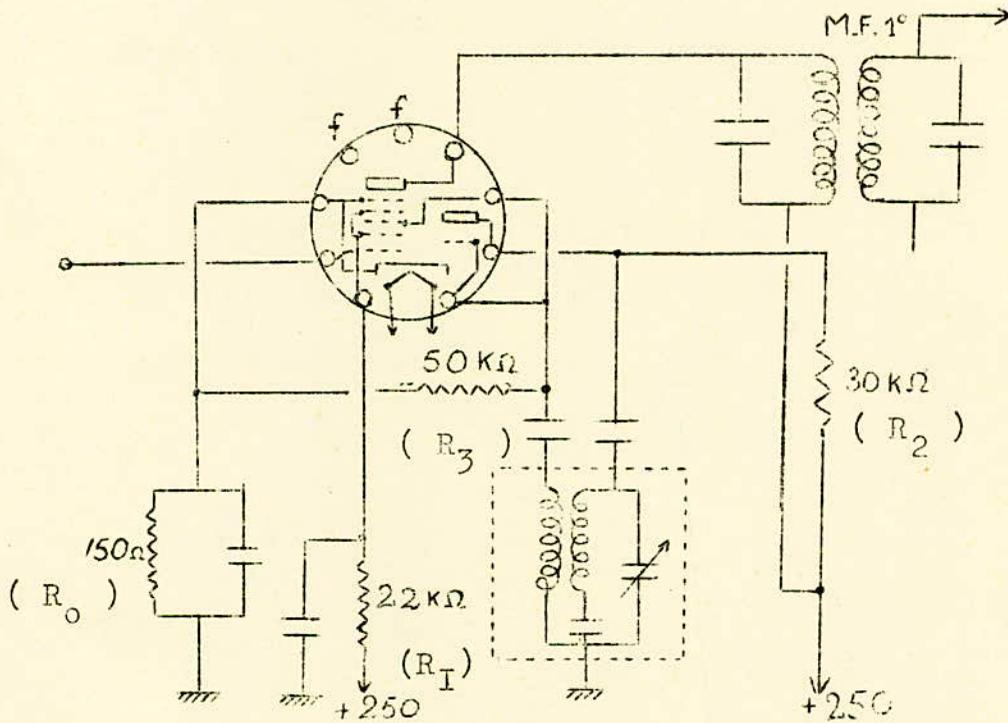
PO : 520 - 1600 KHZ

GO : 150 - 280 KHZ

OC : 7,5 - 18 MHZ

PARTIE III : SCHEMA PRATIQUE DE L'ETAGE CONVERTISSEUR

Le montage à triode-heptode est le plus utilisé dans les récepteur à alimentation par courant alternatif. Le tube choisi est à pente variable; il peut donc être commander par un système de contrôle automatique de sensibilité (v. chap. 5 - parag. 6).



2-3-I-Conditions de fonctionnement de la ECH 81 :

| <u>partie heptode</u> | | <u>partie triode</u> |
|-----------------------------|-------|---------------------------|
| $V_{po} \neq 250 \text{ V}$ | | $V_{po} = 110 \text{ V}$ |
| $I_{po} = 2,5 \text{ mA}$ | | $I_{po} = 4,7 \text{ mA}$ |
| $V_g = 138 \text{ V}$ | | $I_g = 0,2 \text{ mA}$ |
| $I_g = 5,1 \text{ mA}$ | | HT = 250 V. |
| $V_{go} = -2 \text{ V}$ | | |
| HT = 250 V | | |

2-3-2-Calcul des éléments :

a)- $R_0 = \frac{2}{(5,2 + 4,7+2,5+0,2)10^{-3}} = 160 \text{ ohms}$

soit en valeur normalisée $R_0 = 150 \Omega (\frac{1}{2} \text{ W})$

b)- $R_I = \frac{HT - V_{\acute{e}}}{I_{\acute{e}}} \neq 22 \text{ K}\Omega (\frac{1}{2} \text{ W})$

c)- $R_2 = \frac{HT - V_{po}}{I_{po}} \neq 29 \text{ 800 ohms}$

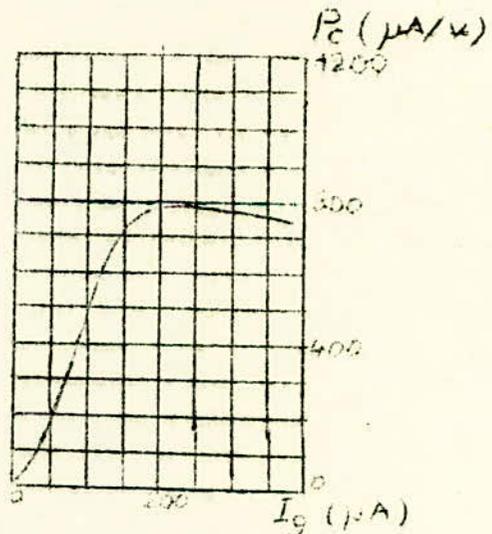
soit en valeur normalisée..... $R_2 = 30 \text{ K}\Omega (1 \text{ W})$

d)-La résistance R_3 sert à polariser automatiquement la grille oscillatrice.Elle est fixée par le constructeur: $R_3 = 50\text{K}\Omega$

2-3-3- Pente de conversion:

| |
|---------------------------|
| HT = 250 V. |
| $R_I = 22 \text{ K}$. |
| $R_3 = 50 \text{ K}$. |
| $V_{go} = -2 \text{ V}$. |

Pente de conversion p_c
en fonction de l'intensité
du courant de grille du tube
oscillateur EC(H) 8I.



La courbe ci-dessus montre que pour un courant de grille de 200 micro-ampères, la pente de conversion vaut: $p_c = 780 \mu\text{A/V}$.

C H A P I T R E III

A M P L I F I C A T I O N M F

4-1-Généralité.

La tension fournie par le changeur est généralement faible, aussi est-il nécessaire de l'amplifier. Outre cela l'amplification MF doit présenter certains caractères :

a- Un caractère sélectif: En fait il s'agit là d'un compromis avec la fidélité. L'amplification MF doit pouvoir éliminer les broillages d'une part et restituer les signaux utiles sans déformations d'autre part.

b- Un caractère de stabilité: Les éléments constitutifs de l'étage MF sont convenablement calculés pour éviter le risque d'oscillations.

4-2-Etude théorique d'un amplificateur à transformateur accordé .

4-2-1-Gain: Le problème consiste à évaluer le gain et la sélectivité de ce montage en tenant compte d'un débit possible au secondaire (Résistance R_a).

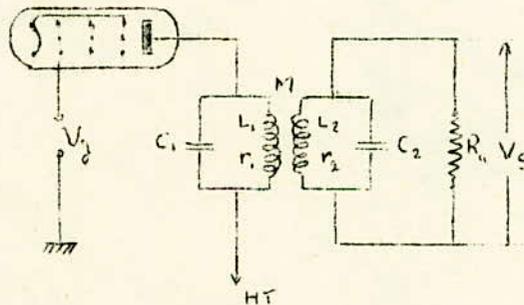


fig-I

Les 2 circuits sont accordés sur la même pulsation :

$$LC_1\omega_0^2 = 1$$

$$LC_2\omega_0^2 = 1$$

Faisons le schéma équivalent du montage :

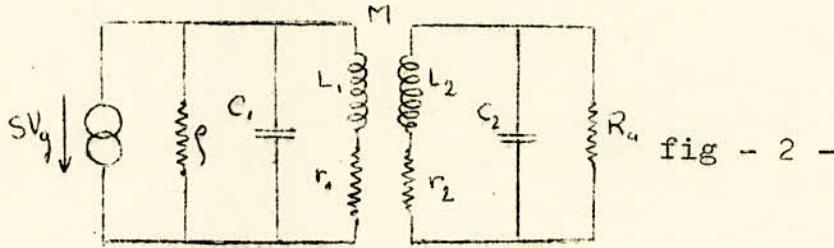


fig - 2 -

Aux environs de la résonance, une résistance R_r en série dans un résonateur est sensiblement équivalente à une résistance en parallèle de valeur :

$$R_p = \frac{L^2 \Omega_c^2}{R} = \frac{1}{CR}$$

Dès lors, la résistance R_a aux bornes du secondaire équivaut à l'addition d'une résistance en série, comme si la résistance r_2 était remplacée par :

$$r'_2 = r_2 + \frac{L_2}{C_2 R_a}$$

De même pour le primaire, la résistance r_1 serait remplacée par :

$$r'_1 = r_1 + \frac{L_1}{C_1 R}$$

Le schéma équivalent de l'ensemble est alors :

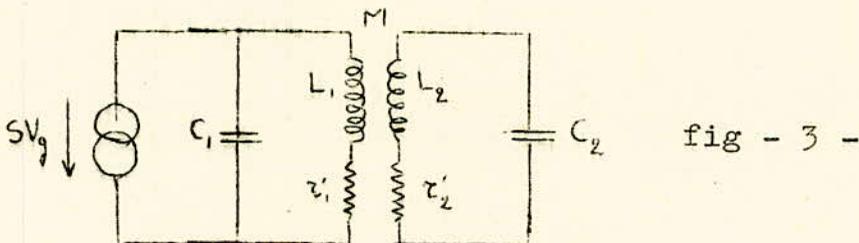


fig - 3 -

ou encore (fig - 3 bis -)

Ecrivons la loi d'ohm pour le primaire et le secondaire, a la fréquence Ω_c :

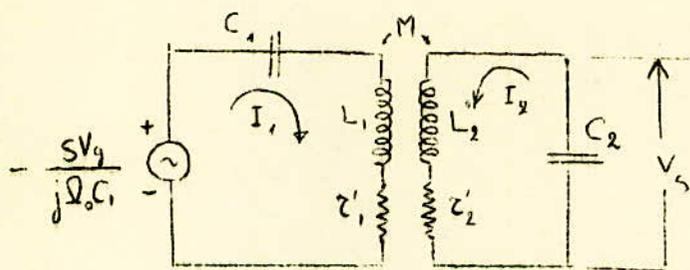


fig - 3bis -

$$-\frac{1}{j\Omega_0 C_1} Sv_g = z_1 I_1 + jM\Omega_0 I_2 \quad (1)$$

$$0 = z_2 I_2 + jM\Omega_0 I_1 \quad (2)$$

$$\Rightarrow I_1 = -\frac{z_2 I_2}{jM\Omega_0}$$

$$-\frac{1}{j\Omega_0 C_1} = \left(-z_1 z_2 \frac{1}{jM\Omega_0} + jM\Omega_0\right) I_2 \quad (3)$$

$$\text{or } V_s = \frac{1}{j\Omega_0 C_2} I_2$$

En remplaçant I_2 par sa valeur tirée de (3), il vient :

$$V_s = \frac{1}{j\Omega_0 C_2} \cdot \frac{Sv_g}{\Omega_0 C_1} \cdot \frac{M\Omega_0}{M^2\Omega_0^2 + \frac{z_1 z_2}{jM\Omega_0}}$$

L'expression du gain s'écrit alors :

$$|g| = \frac{V_s}{V_g} = \frac{S}{C_1 C_2 \Omega_0^2} \frac{M\Omega_0}{z_1 z_2 \left[1 + \frac{M^2 \Omega_0^2}{z_1 z_2}\right]}$$

Après transformation il vient :

$$|g| = \frac{S}{C_1 C_2 \Omega^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{r_1 r_2}} \frac{n}{(1+n^2)}$$

où $n = \frac{M \Omega}{\sqrt{r_1 r_2}}$ définit l'indice de couplage.

$$\text{or } \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{C_1^2 \Omega^2 r_1} = R'_{p1} \\ \frac{1}{C_2^2 \Omega^2 r_2} = R'_{p2} \end{array} \right.$$

sont respectivement les impédances bouchons des 2 circuits accordés en tenant compte de leur amortissement supplémentaire du à ζ et à R_a .
Finalement l'expression du gain s'écrit :

$$g = S \frac{n}{1+n^2} \sqrt{R'_{p1} R'_{p2}}$$

4-2-2- Sélectivité : Elle est définie par la relation :

$$S = \sqrt{1 + 4q^2 \left(\frac{\Delta f}{f}\right)^2}$$

On voit qu'elle est d'autant plus grande que le facteur de qualité q du circuit est grand. En pratique la valeur de q est limitée par le compromis fidélité-sélectivité.

4-3-Réalisation pratique .

L'expression du gain nous impose le choix d'un tube à grande pente. Celle-ci doit, d'autre part être variable pour appliquer la C.A.V. Le tube étant fixé, le gain sera maximum lorsque n est égal à 1, c'est à dire au couplage critique. En pratique les transfo MF ont

un couplage compris entre 0,7 et 1.

Le point de fonctionnement du tube doit être choisi sur la partie linéaire de ces caractéristiques pour éviter des distorsions.

Le tube choisi est une pentode EF85, dont les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

| | |
|-----------------------|---------------------------------|
| -Tension anodique | : $V_a = 250$ v |
| Tension grille écran | : $V_e = 90$ v |
| -Tension polarisation | : $V_{gI} = 1,8$ v |
| -Courant anodique | : $I_a = 10$ mA |
| -Courant écran | : $I_e = 2$ mA |
| -Résistance écran | : $R_e = 80$ k Ω - I/4 w |
| -Résistance cathode | : $R_k = 180$ Ω - I/4 w |

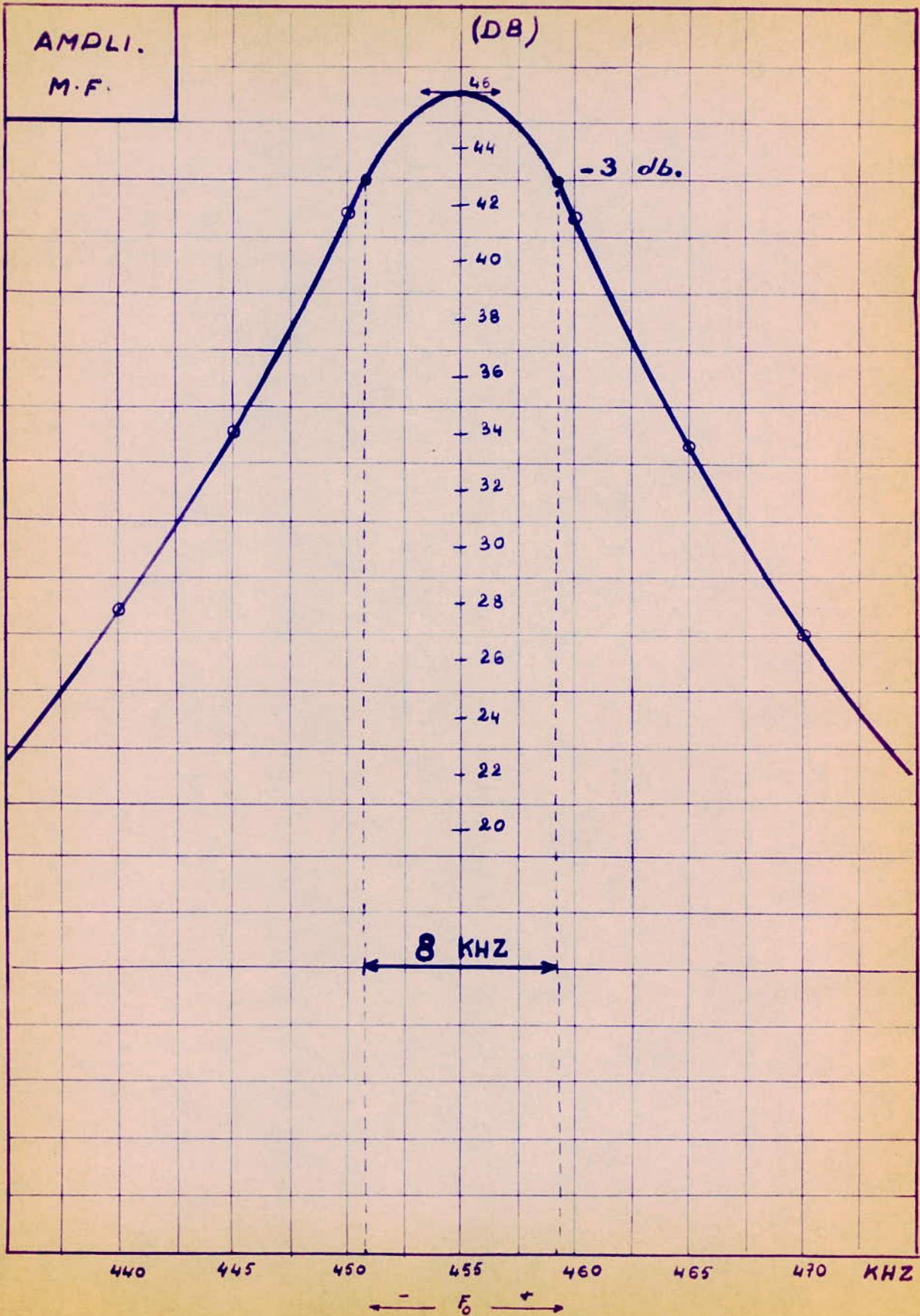
Courbe de réponse de l'ampli MF .

La courbe de réponse de l'ampli MF a été relevée en appliquant une tension d'entrée constante, et en relevant la tension de sortie pour différentes fréquences prises autour de $F_0 = 455$ Kcs. (voir courbe).

Pour une tension d'entrée de 100 mV, nous obtenons les résultats suivants:

| | |
|------------------------------|---------|
| Gain à la fréquence centrale | : 46 dB |
| Bande passante à -3 dB | : 8 Khz |

Les conditions énoncées au début de ce chapitre sont largement satisfaites.



C H A P I T R E I V

D E T E C T I O N

5-1-Généralités.

Détecter, c'est extraire un signal de basse fréquence d'un signal de haute fréquence modulé.

Tout circuit non linéaire peut opérer une détection. Celle ci est dite linéaire lorsque le rapport de l'amplitude de la tension modulée à celle de la tension détectée est constant; ceci ne peut avoir lieu que si le signal appliqué au détecteur est suffisamment grand ($U_{HF} > 1$ volt).

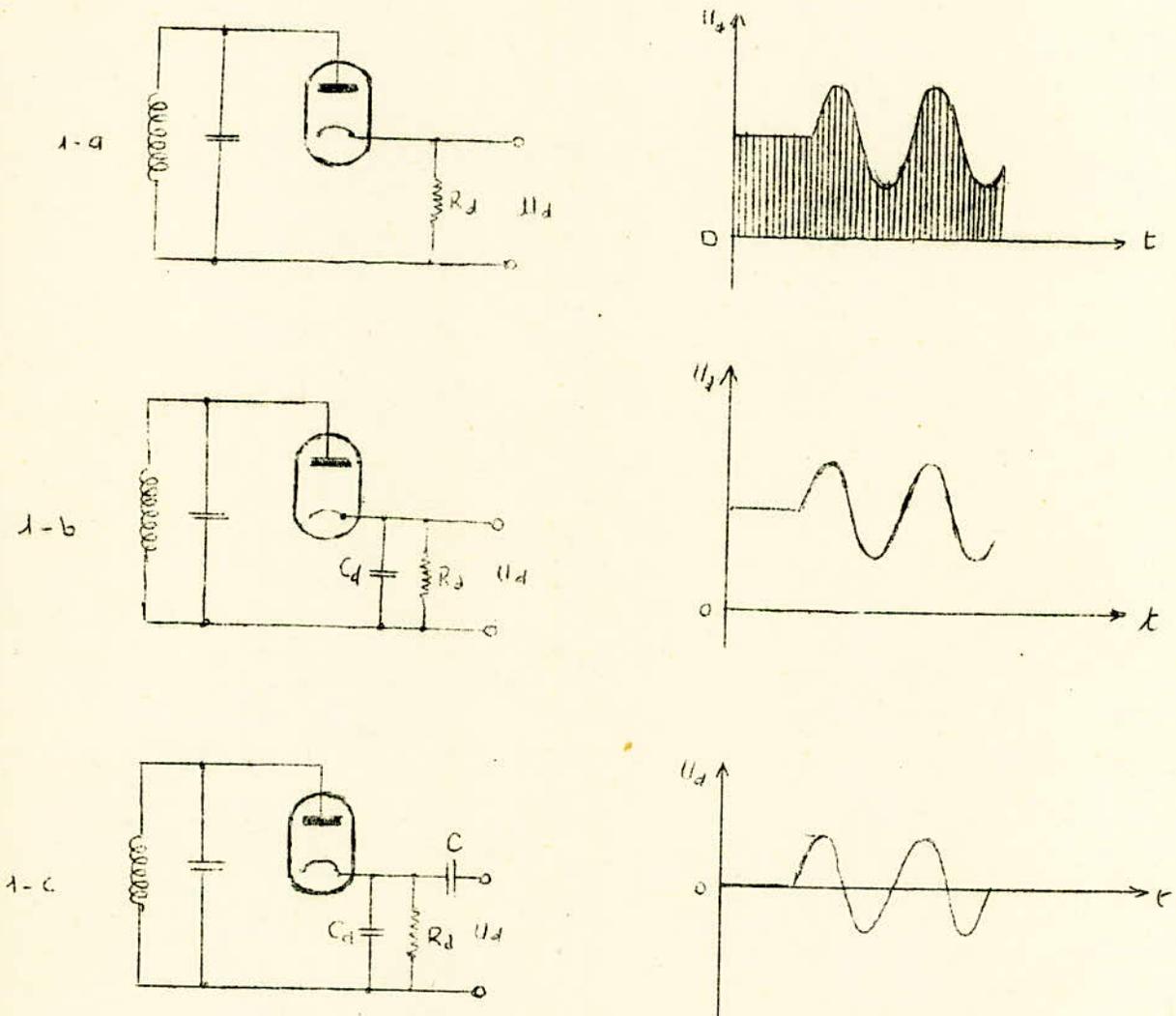
Pour de faibles signaux, ($U_{HF} < 30$ mV), la tension détectée est proportionnelle à V_{FF}^2 ; on dit que la détection est parabolique. Dans ce cas la distorsion est considérable.

5-2-Détection par tube diode.

La plupart des récepteurs à lampes sont munis d'un détecteur à tube diode. Celui ci est alors monté avec une résistance de charge R_d nommée résistance de détection, et placée soit en série, soit en parallèle. On préfère généralement le premier de ces montages: l'amortissement exercé sur le circuit oscillant est plus faible que dans le second.

Lorsqu'on applique à un détecteur un signal HF modulé en amplitude, un courant parcourt la résistance R_d (fig I-a); ce courant comporte 3 composantes : un courant de HF , un courant de BF et un courant continu moyen; il varie comme la tension de détection U_d représenté par la figure I-a. Si on branche un condensateur C_d (dit de détection), de capacité convenable en parallèle avec R_d , la

composante de HF est pratiquement court circuitée (fig I-b). Pour obtenir uniquement le signal de BF, on bloque la tension continue moyenne à l'aide d'un condensateur C (fig I-c).



— forme théorique de la tension détectée —

5-3-Impédance du système détecteur.

Le système détecteur provoque un amortissement du circuit oscillant qui le précède; tout ce passe comme si ce circuit était amorti par une résistance R_a supposée en parallèle. Le calcul de la valeur exacte de R_a n'est pas aisé; cependant moyennant certaines hypothèses et certaines approximations on aboutit à la formule pratique:

$$R_a = \frac{R_d}{2}$$

Pour un calcul plus détaillé se référer au livre de " Cours de radio-électricité . Réception. Albagli. Edition Eyrolles. Chapitre détection."

5-4-Choix des éléments R_d et C_d .

Pour obtenir une détection de qualité, il est nécessaire de choisir judicieusement la constante de temps des éléments R_d et C_d ; celle ci doit être choisie à rester dans les limites suivantes :

$$T_{HF} < R_d C_d < T_{BF}$$

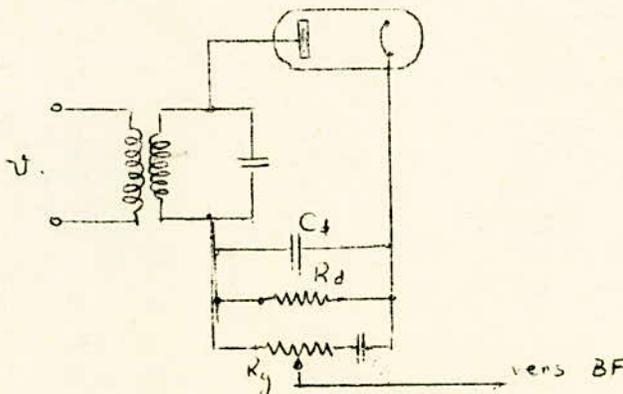
ou

$$\frac{1}{\Omega C_d} < R_d < \frac{1}{\omega C_d}$$

La première inégalité exprime que la réactance de C_d est faible devant R_d donc aussi devant $R_a = \frac{R_d}{2}$; la HF ne subit aucune chute de tension appréciable dans l'ensemble $R_d C_d$. Elle se trouve en totalité appliquée sur le détecteur.

La seconde inégalité exprime que pour une modulation sinusoidale de pulsation w , le condensateur C_d ne constitue aux bornes de R_d qu'une dérivation inappréciable. Tant qu'elle est satisfaite , on recueille la modulation.

En pratique, on place en parallèle avec R_d un potentiomètre R_g et une capacité C . Le potentiomètre permet de régler à volonté le niveau de la tension de modulation recueillie. La capacité C bloque la composante continue de la tension détectée comme il a été indiqué plus haut; le schéma du montage est le suivant :



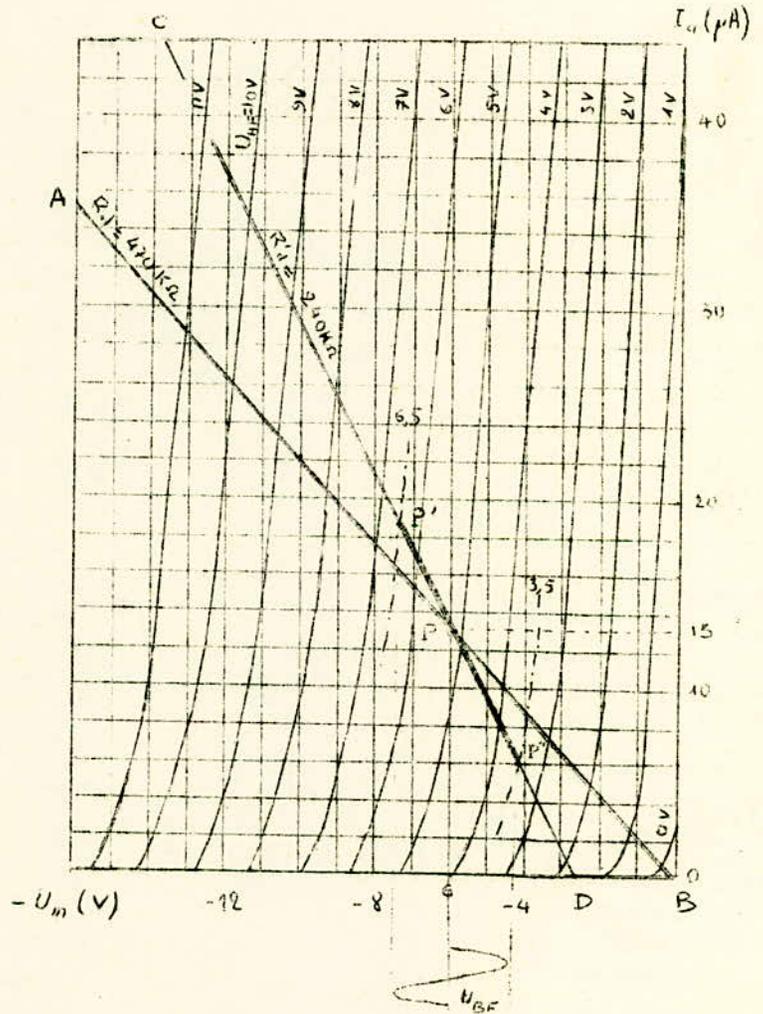
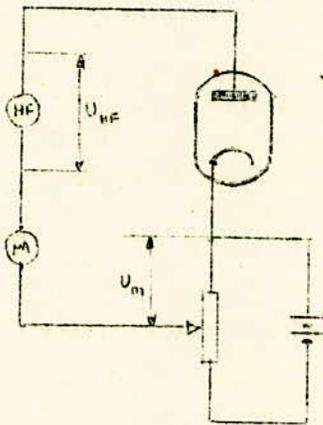
5-5-Réalisation pratique.

- Le tube utilisé est une double diode triode EBC81 :
- une diode est utilisée pour la détection de la modulation
- l'autre est utilisée pour la détection de la C.A.V
- la triode est utilisée comme amplificatrice de tension.

Ce choix permet de réduire l'encombrement et d'économiser un tube et le support (réduction des taxes fiscales !)

Tracé du réseau de caractéristiques :

Le montage suivant permet de relever les courbes caractéristiques du tube diode détecteur :



Les courbes (I_a, U_m) obtenues permettent de déterminer les conditions de fonctionnement du détecteur. En l'absence de modulation, la tension U_m aux bornes de la résistance R_d vaut $U_m = -R_d I_a$.

Graphiquement cette relation peut être représentée par une droite XY dont le coefficient angulaire est $a = -\frac{1}{R_d}$. Lorsque la tension de haute fréquence est modulée, le point de fonctionnement se déplace sur la droite de charge XY. Si la valeur de la résistance R_d a été convenablement déterminée, la droite de charge est coupée en segment égaux par les courbes U_{HF} du réseau (I_a, U_m), ceci pour le plus grand taux possible de modulation. Plus R_d est faible plus ces segments sont réguliers et plus la détection est linéaire. On ne peut cependant pas choisir R_d trop faible en raison de l'augmentation de l'amortissement exercé par le tube diode sur le circuit qui le précède (ampli MF) .

Ainsi pour une résistance $R_d = 470 \text{ K}\Omega$ (valeur courante) et une position du point de fonctionnement correspondant à $U_{HF} = 5 \text{ volts}$, l'intensité I_a du courant anodique vaut $13 \mu\text{A}$ et $U_m = 6 \text{ volts}$.
(droite de charge AB)

Le signal de basse fréquence détecté est transmis au tube amplificateur par l'intermédiaire d'une forte capacité C en série avec une résistance R_g formant potentiomètre et permettant de régler le niveau de sortie. Dès lors la charge n'est pas la même pour la composante continue que pour la composante alternative de basse fréquence; pour la première, cette charge est simplement R_d , alors que pour la seconde elle vaut $R_d' = \frac{R_d R_g}{R_d + R_g}$.

Prenons R_g égale à $500 \text{ K}\Omega$ et traçons la droite correspondant à $R_d' = 240 \text{ K}\Omega$ (voir réseau de caractéristiques). Elle passe nécessairement par le point P, sa pente étant $-\frac{1}{R_d'}$. (droite CD) .

Pour un taux de modulation $m = 30 \%$, le point de fonctionnement P se déplace entre les points P' et P'', définis respectivement par

$$U_{HF}(I + m) = 5 (I + 0,30) = 6,5 \text{ v}$$

$$U_{HF}(I - m) = 5 (I - 0,30) = 3,5 \text{ v}$$

Les perpendiculaires abaissées de ces points sur l'axe des tensions U_m donnent la valeur de la tension BF de crête à crête. On lit :

$$\Delta U_m \# 3 \text{ volts}$$

d'où la tension BF efficace : $\frac{\Delta U_m}{2\sqrt{2}} \# 1 \text{ volt}$.

Le taux limite de modulation que l'on peut recevoir sans distorsions est :

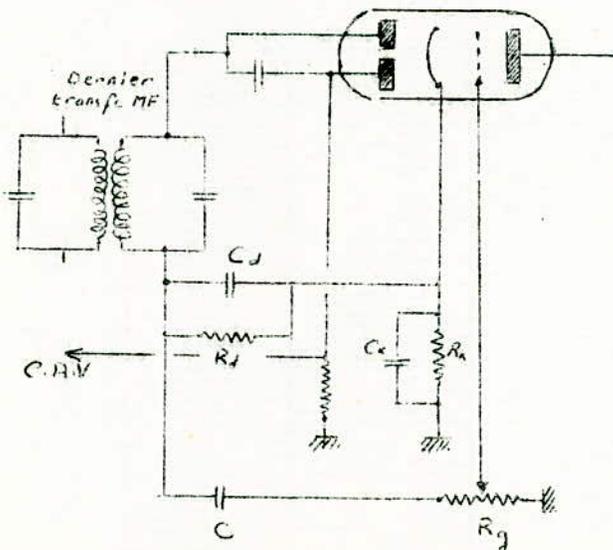
$$m = \frac{R'_d}{R_d} = \frac{240}{470} = 50 \%$$

Contrôle automatique de volume .

Le contrôle automatique de volume, appelé encore contrôle automatique de sensibilité (en abrégé C.A.V ou C.A.S), consiste à maintenir constant le niveau de sortie (pour un m donné) en dépit des variations de l'amplitude de la porteuse à l'entrée du récepteur. Le principe est le suivant: la tension détectée étant négative à partir de la cathode, est ramenée pour constituer une polarisation moyenne des grilles à régler.

Remarque : La C.A.V introduit un amortissement supplémentaire .

Schéma général de l'étage détecteur avec dispositif de C.A.V.



La résistance R_d étant fixée à 470 K Ω , on peut calculer C_d en fonction de la haute fréquence de modulation à partir de l'inégalité $C_d < \frac{1}{\omega R_d}$. Pour une réception de radiodiffusion, le maximum de ω est de l'ordre de $2\pi \cdot 5 \cdot 10^3$ rad/s, d'où la valeur de C_d :

$$C_d < \frac{1}{\omega R_d} = 150 \text{ pF}$$

en prenant C_d égale 100 pF, nous nous trouverons toujours dans de bonnes conditions de détection.

L'amortissement total exercé par le système détecteur sur le circuit oscillant qui le précède sera :

$$R_a = \frac{R_a' R_a''}{R_a' + R_a''}$$

où R_a' est l'amortissement dû à la détection de la modulation et R_a'' l'amortissement dû à la détection de la C.A.V.

Numériquement nous aurons :

$$R_a' = \frac{R_d}{2} = \frac{470}{2} = 235 \text{ K}\Omega$$

$$R_a'' = \frac{R_f}{3} = \frac{1000}{3} \approx 330 \text{ K}\Omega$$

$$R_a = \frac{330 \cdot 235}{565} \approx 140 \text{ K}\Omega$$

Cette valeur ne constitue pas un amortissement important même pour un bon résonateur.

CHAPITRE V

L'AMPLIFICATION BASSE FREQUENCE

6-I-Généralités.

On appelle conventionnellement amplification BF dans un récepteur celle qui a lieu après détection et jusqu'à l'appareil d'utilisation.

Les tensions fournies par le détecteur, sont toujours beaucoup trop faibles pour être utilisées directement dans un haut parleur. On ne pourrait d'ailleurs, en augmenter l'amplitude, qu'en obligeant les étages de moyenne fréquence à fournir des tensions plus élevées. On risquerait alors de provoquer des déformations par surmodulation et transmodulation. C'est pourquoi, on préfère généralement une amplification à deux étages :

. Le premier est dit " préamplificateur "; on exige simplement de lui d'élever la tension qu'on lui fournit.

. Le deuxième est un étage amplificateur de puissance. Son rôle est de fournir la puissance électrique que le haut parleur convertira en puissance acoustique.

Dans notre cas, il s'agit d'un amplificateur à 2 étages, fonctionnant en classe A, et capable de reproduire la gamme de fréquences 50-5000 Hz avec un taux de distorsion inférieur à 10 % et une puissance modulée de l'ordre de 2 watts.

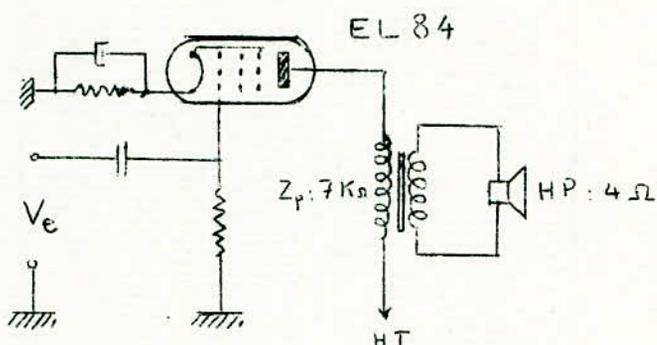
Le problème étant posé, il s'agit de déterminer les deux étages :

- Etage préamplificateur.
- Etage de puissance.

La logique impose la détermination de l'étage amplificateur de puissance, puis celle de l'amplificateur de tension.

6-2-Amplificateur de puissance .

Considérons le montage suivant :



La lampe de puissance couramment utilisée est une pentode EL 84. Son impédance de charge optimum s'évalue à 7 KΩ. A cet effet, on a choisi un transformateur de sortie présentant les caractéristiques suivantes :

- . Impédance primaire : 7 KΩ
- . Impédance secondaire : 4 Ω
- . Résistance statique du primaire : $r = 350 \Omega$

Le tracé de la droite de charge statique, définie par :

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = - \frac{I}{r} = - \frac{I}{0,35}$$

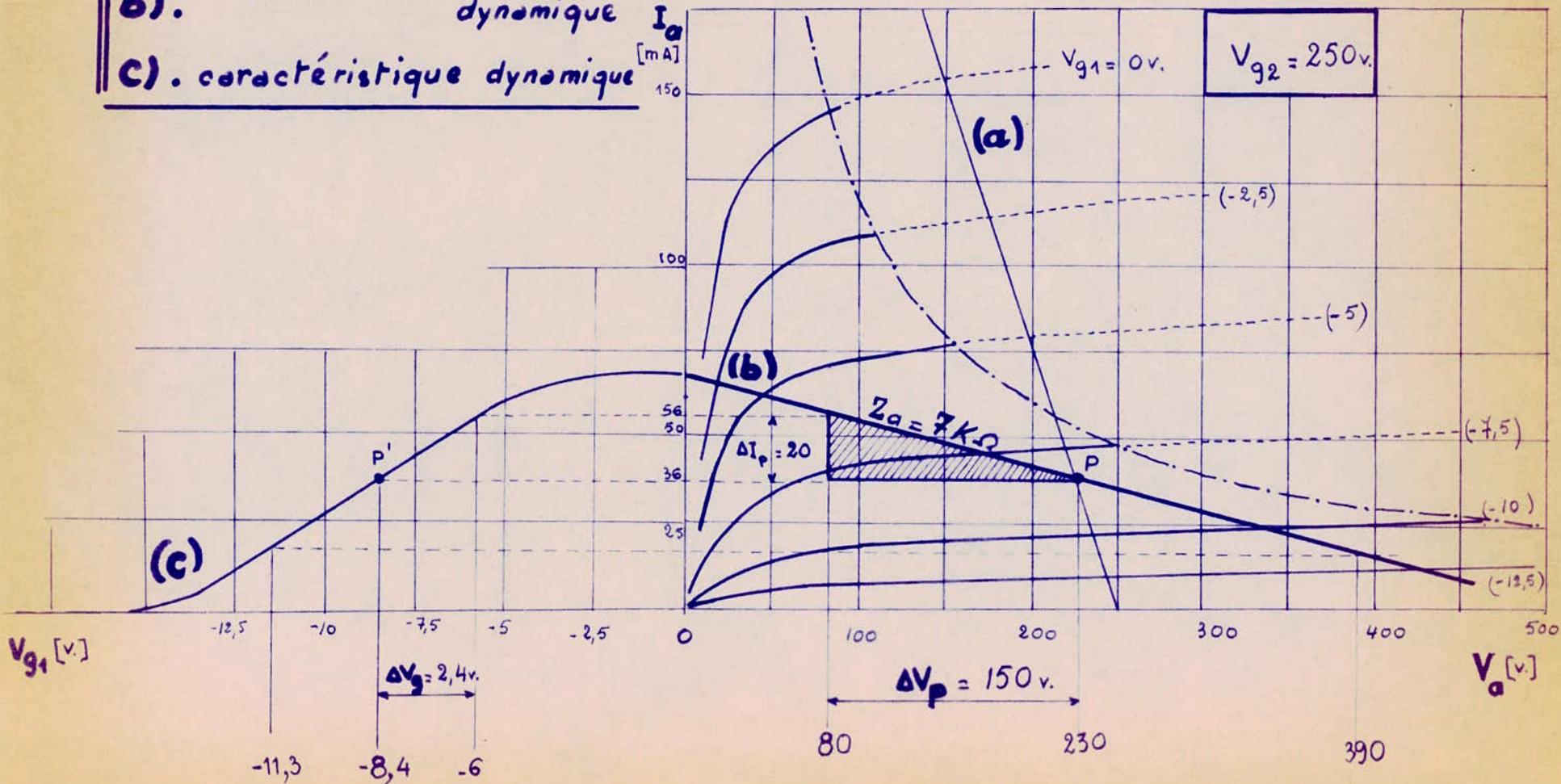
permet le choix du point de fonctionnement P. (voir réseau de caractéristiques .)

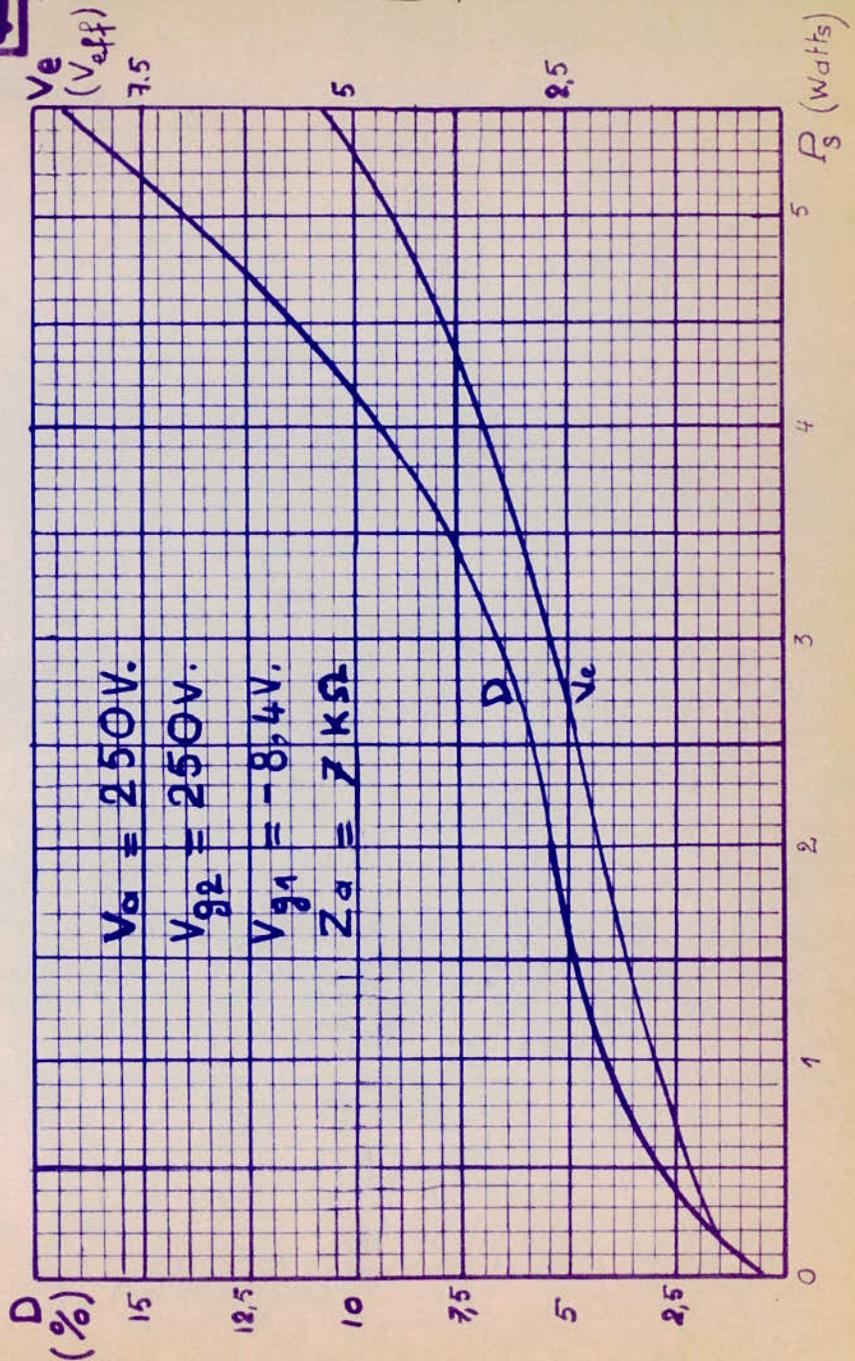
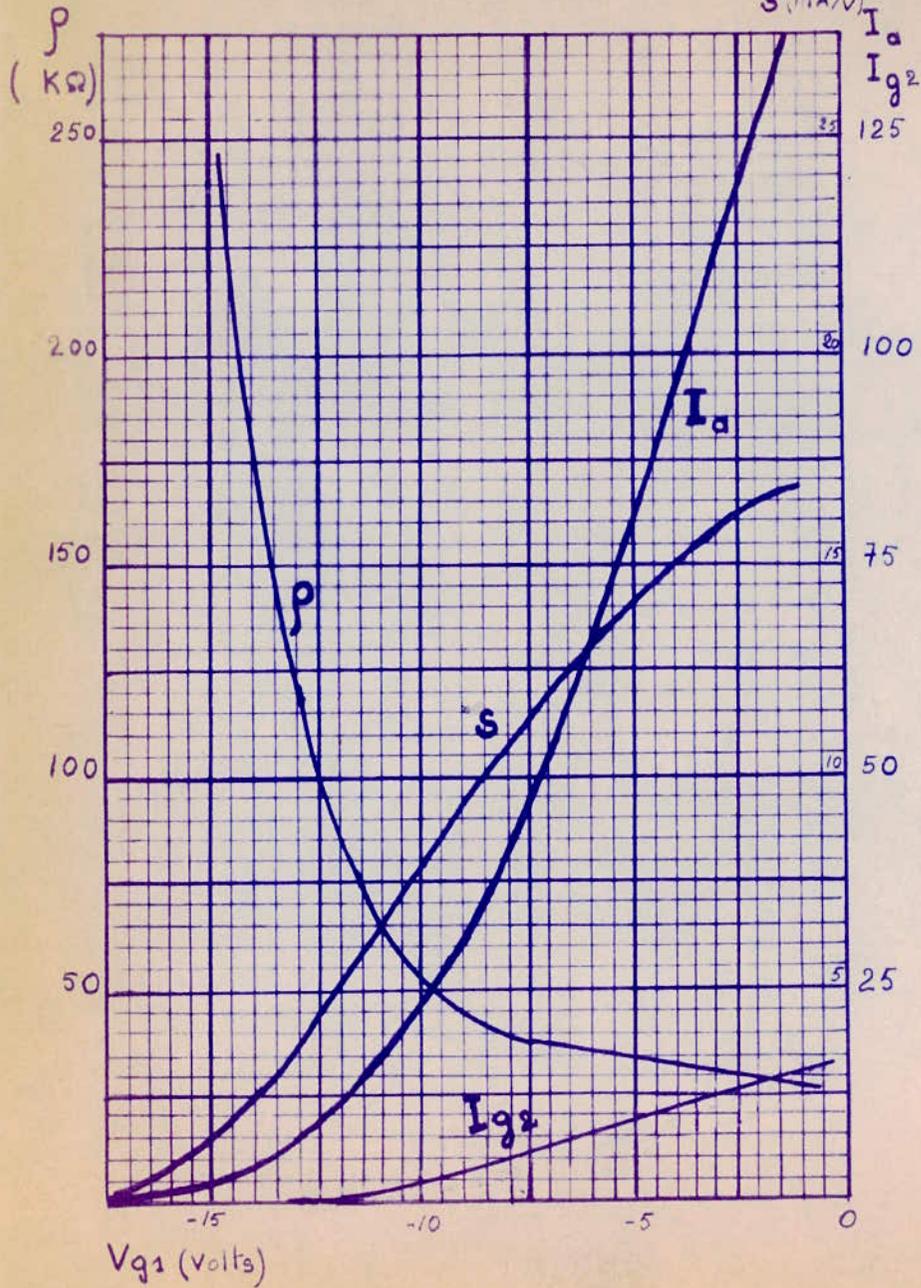
LAMPE EL 84:

a). droite de charge statique

b). " " " dynamique

c). caractéristique dynamique





$$P = \begin{pmatrix} V_a = 230 \text{ v.} \\ I_a = 36 \text{ mA} \\ V_{g1} = - 8,4 \text{ v.} \end{pmatrix}$$

La droite de charge dynamique, définie par $\text{tg} \alpha_2 = - \frac{I}{Z} = - \frac{I}{7}$, et passant par le point P, permet d'obtenir la caractéristique dynamique.

Si l'on se fixait $P_m = 1,5 \text{ W}$ par exemple, on peut déterminer la tension d'entrée V_e de l'étage amplificateur de puissance. En effet, on a :

$$P_m = \frac{I}{2} Z \Delta I_p^2 = 1,5$$

$$\text{or } Z_p = 7 \text{ K}\Omega, \text{ d'où } I_p = \sqrt{\frac{2P_m}{Z_p}} = \sqrt{\frac{2 \times 1,5}{7000}} \approx 20 \text{ mA}$$

La projection du segment $\Delta I_p = 20 \text{ mA}$ sur la caractéristique dynamique donne la valeur de la tension d'entrée. On lit :

$$\Delta V_{g1} = 2,4 \text{ v.} \quad \text{ou} \quad \Delta V_{\text{eff}} = 1,7 \text{ v.}$$

Les quantités $\Delta V_{ge} = 1,7 \text{ v.}$ et $P_m = 1,5 \text{ W}$, permettent de déterminer, grâce aux courbes proposées par la Radiotechnique, le taux de distorsion ; on lit :

$$D = 3,5 \%$$

Le résultat théorique est excellent. En fait, la mesure du taux à l'aide d'un distortiomètre a donné une valeur de 5,5 %. Ce dernier résultat ne constitue pas une distorsion importante.

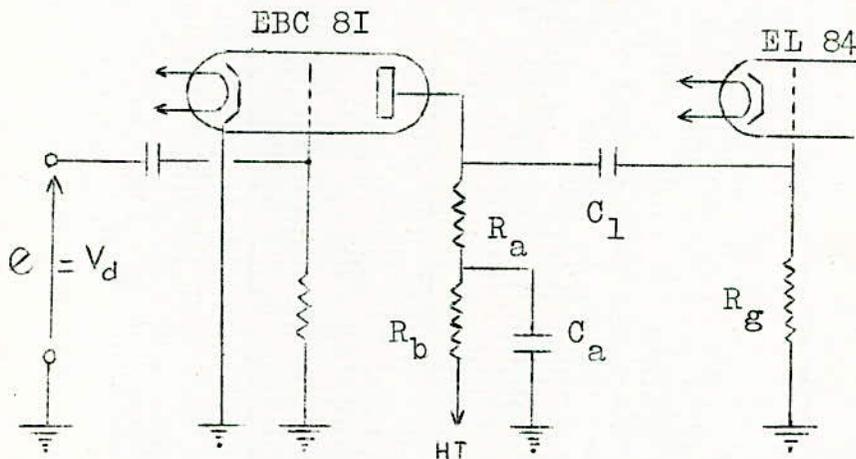
6-3-Etage préamplificateur .

Cet étage doit pouvoir fournir la tension d'entrée de l'étage de puissance, soit 2,4 v. ($1,7 \text{ v}_{\text{eff}}$). Comme la tension fournie par le détecteur est généralement de quelques dixièmes de volt : V_d compris entre 0,1 et 0,2 v, l'ordre de grandeur du gain du préamplificateur s'évaluerait donc à :

$$g = \frac{2,4}{0,1 < V_d < 0,2}$$

soit: $12 < g < 24$.

Comme nous l'avons indiqué un peu plus loin, le tube préamplificateur est combiné avec le tube détecteur (tube EBC 81). Le préamplificateur réalisé présente un circuit de correction aux basses fréquences, comme l'indique le schéma suivant:



Aux fréquences moyennes, le gain du tube s'exprime par:

$$g_{\text{moy}} = \frac{-\mu R'_a}{\rho + R'_a} \quad \text{avec} \quad R'_a = \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_g}$$

Généralement $R_g \gg R_a$; ce qui entraîne que le gain devient:

$$g_{\text{moy}} \approx \frac{-\mu R_a}{\rho + R_a}$$

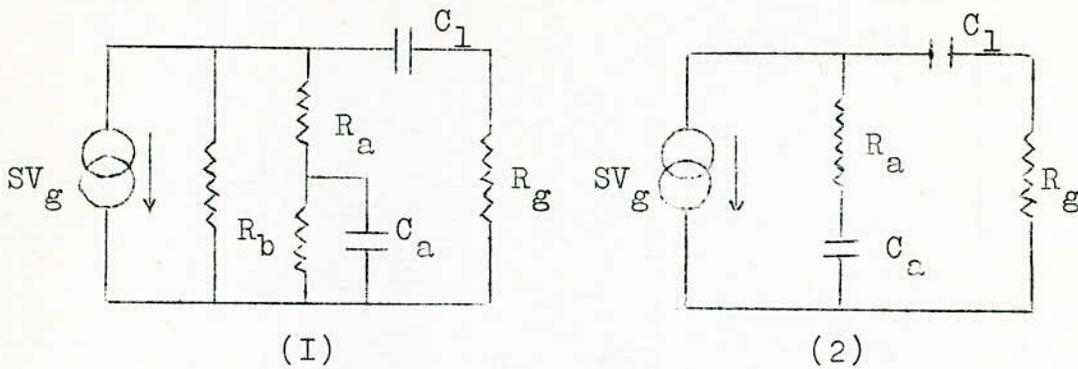
Or: $\begin{cases} \cdot g_{\text{moy}} = 15 \\ \cdot \mu = 70 \\ \cdot \rho = 58 \end{cases}$

D'où: $R_a = 16 \text{ K}\Omega$

Aux fréquences basses, le schéma équivalent (1) se réduit au schéma (2), à condition que:

$$\rho > R_a + R_b \quad \text{et} \quad R_b > \frac{1}{\omega_b C_a}$$

Moyennant ces conditions le gain moyen s'evaluerait à: $\neq -SR_a$.



Le gain aux fréquences basses s'exprime alors par:

$$g' = \frac{-SR_a}{1 + \frac{R_a (1 + j\omega C_1 R_g)}{R_g (1 + j\omega C_a R_a)}}$$

On remarquera que l'expression de g' serait égale à celle de g_{moy} quand la condition suivante est réalisée:

$$C_a \cdot R_a = C_1 \cdot R_g$$

Application numérique: détermination des éléments.

On a: $R_a = 16 \text{ K}\Omega$; $R_b > \frac{I}{\omega_b C_a}$;

Si on choisit $R_b = 16 \text{ K}\Omega$, $R_g = 500 \text{ K}\Omega$, $C_1 = 20 \text{ 000 pF}$, la valeur à attribuer à C_a serait: $C_a = 0,6 \mu\text{F}$. Cette valeur est acceptable car elle vérifie la condition $C_a > \frac{I}{\omega_b R_b} = 0,1 \mu\text{F}$.

-6-3-Remarque sur le transformateur de sortie de l'ampli.BF:

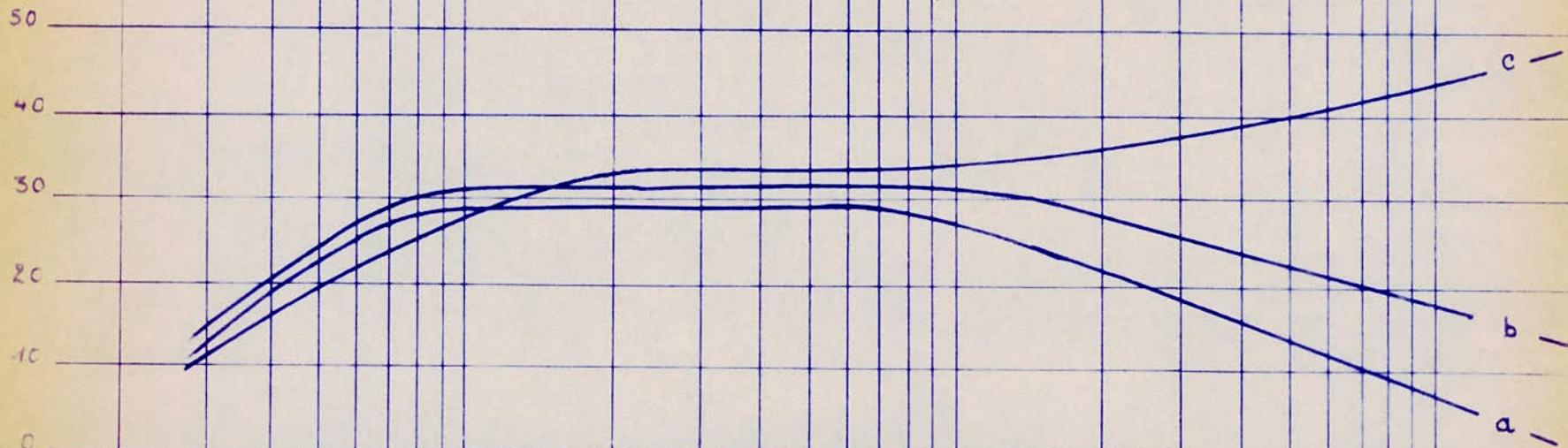
En plus de son rôle d'adaptateur d'impédance, le transformateur de sortie doit présenter différentes qualités. Il doit:

a)-transmettre les différentes fréquences de telle sorte qu'elles soient également reproduites.

b)-présenté des pertes électriques aussi faibles que possibles.

db

Courbes de réponse
de l'Ampli BF



Potentiomètre tonalité

- a. Position gauche
- b. " moyenne
- c. " droite

Hz

c)-ne pas produire de distortion d'amplitude.

d)-posséder une faible résistance ohmique dans le primaire.

Rappelons que la transmission des fréquences basses dépend essentiellement du coefficient de self-induction du primaire, alors que la transmission des fréquences élevées dépend du coefficient de dispersion ou de fuite.

L'étude complète du transformateur de sortie étant trop longue, rappelons seulement le résultat suivant:

$$L_p = \frac{I}{nW_0} \cdot \sqrt{\frac{(f + r_p) \cdot (r_u + r_s)}{(I + K^2)}}$$

avec : $W_0 = \sqrt{W_I \cdot W_2}$ (W_I, W_2 définissent l'intervalle de fréquence à faire passer);

$n = \sqrt{\frac{r_u}{Z_p}}$ coefficient de transformation;

K = coefficient de couplage;

L_p = self primaire;

r_u = résistance du haut parleur;

r_p = " primaire du transformateur;

r_s = " secondaire " ;

Z_p = impédance dynamique.

C H A P I T R E VI

L ' A L I M E N T A T I O N .

7-I-Généralités-

L'emploi de tubes électroniques exige que l'on ait à sa disposition plusieurs tensions d'alimentation : tension de chauffage des filaments, haute tension, tension de polarisation. On peut obtenir ces tensions de différentes manières, en particulier à partir de la tension alternative du secteur.

Ce type d'alimentation nécessite:

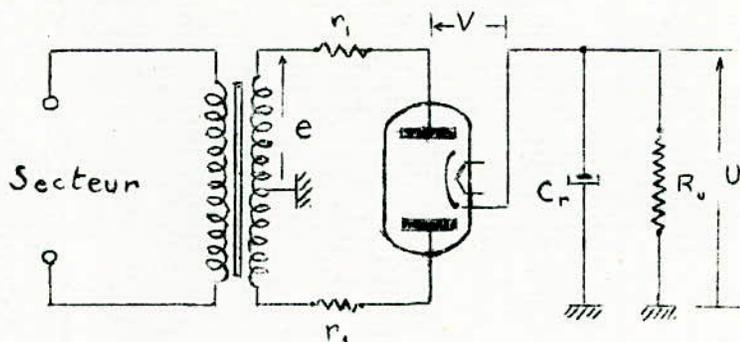
- Un transformateur fournissant:
 - . la tension alternative de chauffage
 - . la haute tension qui sera redressée puis filtrée
- Un dispositif de redressement.
- Un filtre.

7-2-Calcul d'une alimentation.

7-2-I-Courant moyen. Tension moyenne.

Le type d'alimentation considéré est basé sur le redressement double alternances, au moyen d'une diode biplaque.

Considérons le schéma de la figure I :



- fig I -

Appelons:

i : le courant débité par une diode.

ξ : la résistance interne d'une diode

r_p : la résistance du primaire du transformateur

$2 r_s$: la résistance du secondaire

n : le rapport de transformation

r_I : la résistance de protection de la diode

$e = E \cos \theta$ avec $\theta = \omega t$, la tension alternative entre le point milieu et une borne du secondaire.

V : la tension aux bornes d'une diode.

Moyennant ces hypothèses, on a :

$$V = \xi i + U_0 \quad (U_0 \text{ tension de déchet de la diode})$$

$$e = V + U + r i \quad \text{où } r = r_s + n^2 r_p + r_I$$

$$e = \xi i + U_0 + U + r i$$

d'où

$$i = \frac{e - (U + U_0)}{(\xi + r)} = \frac{E \cos \theta - (U + U_0)}{(\xi + r)}$$

or la diode ne conduit que dans un sens, par conséquent cette expression n'est valable que si:

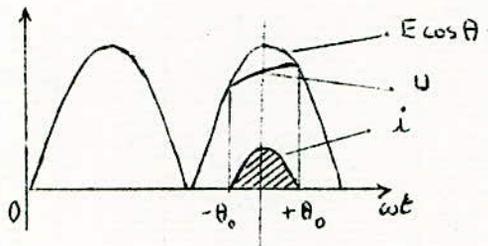
$$E \cos \theta - (U + U_0) > 0$$

Il en sera ainsi, si l'angle θ est compris entre deux valeurs limites $(-\theta_0)$ et $(+\theta_0)$ définies par la relation:

$$E \cos \theta_0 - (U + U_0) = 0$$

ou

$$E \cos \theta_0 - U \neq 0 \implies E \cos \theta_0 \neq U$$



- fig 2 -

L'expression de i devient :

$$i = \frac{E (\cos \theta - \cos \theta_0)}{(\xi + r)}$$

Comme il s'agit d'un redressement double alternance, le courant moyen sera:

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} \frac{E (\cos \theta - \cos \theta_0)}{\xi + r} d\theta$$

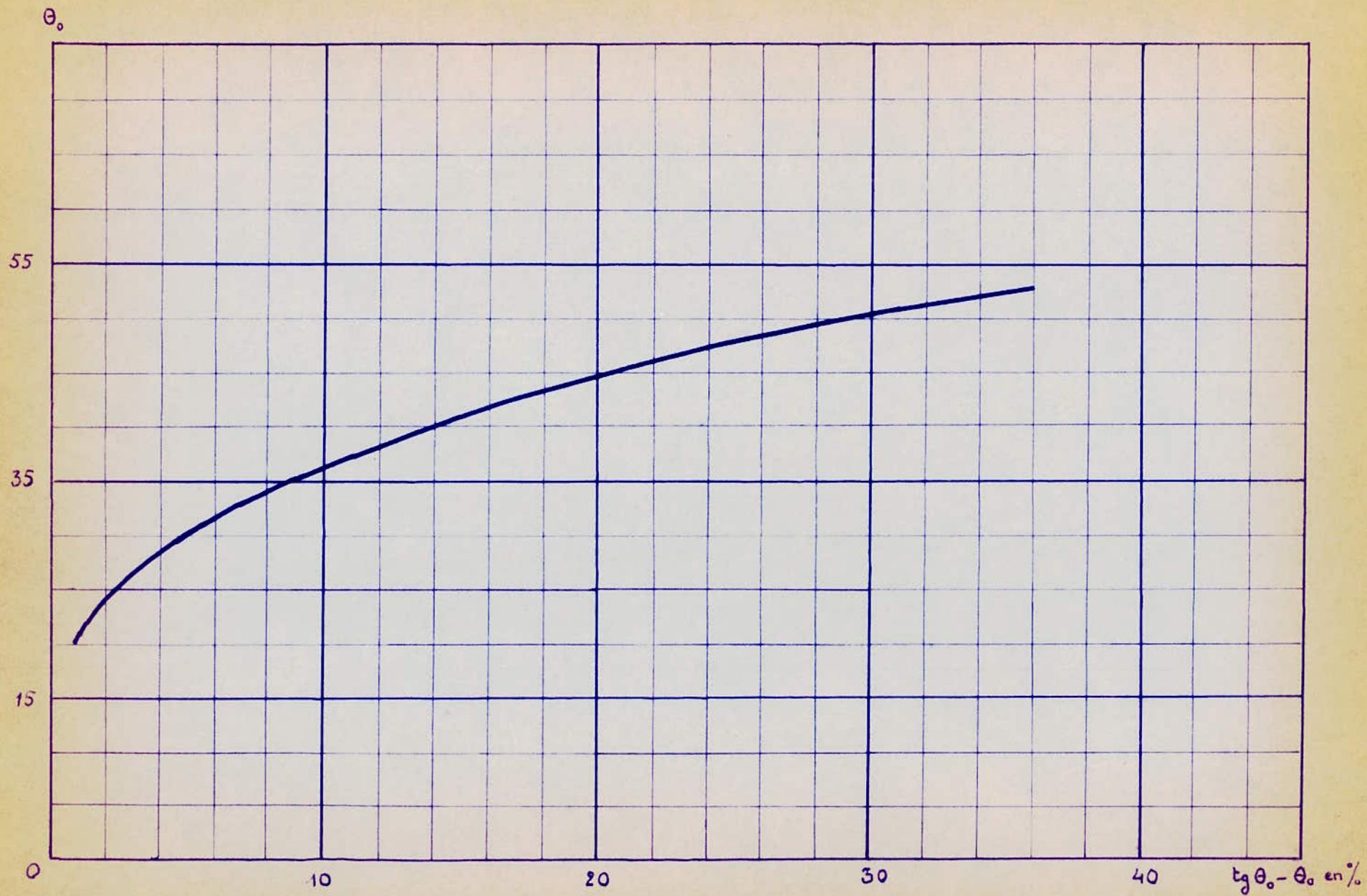
$$I_0 = \frac{2E}{\pi(\xi + r)} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) \quad (1)$$

D'autre part, on a :

$$I_0 = \frac{U}{R_u} = \frac{E \cos \theta_0}{R_u} \quad (2)$$

en identifiant les relations (1) et (2), on a

$$\frac{E \cos \theta_0}{R_u} = \frac{2E}{\pi(\xi + r)} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0)$$



$$\boxed{\operatorname{tg}\theta_0 - \theta_0 = \frac{\pi(\rho + r)}{2R_u}}$$

Cette relation permet de déterminer l'angle d'ouverture θ_0 , à partir de la courbe ci jointe (courbe $\theta_0 = f(\operatorname{tg}\theta_0 - \theta_0)$), connaissant ρ , r , et R_u .

Remarque:

La tension aux bornes de la diode est :

$$V = \int i = E \frac{\rho}{\rho + r} (\cos\theta - \cos\theta_0)$$

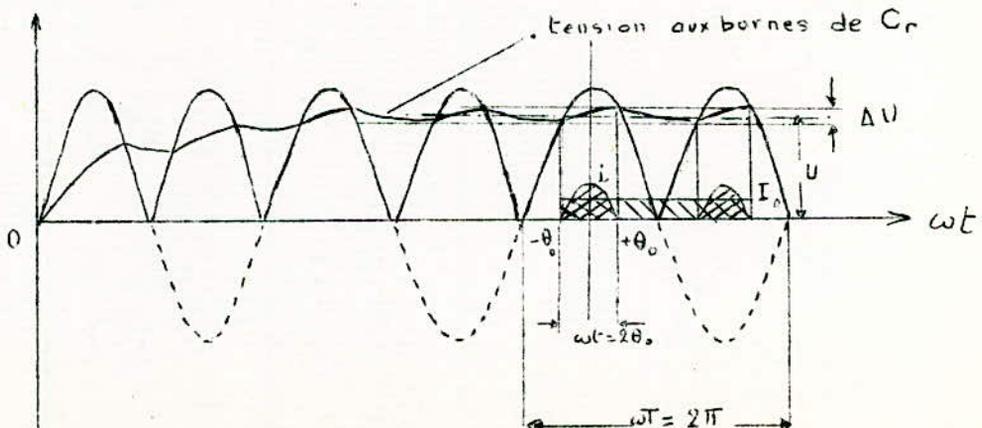
quand $\cos\theta = -1$, cette tension devient égale à:

$$V = -E \frac{\rho}{\rho + r} (1 + \cos\theta_0) = V_i$$

V_i est appelée tension inverse; elle peut causer une mise hors circuit de la diode; elle doit par conséquent rester inférieure à la tension de claquage fixée par le constructeur.

7-2-2-Tension d'ondulation.

Le condensateur est appelé condensateur réservoir. Son principal rôle est d'augmenter la tension moyenne $U = R_u I_0$ et de réduire l'importance des composantes alternatives (fréquences harmoniques dues au redressement double alternances).



La variation ΔU de U dure un temps $(\frac{T}{2} - t)$ où $\omega t = 2\theta_0$. Pendant ce temps le condensateur perd la charge :

$$\Delta Q = I_0 \left(\frac{T}{2} - t \right) = \Delta U C_r$$

$$\Rightarrow \Delta U = \frac{I_0}{C_r} \left(\frac{T}{2} - t \right)$$

$$\Delta U = \frac{I_0}{\omega C_r} (\pi - 2\theta_0)$$

avec $\omega = 2\pi \cdot 50$

7-2-3-Cellule de filtrage.

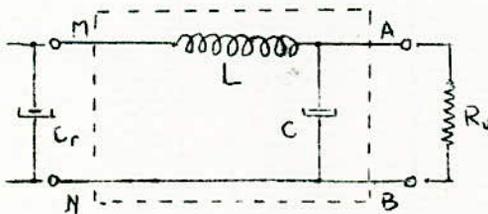
Le but recherché étant d'obtenir une tension aussi continue que possible pour alimenter les électrodes des tubes, il est nécessaire de placer un filtre passe bas, intercalé entre le redresseur et l'utilisation, afin de pouvoir réduire l'ondulation ΔU .

On distingue deux types de cellules de filtrage :

- cellule LC .
- cellule RC .

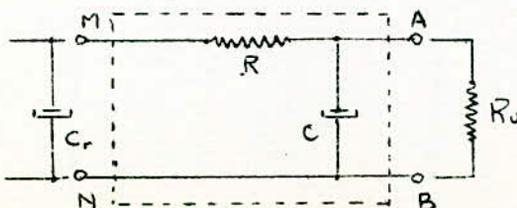
La cellule de filtrage est caractérisée par un coefficient K , appelé efficacité de filtrage et défini par :

a/ Cas de la cellule LC :



$$K = \left| \frac{Z_{MN}}{Z_{AB}} \right| \approx \omega^2 LC$$

b / Cas de la cellule RC :



$$K = \left| \frac{Z_{MN}}{Z_{AB}} \right| \approx \omega RC$$

Après la cellule de filtrage, la tension d'ondulation sera:

$$\Delta U' = \frac{\Delta U}{K}$$

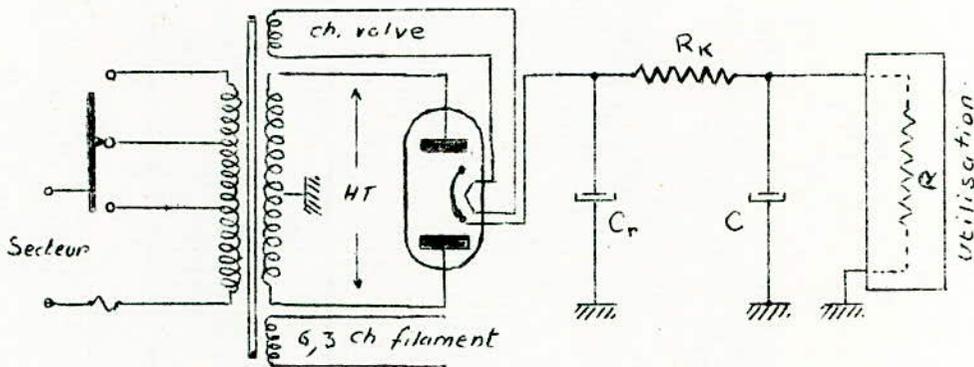
7-3-Réalisation pratique.

a / Problème :

Le récepteur étudié doit consommer 58 mA sous 250 volts.

b / Schéma :

Pour des raisons d'économie et d'encombrement, la cellule de filtrage adoptée est du type RC; le schéma de l'alimentation sera :



c / Solution :

Nous nous fixons tout d'abord l'efficacité de la cellule : $K = 20$.
Si $C = 20 \mu F$, valeur couramment employée, nous avons immédiatement la résistance R_k de filtrage:

$$R_k = \frac{K}{\omega C} = \frac{20}{2\pi \cdot 100 \cdot 32 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ K } \Omega \quad (P_d = 5W)$$

La chute de tension due à R_k est :

$$I \times 58 = 58 \text{ volts}$$

La résistance de charge est :

$$R = \frac{U}{I_0} = \frac{250}{58} \# 4,3 \text{ K } \Omega$$

La tension continue aux bornes de C_r est:

$$58 + 250 = 308 \text{ volts}$$

Si nous prenons comme valve une EZ 80 ($\rho = 80\Omega$), avec un condensateur réservoir $C_r = 32\mu\text{F}$, le catalogue de lampes nous indique la valeur de la résistance à mettre en série dans le circuit de la diode, soit $r = 300\Omega$. Dans le circuit d'alimentation elle est constituée par la résistance de l'enroulement secondaire du transformateur. Dans ces conditions :

$$\rho + r = 380 \Omega$$
$$R_u = R_k + R = 5,3 \text{ K}\Omega$$

L'angle d'ouverture déterminé au moyen de la courbe $\theta_o = f(\text{tg}\theta_o - \theta_o)$ a pour valeur : 36° .

Ce résultat permet d'obtenir l'amplitude maximum E que doit délivrer le transformateur :

$$E = \frac{U}{\cos\theta_o} = \frac{308}{0,8} = 380 \text{ volts}$$

d'où $E_{\text{eff}} = \frac{380}{\sqrt{2}} = 270 \text{ volts}$

Il faut donc un transformateur donnant $2 \times 270 \text{ volts}$.

Calcul de l'ondulation:

- avant filtrage :

$$\frac{\Delta U}{2} = \frac{I_o \left(1 - \frac{2\theta_o}{\pi} \right)}{4 \cdot \text{F.C.}_r} = \frac{58 \cdot 10^{-3} \left(1 - \frac{78}{180} \right)}{200 \cdot 36 \cdot 10^{-6}} = 5,4 \text{ v.}$$

- après filtrage :

$$\Delta U' = \frac{5,4}{K} = \frac{5,4}{20} = 0,2 \text{ v.}$$

CHAPITRE VII

DISPOSITIFS AUXILLIARES

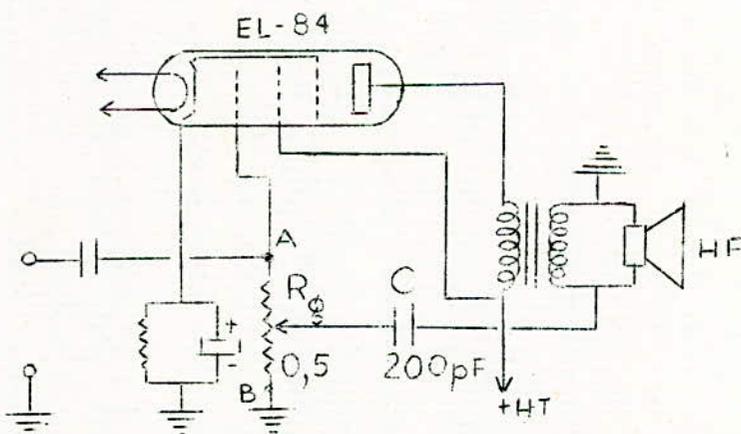
-----o-----

Le récepteur étudié est muni de deux dispositifs auxilliaires:

- a)- réglage de tonalité;
- b)- indicateur visuel d'accord.

8-I-Le circuit de tonalité:

Sur notre amplificateur de basses fréquences, le contrôle de tonalité est constitué par un circuit de réaction placé entre la sortie et la grille de commande de la lampe EL-84. De manière que son action ne se fasse sentir que pour les fréquences aigües, il comprend un condensateur C de 200 pF qui, en raison de cette valeur ne laisse passer que ces fréquences. Le taux de réaction et par suite la tonalité, sont réglés à l'aide d'un potentiomètre de 0,5 M Ω au curseur duquel est branché le condensateur C.



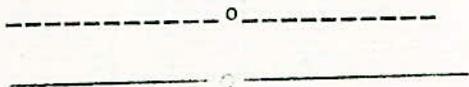
Quand le curseur est en A, les aigües sont court-circuitées en raison de la faible valeur de la réactance de C. Quand il est en B elles ne sont pas court-circuitées, en raison de la forte valeur de R_g; par conséquent elles sont reproduites dans le haut parleur.

8-2-Indicateur visuel d'accord:

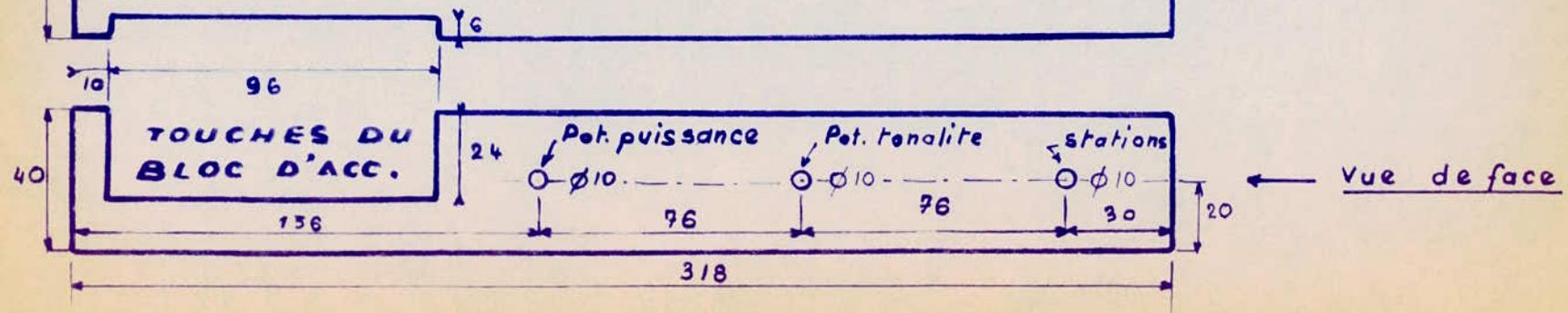
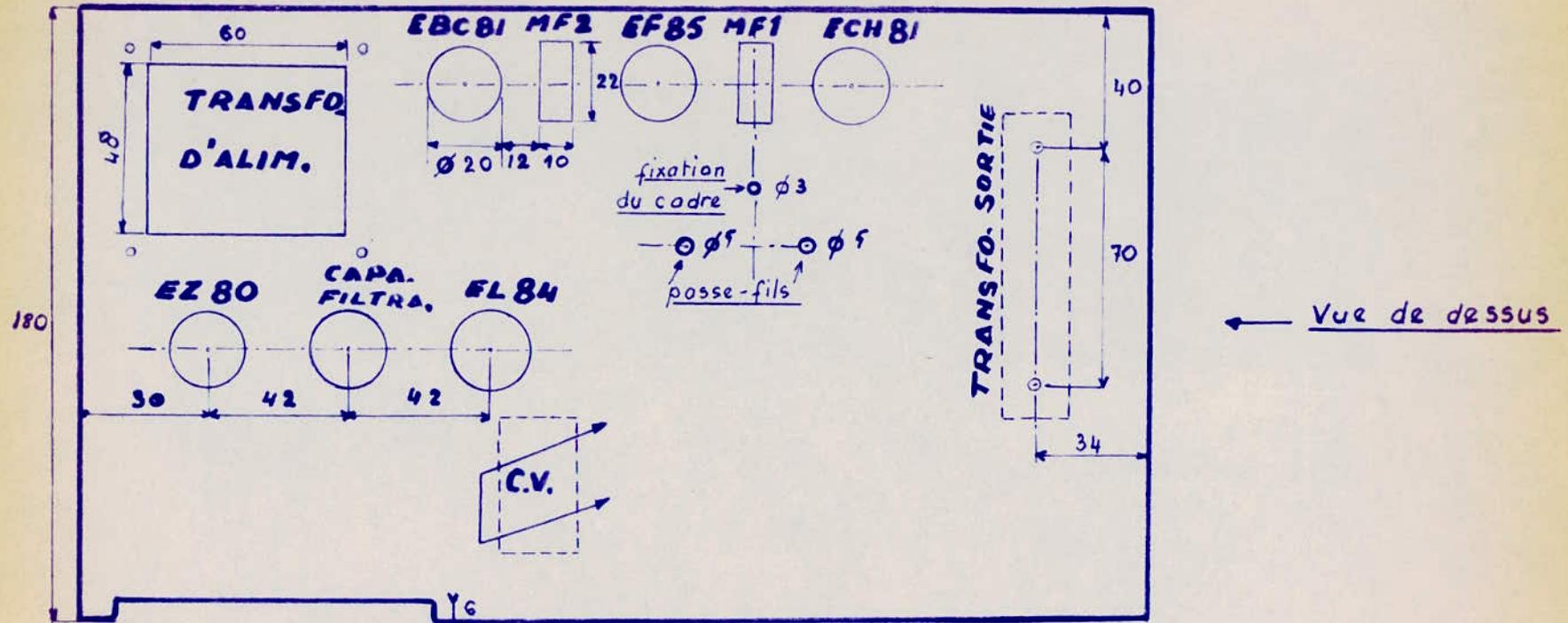
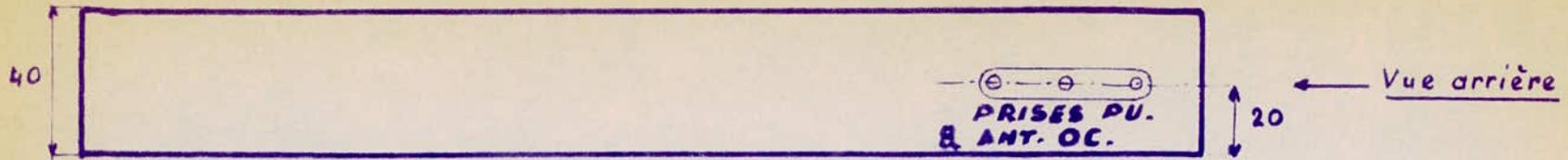
Lors du réglage d'un récepteur sur une émission, il est difficile de réaliser l'accord exact uniquement par audition. Un tube indicateur (œil magique) permet de rendre possible un réglage visuel exact de l'accord.

C'est un trèfle cathodique dont la grille de commande est reliée par l'intermédiaire d'un filtre RC ($1\text{ M}\Omega; 0,1\mu\text{F}$) au pôle négatif de la résistance de détection (voir schéma général). Lorsque les signaux sont faibles, la surface du secteur lumineux est petite; lorsqu'ils sont forts, elle est grande.

L'indicateur choisi est le EM-85.



SCHEMA TECHNOLOGIQUE DU CHASSIS



CHAPITRE VIII

MISE AU POINT ET MESURES

-----o-----

9-1-Réalisation pratique:

Elle nécessite un châssis en tôle dont nous donnons le schéma technologique. Pour le câblage, nous nous sommes attachés à bien disposer les connexions, les condensateurs et les résistances de manière à donner à l'ensemble un aspect net et ordonné, qui est le signe d'un travail soigné.

9-2-Mise au point:alignement.

Le câblage étant terminé, le récepteur est mis sous tension; les polarisations étant vérifiées nous passons aux différents réglages :

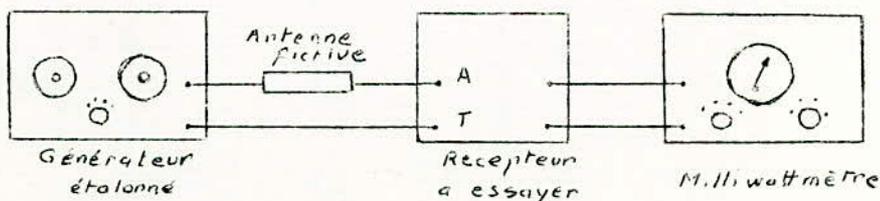
- a / Réglage des jeux moyennes fréquences.
- b / Alignement des circuits HF.

Ces opérations consistent d'une part à conférer au récepteur le maximum de sensibilité, d'autre part à pouvoir couvrir les gammes de fréquences choisies.

On s'est référé au polycoop des travaux pratiques de 4^{ème} année Télécommunications (Professeur M^r J. Slosiar). C'est pourquoi avons-nous jugé inutile de reproduire la marche à suivre.

9-3-Mesures.

Elles sont faites à l'intérieur de la cage de Faraday à l'abri des parasites. Le schéma du montage (figure ci dessous) est le même pour toutes les mesures qui vont suivre.



9-3-1-Mesure de la sensibilité :

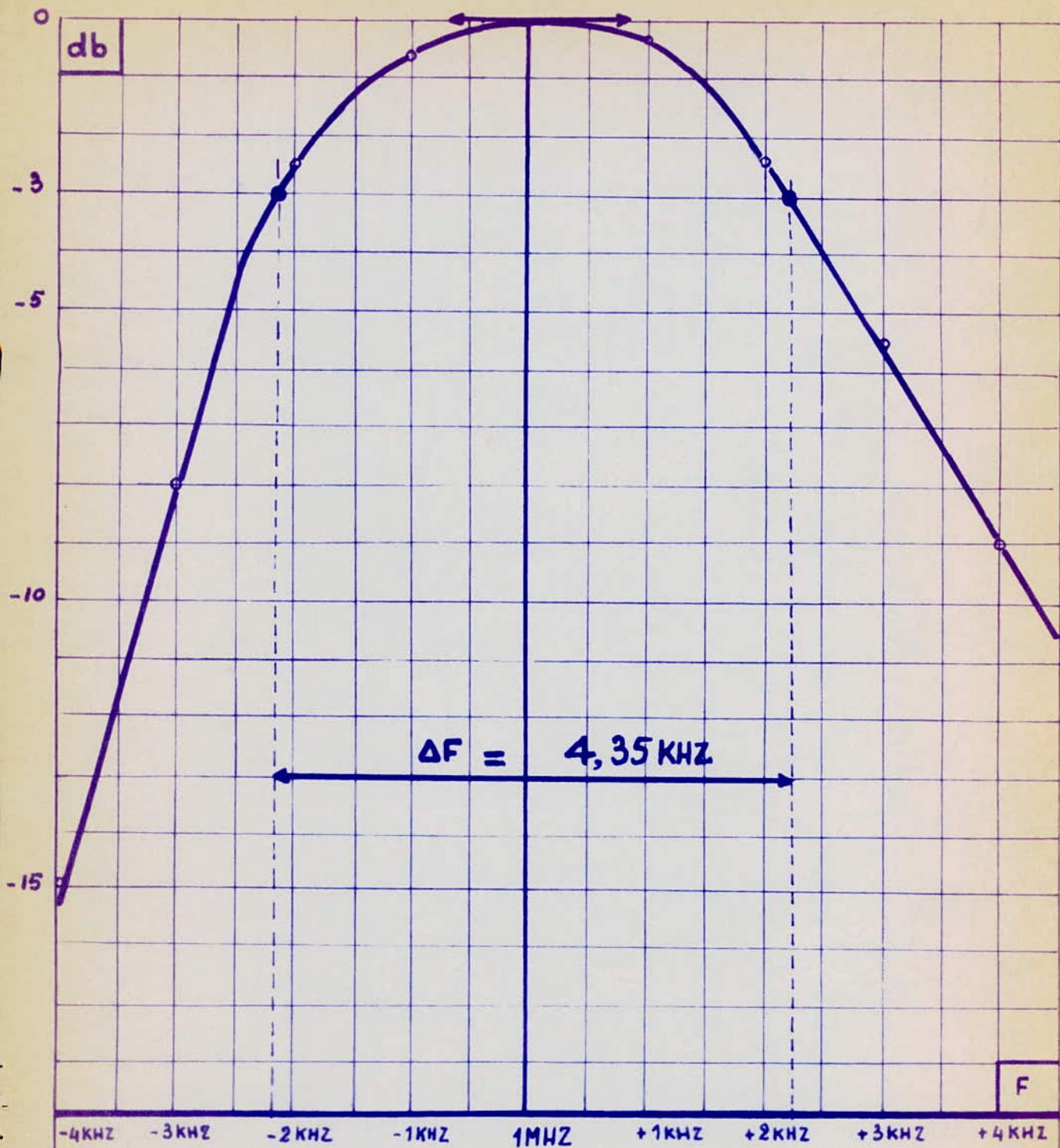
a / Définition : Pour mesurer la sensibilité d'un récepteur, on lui transmet une tension à HF modulée à 30 % par une fréquence à 400 Hz, par l'intermédiaire d'une antenne fictive. Le chiffre qui mesure la sensibilité est la tension efficace nécessaire pour produire une puissance modulée de 50 mW, dans le circuit anodique de l'étage final, la charge étant purement ohmique, et un rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}} = 26 \text{ dB}$.

b / Tableau de valeurs:

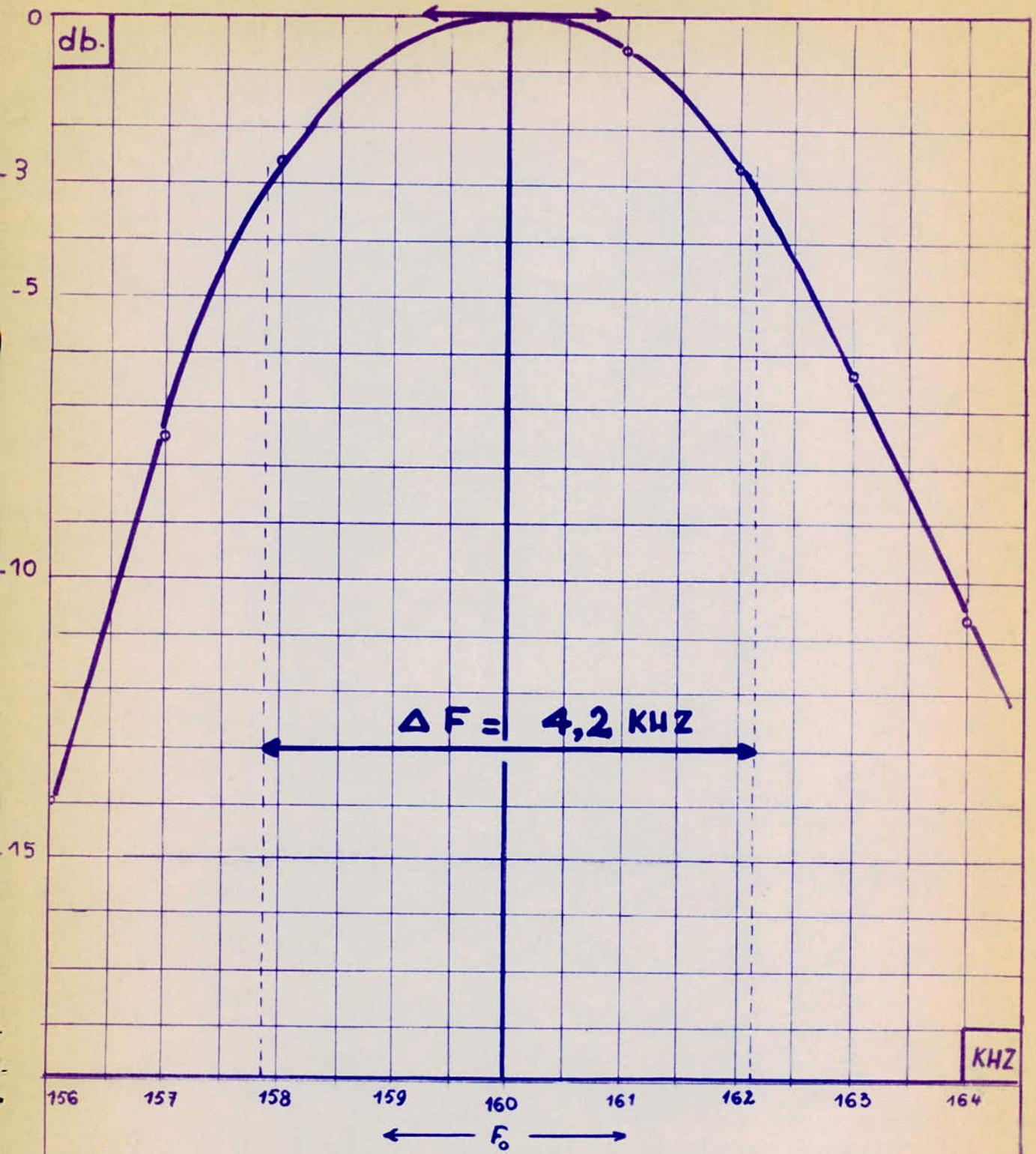
| GAMME | FREQUENCE | BRUIT | SENSIBILITE |
|-------|-----------|-------|-------------|
| PO | 0,6 Mhz | 1,5 | 72 μ V |
| | 1 - | 0,4 | 76 μ V |
| | 1,5 - | 0,8 | 80 μ V |
| GO | 160 Khz | 2,2 | 180 μ V |
| | 260 - | 1,5 | 200 μ V |
| | 300 - | 1,1 | 250 μ V |
| OC | 6 Mhz | 0,2 | 80 μ V |
| | 10 - | 0,25 | 120 μ V |
| | 15 - | 0,3 | 150 μ V |

9-3-2-Mesure de la sélectivité:

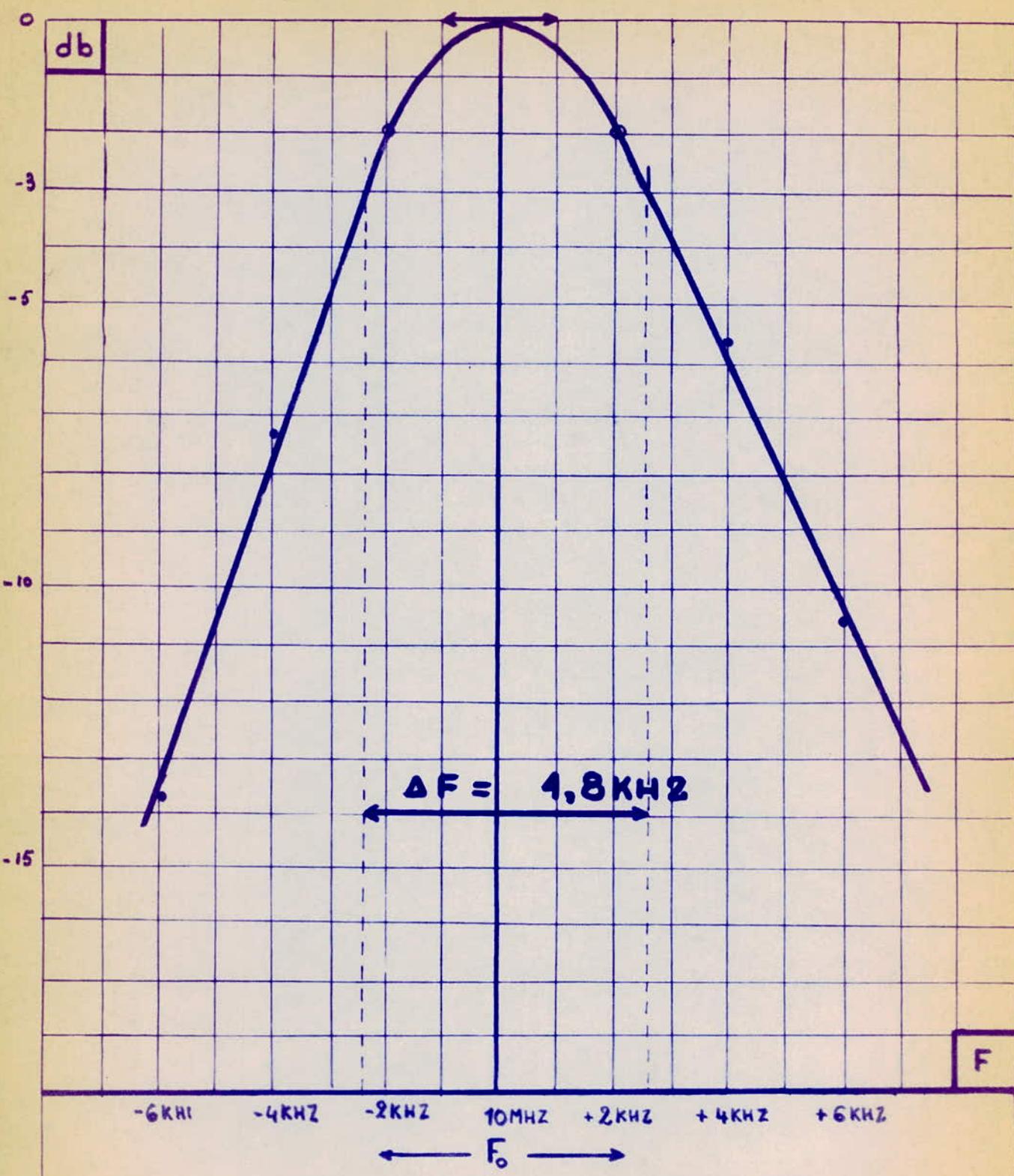
a / Définition : On désigne sous le nom de sélectivité, la caractéristique du récepteur qui définit son aptitude à séparer un signal utile d'un signal brouilleur en utilisant la différence de leur fréquence porteuse. Il n'est pas possible de l'exprimer par un simple chiffre comme on l'a fait pour la sensibilité; il est indispensable de tracer une courbe qui représente l'affaiblisse-



SELECTIVITE: GAMME PO



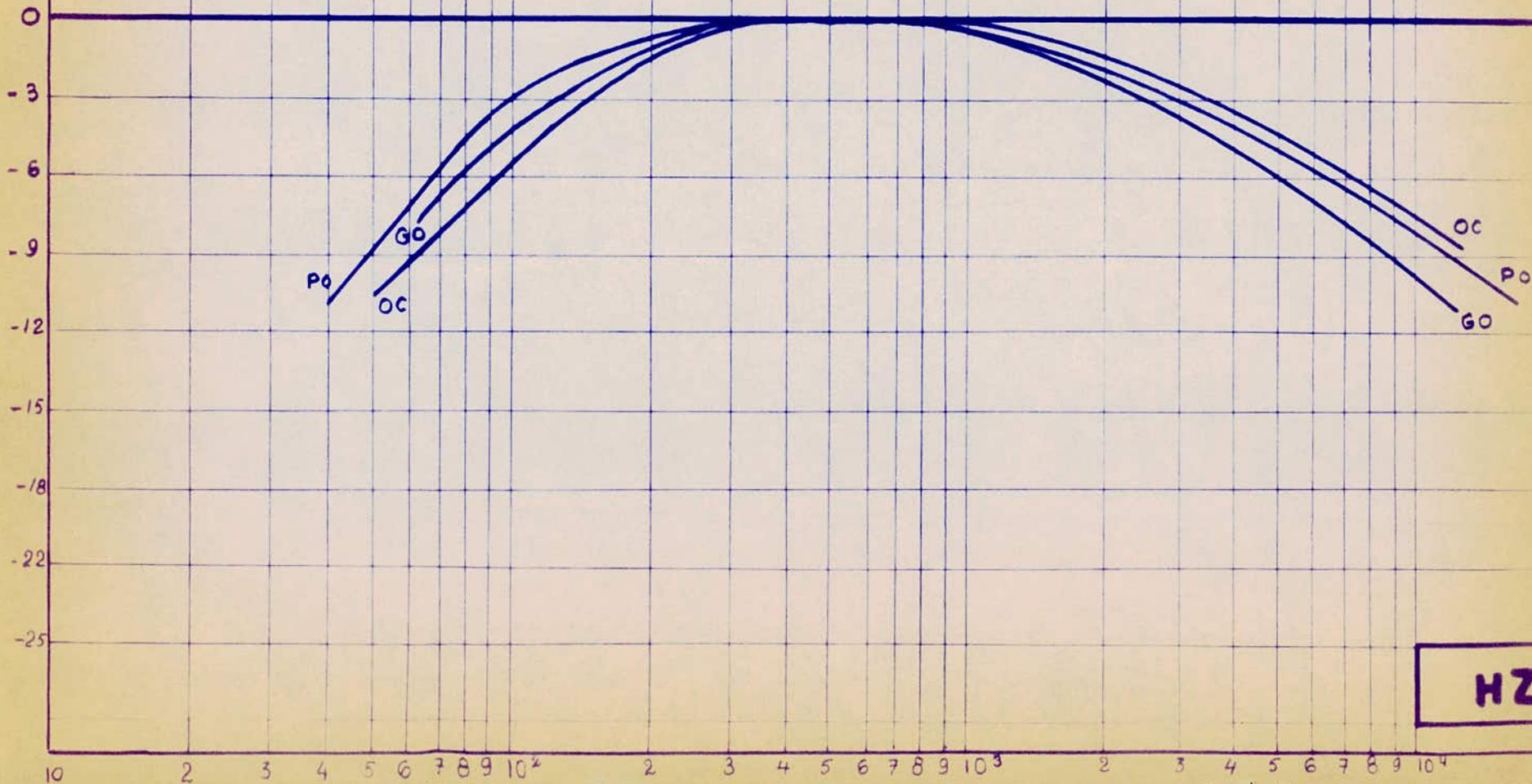
SELECTIVITE: GAMME GO .



SELECTIVITE : GAMME OC.

db

FIDELITE : PO.GO.OC



HZ

ment relatif au brouilleur par rapport au signal sur lequel est accordé le récepteur en fonction du dérèglement de fréquence du brouilleur.

b / Choix des fréquences d'accord :

| | | | |
|---------|----|---|---------|
| - Gamme | PO | : | 1 Mhz |
| - " | GO | : | 160 Khz |
| - " | OC | : | 10 Mhz |

c / Résultats :

Bande passante à - 3 dB :

| | | | |
|---------|----|--------------|---------|
| - Gamme | PO | $\Delta F =$ | 4,2 Khz |
| - " | GO | " = | 4,4 Khz |
| - " | OC | " = | 4,8 Khz |

9-3-3-Mesure de la fidélité:

a / Définition : On désigne sous le nom de fidélité, l'aptitude d'un récepteur à reproduire uniformément toutes les composantes du spectre de modulation, quelque soit leur fréquence. Elle est évaluée par une courbe qui représente la loi de variation du niveau de sortie en fonction de la fréquence de modulation pour un niveau du signal d'entrée donné. Elle est évaluée par la bande passante à - 3 dB ou à - 6 dB.

b / Résultats :

Bande passante à -3 db. :

| | | | |
|---------|----|--------------|-----------|
| - Gamme | PO | $\Delta F =$ | 2 900 HZ. |
| - " | GO | " = | 2 680 HZ. |
| - " | OC | " = | 3 250 HZ. |

(v.courbes)

C O N C L U S I O N

De cette étude, il ressort trois points essentiels :

a) Cablage: Comme nous l'avons déjà mentionné, il doit être soigné, ce qui éviterait certains accrochages désagréables, et nous permettrait par suite, de progresser de manière sûre dans notre travail.

b) Mesures : Elles sont nombreuses et nous n'avons fait que les principales, celles qui permettent de donner une idée sur les performances acquises par le récepteur réalisé. Ce sont elles qui apportent éventuellement des retouches et des améliorations touchant directement au problème de la concurrence.

c) Economie : C'est le point le plus important, à notre époque. Malheureusement il est intimement lié aux différentes qualités d'un récepteur. Il apparaît donc l'adoption d'un compromis économie-qualités.

On peut estimer avoir atteint ce but, quand on saurait que le récepteur ainsi réalisé s'évalue à 150,00 DA.

Il serait injuste de terminer sans mentionner les difficultés rencontrées. Pour ne pas les énumérer, disons tout simplement que Travail = Difficultés, et qu'à travers les difficultés se créent les techniques.

————— oOo —————

. Fait à ALGER le 5 Juin 1967 .

/ BIBLIOGRAPHIE /

I- Cours de radioélectricité générale:RECEPTION.

Par Pirre DAVID

II- Théorie et pratique de la radioélectricité: Tome III.

Par Lucien CHRETIEN

III- La radiotechnique : RECEPTION.

Par Georges BASSERAS

IV- Mesures en radioélectricité.

Par FROMY

V- Polycopiés de travaux pratiques de l'E.N.P.A.(4^{ème} année).

Par J.SLOSIAR