

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

15/80
2 ex

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

ÉTUDE ET CONTRIBUTION
D'UN GÉNÉRATEUR MF WOBULE



Proposé par :

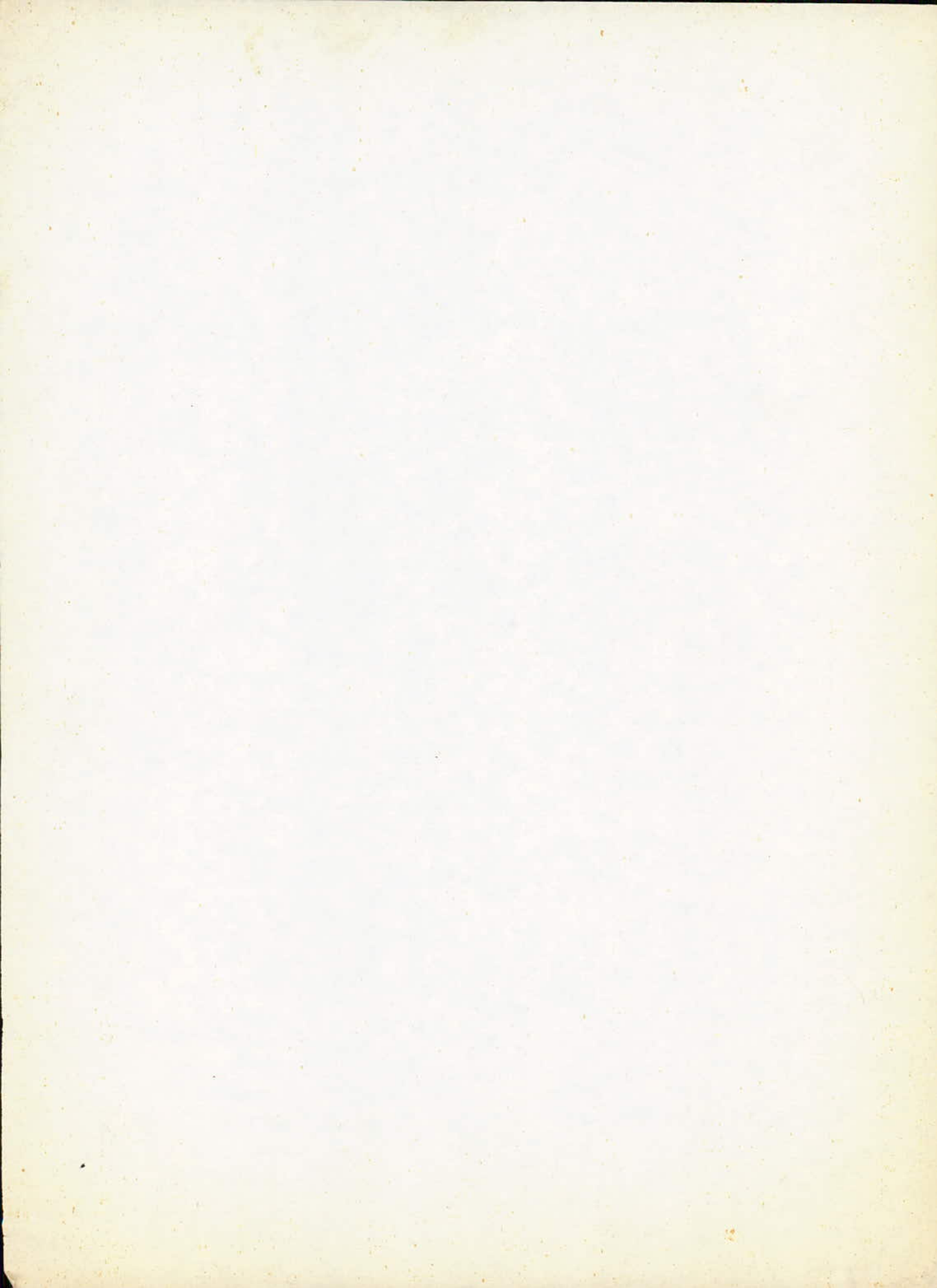
Étudié par :

Mr ANGUELOV

Professeur à l'E.N.P.A.

Khelifa BOUZENOUN

Belkacem BENMOUFFOK



.... REMERCIEMENTS

Que tous les profeseurs qui ont contribues à notre formation , veuillent bien trouver ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nous remercions tout particulierement Monsieur ANGUELOV pour les conseils qu'il nous a prodigue tout au long de ce travail.

Que Messieurs M.O.BEN MESSAOUD et R. FAZEZ , trouvent ici l'expression de nos remerciements les plus chaleureux pour l'aide appreciable qâ'ils nous ont apportee.

Nous n'oublierons pas , tous les amis(es) qui nous ont aides directement ou indirectement à l'elaboration de ce projet.

(((((.....))))

::::PLAN D'ETUDE::::

I... INTRODUCTION

II... CONCEPTION GENERALE

- 1- conception du generateur vobule
- 2- but
- 3- conception du vobuloscope

III... VOBULATION ET MARQUAGE

A.. VOBULATION

- 1- principe
- 2- frequence de vobulation
- 3- frequence centrale
- 4- excursion de frequence

B.. MARQUAGE

IV... RAPPELS SUR LA MODULATION DE FREQUENCE ET PROCEDES DE
VOBULATION

A.. MODULATION DE FREQUENCE

- 1- definition
- 2- frequence instantanée
- 3- caracteristiques d'une onde MF
- 4- applications: production d'oscillations MF

B.. PROCEDES DE VOBULATION

- 1- procedes mecaniques
- 2- procedes electroniques
- 3- procedes magnetiques

V... ETUDE DU GENERATEUR VOBULE .

- 1- principe de fonctionnement
- 2- le vobulateur (base de temps)
- 3- l'etage separateur
- 4- l'oscillateur et l'amplificateur de sortie
- 5- le marqueur-calibrateur

VI... MECANISME DU TRACE DES COURBES DE REPONSES .

- 1- méthode de la simple trace
- 2- methode de la double trace

VII... 3- précaution à prendre

VII... APPLICATIONS DES GENERATEURS VOBULES .

- 1- généralités
- 2- les courbes de sélectivité
- 3- principe du relevé des courbes
- 4- alignement des circuits FI d'un récepteur

VIII... ANNEXE : SYSTEME DE VISUALISATION .

- 1- tube cathodique
- 2- amplificateurs de déviation

IX... 3- alimentation

IX... CONCLUSION .

I) INTRODUCTION

L'un des problèmes qui se posent aux Radio electriciens est celui de la determination d'une certaine grandeur en fonction de la fréquence. C'est le cas par exemple de l'alignement des circuits F I et de la mise au point des circuits accordés dans une plage de fréquence, où l'on cherche à étudier la courbe de reponse en fréquence.

La manière la plus simple, mais non la moins fastidieuse consiste à régler le dispositif point par point à l'aide d'un voltmètre électronique. Le relève par points d'une courbe de resonance fournit une représentation rigoureuse de la selectivité d'un recepteur et constitue en fait le seul procédé de mesure. Par contre pour certaines applications, telles que le réglage d'un recepteur, cette methode presente des inconvenients et devient inefficace :

Avec cette methode, au cours des réglages d'un recepteur, il est difficile de suivre et d'évaluer rapidement les effets d'un réglage ou d'une modification de caractéristiques d'un circuit; des opérations, telles que l'alignement des filtres de bande, deviennent très penibles et pratiquement incontrôlables.

Le developpement continu de l'électronique exige des appareils toujours précis et surtout spécialisés pour l'examen des courbes de reponses globales ou partielles des circuits afin que le technicien puisse observer de façon instantanée le resultat des réglages au fur et à mesure qu'il les réalise.

L'un des appareils les plus utiles que l'on puisse rencontrer dans un laboratoire de radio électriciens, est assurément le générateur vobule. Celui-ci permet de répondre à la demande de tout technicien confronté à des problèmes de mise au point d'amplificateurs et de circuits divers. En effet le générateur vobulé présente un avantage certain sur la technique précédente car la réponse en fréquence du circuit étudié est visualisée sur l'écran d'un tube cathodique ou d'un oscilloscope, ce qui permet de suivre immédiatement à la vue les effets des moindres réglages et d'obtenir rapidement une forme de courbe quelconque imposée à l'avance, par exemple une bande large et uniforme.

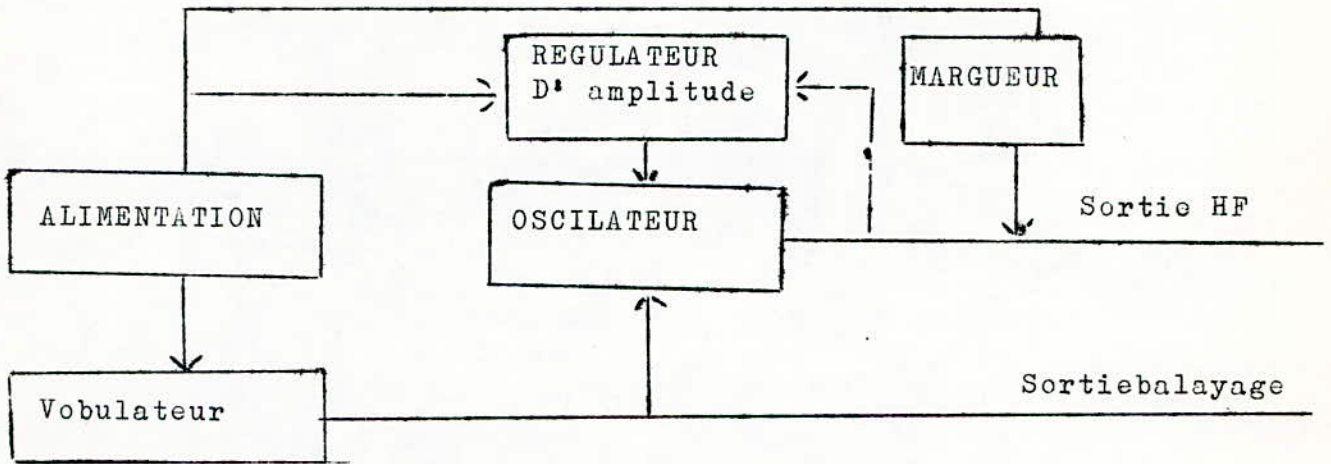
Il s'agit en fait de délivrer une tension HF modulé en fréquence au montage a essayer grâce au générateur vobule. Ce même générateur assure le balayage horizontal du tube cathodique dont l'amplificateur de deviation verticale est attaquée par le tension de sortie du montage à étudier.

On associé généralement au générateur vobulé un marqueur à fréquence de répétition calibrée, permettant un repérage en fréquence des points interressants pour le réglage auquel on procede.

II) CONCEPTION GENERALE

Le vobuloscope est un appareil regroupant dans un ensemble, le générateur modulé en fréquence et le tube cathodique de visualisation des courbes de réponses.

1. Conception générale du générateur vobulé



On distingue trois parties essentielles :

a) le générateur (oscillateur) :

il délivre un signal HF de fréquence F_0 correspondant au circuit à étudier

b) le vobulateur

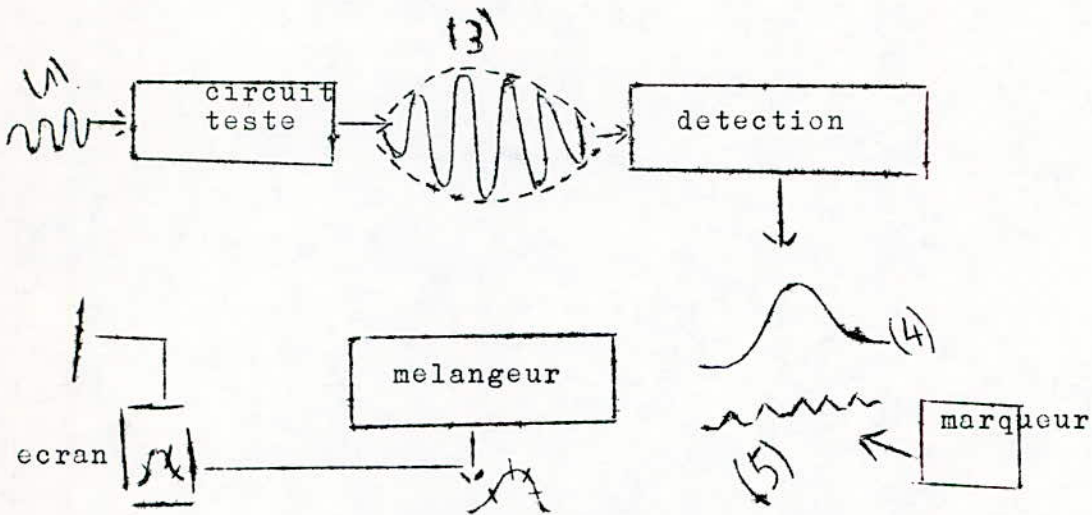
il permet de faire varier de façon périodique F_0 d'une valeur $\pm \Delta F$ et assure le balayage horizontal du système de visualisation

c) le marqueur :

il permet un calage aisé et facilite l'interprétation des courbes obtenues sur l'écran

2. But :

Pour bien comprendre le rôle des divers circuits du Générateur il importe de garder à l'esprit le but poursuivi qu'illustre la figure suivante.



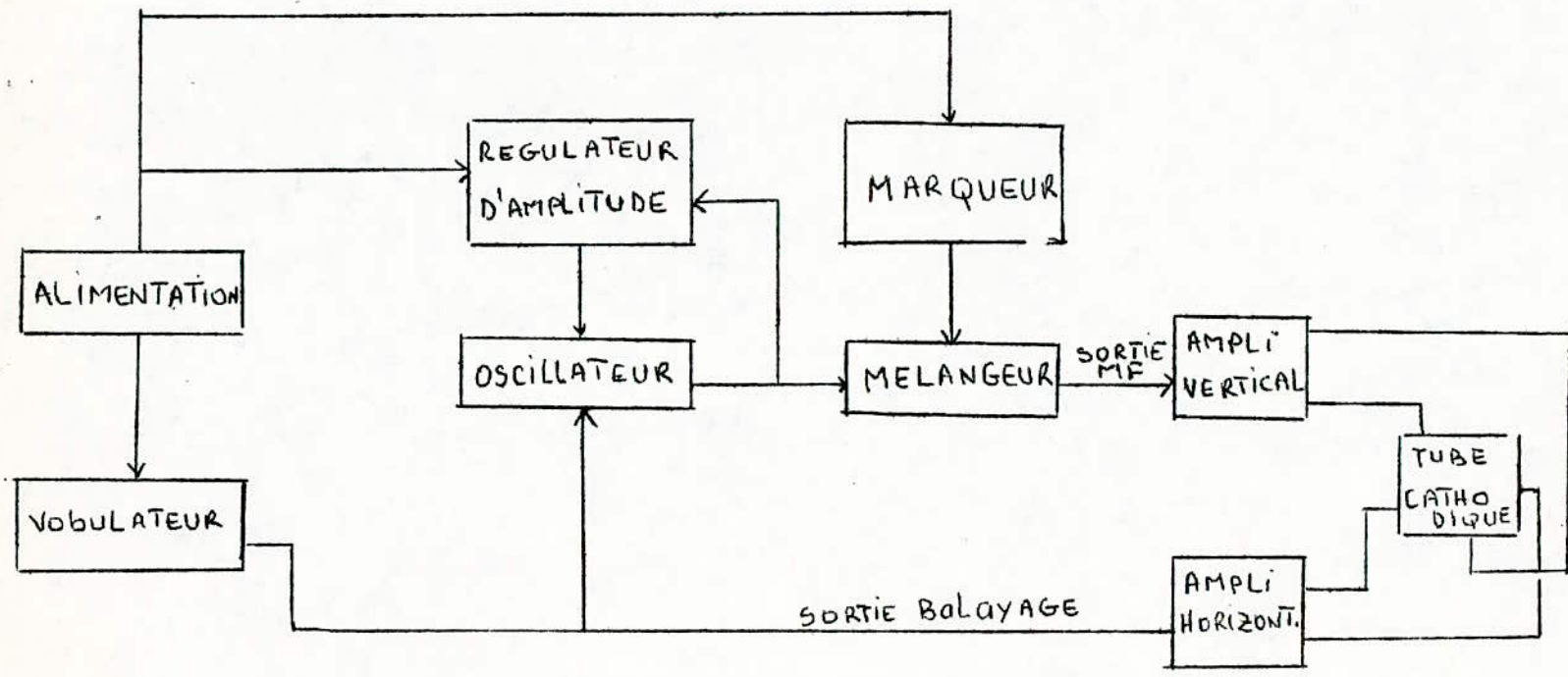
Il s'agit d'examiner par affichage à tube cathodique, la courbe de réponse en fréquence d'un circuit. A l'entrée de celui-ci on applique un signal MF périodiquement balayé en fréquence à l'intérieur du domaine utile (1).

A la sortie du circuit testé, on retrouve le signal MF de fréquence variable (3) son enveloppe représentée en pointillée n'est autre que la courbe de réponse cherchée. Comme seule cette enveloppe nous intéresse on applique ce signal à des circuits de détection qui éliminent la composante HF et ne restituent que l'enveloppe (4).

Théoriquement le travail est terminé. En effet pour visualiser la courbe (4), il suffit de l'appliquer sur l'entrée verticale d'un tube cathodique dont le balayage horizontal est commandé par les dents de scie. Cependant pour faciliter l'interprétation de la courbe on doit la marquer par des repères correspondant à certaines fréquences importantes pour le réglage auquel on procède. Ces marques sont obtenues en provoquant un battement entre la fréquence vobulée et une fréquence connue du marqueur.

3. Conception générale du vobuloscope

En plus du générateur vobuler on retrouve le système de visualisation
(Voir schéma page suivante)



dont les parties essentielles sont :

- l'amplificateur X: attaquant les plaques de balayage horizontal du tube. Il permet d'amplifier la tension en dent de scie issue du vobulateur.
- l'amplificateur Y: il commande le balayage vertical du spot et sert à l'amplification du signal à étudier.
- le tube cathodique.

Il permet d'afficher la courbe de réponse en fréquence du circuit étudié

III VOBULATION ET MARQUAGE

A : La Vobulation

Vobuler un oscillateur consiste à faire varier progressivement sa fréquence d'un minimum à un maximum (excursion de fréquence) d'une manière automatique, suivant une loi de cadences bien connue.

1. Principe

Le générateur délivre une tension HF porteuse de fréquence F_0 et grâce au vobulateur qui délivre une tension de vobulation F' , la porteuse F_0 est assujettie à varier entre deux limites F_1 et F_2 de part et d'autre de F_0 d'une quantité ΔF (Excursion $2\Delta F = F_2 - F_1$).

Le vobulateur attaquant à travers un amplificateur approprié les plaques de déviation horizontale, assure le balayage. L'entrée du montage à étudier étant attaquée par la tension HF vobulée, la sortie attaquant les plaques de déviation verticale, on visualise sur le tube cathodique la courbe de réponse du montage essayé.

2. fréquence de vobulation

Compte tenu de la persistance d'écran et de la persistance rétinienne cette fréquence doit être comprise entre 10 et 50 HZ

- Dans le cas d'une vobulation externe, on utilise le 50 HZ fourni par le secteur.

3. Fréquence centrale F_0

- fréquence fixe: Dans ce cas, on utilise un seul oscillateur accordé sur cette fréquence. Par exemple $F_0 = 455$ KHZ pour la mesure de selectivité d'un transformateur F.I.

- fréquence réglable.

Dans ce cas on emploie un deuxième oscillateur dont la fréquence réglable F_v est mélangé à la fréquence fixe $F_0 + \Delta F$. La tension MF délivrée par le générateur représente le resultat de la combinaison (addition ou soustraction) de deux fréquences, produites l'une par un oscillateur fixe ($F_0 + \Delta F$), l'autre par un oscillateur variable (F_v).

Ainsi on obtient :

- battement somme: $F_0 + F_v \pm \Delta F$

- battement difference : $F_0 - F_v \pm \Delta F$

En fait cela revient à dire que l'on peut couvrir de cette façon deux gammes.

4. Excursion de fréquence $\pm \Delta F$

Elle est obtenue en modulant en fréquence l'un des éléments du oscillant accorde sur F_0 par l'un des procédés de modulation de fréquence qu'on verra plus loin.

B: MARQUAGE.

La courbe apparaissant sur l'écran du tube cathodique doit être marqué par des repères correspondant à certaines fréquences importantes pour le réglages auquel on procède.

Ces marques sont obtenues en provoquant des battements entre la fréquence vobulée et une fréquence connue de marquage, très souvent obtenue à partir d'un oscillateur à quartz.

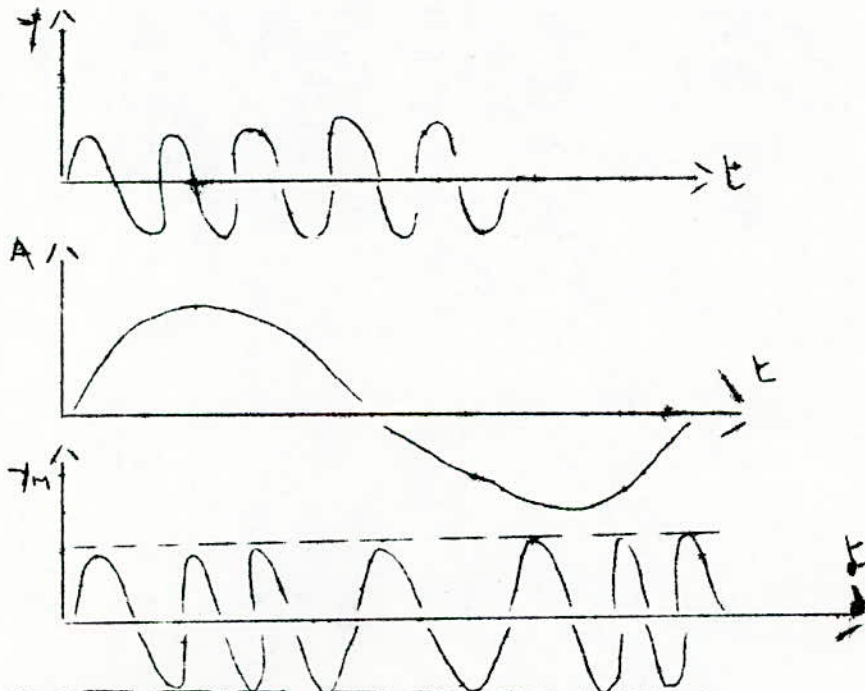
Toutes ces fréquences de marquage sont pilotées par quartz et les battements correspondants sont amplifiées par un étage selectif, afin d'obtenir des "pips" aussi étroit que possible. La tension des "pips" est appliquée à l'amplificateur vertical du tube cathodique (amplificateur courbe) en même temps que la tension détectée prelevée à la sortie du circuit étudier.

IV RAPPELS SUR LA MODULATION DE FREQUENCE ET PROCEDES DE VOBULATION

A - Modulation de fréquence (F.M)

definition

Dans la modulation de fréquence, on conçoit qu'une onde $y(t)$ modulé par un signal Basse fréquence ait une amplitude constante et une fréquence qui varie au rythme du signal modulant comme le montre la figure ci dessous, où la fréquence croit et décroît comme l'élongation du signal modulant.



A.2 Definition de la fréquence instantanée

A 21 : Fonction périodique :

Considerons la fonction $y = f(t)$, cette fonction est dite périodique

S'il existe un nombre T constant tel que $f(t + T)$ soit indentique à $f(t)$;

Donc $f(t + T) = f(t)$ quelque soit t .

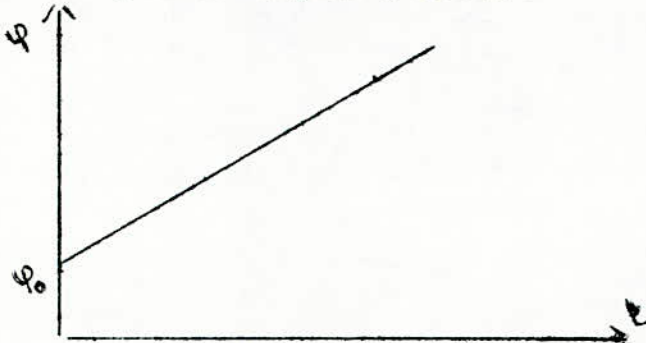
. T s'appelle la période de la fonction $f(t)$

. $F = \frac{1}{T}$ s'appelle la fréquence de la fonction $f(t)$

. $w = 2\pi F = \frac{1}{T}$ est appelée pulsation de la fonction $f(t)$

- Soit la fonction $y = f(t)$ de la forme : $y = A \sin(\omega t + \varphi_0)$ qui est périodique de période $\frac{2\pi}{\omega}$. La grandeur $\varphi = \omega t + \varphi_0$ est à chaque instant la phase de la fonction. Elle croît avec t proportionnellement à $F = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$

Cette grandeur est une fonction linéaire du temps dont la variation est représentée par la figure suivante

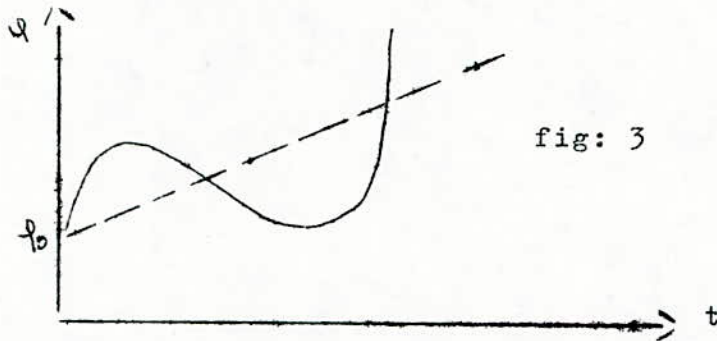


La pente de la droite a pour expression $\frac{d\varphi}{dt} = \omega$. C'est donc la pulsation de la fonction $y(t)$. La fréquence sera alors $F = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt}$

A 22. Fonction non périodique

Soit une fonction de la forme $y = A \sin \varphi(t)$ où $\varphi(t)$ n'est pas linéaire,

Donc non périodique en t . La représentation graphique de la fonction $\varphi(t)$ ne sera plus une droite. Elle peut avoir par exemple la forme suivante.



$\varphi(t)$ n'étant plus linéaire, la fonction $y = A \sin \varphi(t)$ n'est pas une fonction périodique. Donc on ne peut pas lui assigner une fréquence. Cependant la quantité $\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt}$ présente une certaine analogie avec la fréquence, ainsi l'appelle-t-on fréquence instantanée et $-\frac{d\varphi}{dt}$ sera la pulsation instantanée.

Cette définition s'explique par le fait qu'à l'instant t considéré où la quantité $\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt}$ a une valeur donnée, la fonction $\varphi(t)$ et par suite la fonction y a la même variation qu'une fonction périodique sinusoidale dont la fréquence (cte) serait égale à la valeur $\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt}$ à l'instant considéré.

- Ainsi, s'il n'est pas possible de "moduler" une fréquence qui par définition est constante, il est possible de parler de moduler une fréquence instantanée. Par exemple une onde modulée en fréquence par un signal sinusoïdale en $E \sin t$ pourra donc se caractériser par la relation $-\frac{d\varphi}{dt} = (w_0 + k E \sin \Omega t)$ ou k un coefficient de proportionnalité

en intégrant cette relation on aura :

$$\varphi = \int_0^t (w_0 + k E \sin \Omega t) dt = w_0 t - \frac{k E \cos \Omega t}{\Omega} + \varphi_0$$

l'équation du signal dont la fréquence est modulée par $F' = \frac{\Omega}{2\pi}$ sera :

$$y = \sin \left(w t + \frac{k E}{\Omega} \cos \Omega t + \right) t$$

La fréquence instantanée variable est donc :

$$F_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{2\pi} (w_0 + k E \sin \Omega t) = f_0 + \frac{k E \sin \Omega t}{2\pi}$$

Sa valeur maximum est $F_{\max} = f_0 + \frac{k E}{2 \Gamma}$
 " minimum est : $F_{\min} = f_0 - \frac{k E}{2 \Gamma}$

On constate que cette fréquence instantanée ($\frac{1}{2\Gamma} \frac{d\varphi}{dt}$) possède bien aux propriétés que l'on attendait, à savoir variation oscillante et périodique autour d'une valeur moyenne

la Deviation de fréquence

C'est l'amplitude de la variation de la fréquence instantanée autour de la valeur moyenne (centrale) f_0

$$F = F_{\max} - f_0 \quad \text{ou} \quad f_0 - F_{\min} = \frac{k E}{2 \Gamma}$$

A 23 Cas où $\varphi(t) = \omega t + k \sin \Omega t$ avec $\Omega \ll \omega$

La pulsation sera $\frac{d\varphi}{dt} = \omega + k \Omega \cos \Omega t$,

Fréquence instantanée : $F_i = \frac{1}{2\Gamma} (\omega + k \Omega \cos \Omega t) = \frac{\omega}{2\Gamma} (1 + \frac{k \Omega}{\omega} \cos \Omega t)$

La fréquence instantanée se rapprochera d'autant plus de la fréquence d'un mouvement périodique que $\frac{k \Omega}{\omega}$ et k seront plus petits.

Les oscillations de F_i , du fait du cosinus sont en avance de $\pi/2$ sur celle de $\varphi(t)$. L'amplitude des oscillations de $\varphi(t)$ est k , celle de F_i est $\frac{k \Omega}{2 \Gamma}$ (proportionnelle à la fréquence de modulation).

A.3. Caractéristiques d'une onde MF

A.3.1 l'Ecart de fréquence instantanée : C'est la différence entre la fréquence instantanée à l'instant t et la fréquence instantanée en l'absence de modulation.

Pour un signal de modulation sinusoidal, les écarts de fréquence (ou de pulsation) sont symétriques par rapport à la fréquence porteuse.

La fréquence instantanée varie entre $F_1 = F_i + F_i$ et $F_2 = F_i - F_i$ avec F_i la deviation de fréquence.

A 3.2 : Excursion de Fréquence ($2 \Delta F$) :

C'est la valeur absolue de la différence algébrique des valeurs extrêmes de l'écart atteint pendant la durée du signal modulé

En appelant ΔF_i la déviation de fréquence, on nomme excursion de fréquence la quantité $2 \Delta F_i = |F_1 - F_2|$ qui représente le domaine dans lequel varie la fréquence instantanée.

A.3.3. Indice de modulation (m)

C'est le rapport de l'amplitude maximum de l'excursion de fréquence à la fréquence de modulation.

Par analogie avec la modulation d'amplitude, on nommera indice de modulation l'expression $m = \frac{\Delta F}{F_0} \frac{F_0}{\Omega}$ avec

$F_0 = \frac{w}{2\pi}$ est la fréquence centrale de la porteuse ou fréquence de l'onde porteuse.

F est l'excursion de fréquence maximum

F' est la fréquence de modulation ($\Omega = 2\pi F'$)

A.3.4 Taux de modulation (λ)

On définit le taux de modulation par le rapport de l'excursion maximum de fréquence à la fréquence porteuse

$$\lambda = \frac{\Delta F}{F_0}$$

Le taux de modulation et l'indice de modulation m sont exprimés l'un en fonction de l'autre par la relation :

$$\lambda = \frac{F'}{F_0} m$$

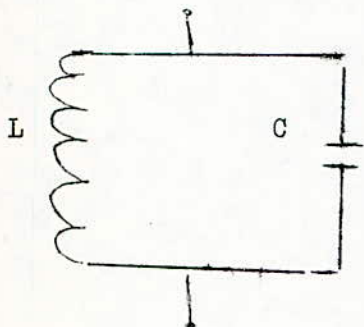
A 4 : Applications : Production d'oscillations M F

On sait que la fréquence d'oscillation est déterminée par un circuit oscillant en général.

La période d'oscillations étant fonction du produit $L C$, la manière la plus simple pour obtenir une onde directement modulée en fréquence consiste à agir sur l'un des éléments du circuit oscillant (self ou capacité) en fonction de la tension de modulation.

A.4.1 : Production d'une onde modulée par variation de la capacité d'accord.

Soit un circuit $L C$ dont on fait varier la capacité $C(t)$



Si q est la charge de la capacité, la valeur du courant est : $i = \frac{dq}{dt}$.

l'équation du circuit est : $L \frac{di}{dt} + \frac{q}{C(t)} = 0$ (1)

$$\Rightarrow L \frac{d^2q}{dt^2} + \frac{q}{C(t)} = 0 \quad (2)$$

$$\text{posons } w^2(t) = \frac{1}{LC(t)} \text{ on aura: } \frac{d^2q}{dt^2} + w^2(t)q = 0 \quad (3)$$

Supposons que la capacité C varie au rythme du signal de modulation dont la pulsation est Ω , de telle façon que : $C = C_0 + A C \sin \Omega t$

$$\text{On aura } w^2 = \frac{1}{L C} = \frac{1}{L C_0 (1 + \frac{A C}{C_0} \sin \Omega t)}$$

$$\text{posons } w_0^2 = \frac{1}{L C_0} \text{ avec } f_0 = \text{fréquence d'oscillation sans modulation}$$

$$\text{si } \frac{A C}{C_0} \ll 1 \text{ il vient: } w^2 = w_0^2 (1 - \frac{A C}{C_0} \sin \Omega t)$$

$$\text{soit } w = w_0 (1 - \frac{A C}{2 C_0} \sin \Omega t)$$

$$\text{On a } T = 2\pi \sqrt{LC} = \frac{2\pi}{w} \Rightarrow \sqrt{LC} = \frac{1}{w} \Rightarrow \ln \sqrt{LC} = \ln \frac{1}{w}$$

En dérivant avec L constant on a la variation relative de pulsation:

$$\frac{1}{2} \frac{dc}{c} = - \frac{dw}{w} \Rightarrow \frac{A C}{2 C_0} = - \frac{A w}{w_0}$$

Donc la variation relative du pulsation $\frac{\Delta w}{w_0}$ est : $\boxed{\frac{\Delta w}{w_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0}}$

En remplaçant $\frac{\Delta C}{C_0}$ par sa valeur : $\frac{\Delta C}{C_0} = 2 \frac{\Delta w}{w_0}$ on obtient

$$w^2 = w_0^2 \left(1 - 2 \frac{\Delta w}{w_0} \sin \Omega t \right) \Rightarrow \boxed{w = w_0 + \Delta w \sin \Omega t}$$

en substituant w^2 dans l'équation différentielle on aura :

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + q w_0^2 \left(1 - 2 \frac{\Delta w}{w_0} \sin \Omega t \right) = 0 \text{ c'est avec equation de Mathieu}$$

Si $\frac{\Delta w}{w_0}$ reste petit et $\Omega \ll w_0$, les variations produites par $\frac{\Delta w}{w_0}$ seront considérées comme constantes par rapport à celles $\frac{w_0}{\Omega}$ plus rapides causées par w_0 .

L'équation (5) a pour solution: $q = q_0 \left(w_0 t + \frac{\Delta w}{\Omega} \cos \Omega t \right)$

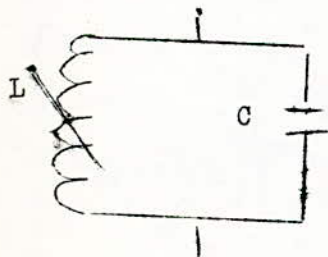
q est modulée sinusoidalement et sa pulsation instantanée est :

$$\frac{d}{dt} \left(w_0 t + \frac{\Delta w}{\Omega} \cos \Omega t \right) = \boxed{w_0 - \frac{\Delta w}{\Omega} \sin \Omega t = \frac{d\varphi}{dt}}$$

On a bien une modulation de fréquence

A4-2: Production d'une onde modulée par variation de la self d'accord

Si au lieu de considérer L constant et C variable, on envisage le cas contraire avec C constant et L variable.



On remplace dans l'équation différentielle précédente L par $L(t)$ et $C(t)$ par C il vient

$$w^2(t) = \frac{1}{L(t)C}$$

on fait varier L telle que: $L(t) = L_0 + \Delta L \sin \Omega t$

On aura: $w^2(t) = \frac{1}{CL_0(1 + \frac{AL}{L_0} \sin \Omega t)} = \frac{1}{L_0 C} (1 - \frac{AL}{L_0} \sin \Omega t)$

$w^2 = w_0^2 (1 + \frac{2Aw}{w_0} \sin wt)$.

on pose $w_0^2 = \frac{1}{L_0 C}$ et $\frac{AL}{L_0} \ll 1$ on aura :

$\frac{d^2 w}{dt^2} - w_0^2 (1 + 2 \frac{Aw}{w_0} \sin \Omega t) = 0$ (7)

d'où l'on tire la variation relative de pulsation : $\boxed{\frac{Aw}{w_0} = -\frac{1}{2} \frac{AL}{L_0}}$

A 4.3 : Calcul de la variation relative $\frac{Aw}{w_0}$

A 4.1 : lorsqu'on ajoute une self variable L' aux bornes du circuit oscillant:

Avant l'adjonction de L' l'accord était : $L C w_0^2 = 1$

après adjonction, il devient : $\frac{LL'}{L+L'} C w^2 = 1$

soit $w^2 = \frac{1}{LC} \frac{L+L'}{L'}$ \Rightarrow $\boxed{w^2 = w_0^2 \frac{L+L'}{L'}}$ avec $w_0^2 = \frac{1}{LC}$ (9)

en defferentiation la relation (9), on obtient

$2w dw = w_0^2 \frac{L'dL' - (L+L')dL'}{L'^2} = -w_0^2 L \frac{dL'}{L'^2}$

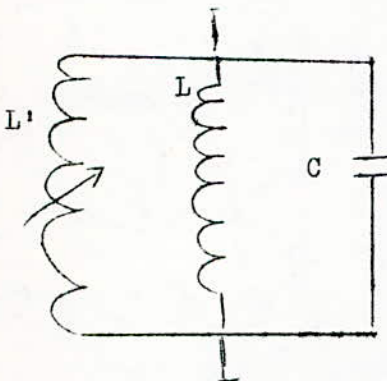
$2w dw = -w_0^2 L \frac{dL'}{L'^2} \Rightarrow \frac{w}{w_0} \frac{dw}{w_0} = -\frac{1}{2} L \frac{dL'}{L'^2}$

Comme $w = w_0 + dw$ on aura:

$2w dw = 2(w_0 + dw) dw = -w_0^2 L \frac{dL'}{L'^2}$

$\frac{2}{w_0} (w_0 + dw) \frac{dw}{w_0} = -L \frac{dL'}{L'^2} \Rightarrow \frac{w}{w_0} \frac{dw}{w} = -\frac{w_0 (1 + \frac{dw}{w_0})}{w_0} \frac{dw}{w_0}$

Si $\frac{dw}{w_0} \ll 1$ alord on à : $2 \frac{dw}{w_0} = -L \frac{dL'}{L'^2}$

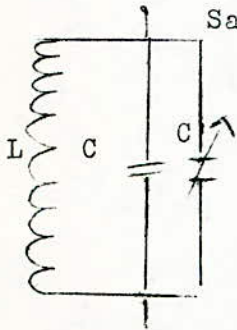


$$\frac{2}{w_0} (w_0 + dw) \frac{dw}{w_0} = -L \frac{dL'}{L'^2} \Rightarrow \frac{w}{w_0} \frac{dw}{w} = \frac{w_0}{w_0} \left(1 + \frac{dw}{w_0} \right) \frac{dw}{w_0}$$

Si $\frac{dw}{w_0} \ll 1$ alors on a : $2 \frac{dw}{w_0} = -L \frac{dL'}{L'^2}$

$$= \boxed{\frac{\Delta w}{w_0} = -\frac{1}{2} L \frac{\Delta L'}{L'^2}} \quad (10)$$

A 4-3-2 : Lorsque on ajoute une capacité variable aux bornes du CO



Sans la capacité variable C' en parallèle sur C on a

l'accord à : $w_0^2 = \frac{1}{LC}$

Après adjonction de la capacité C' cette accord devient

$$w^2 = \frac{1}{L(C+C')} = \frac{1}{w^2} = LC + LC' = \boxed{\frac{1}{w_0^2} + LC' = \frac{1}{w^2}} \quad (11)$$

en différenciant la relation (11) on obtient;

$$-2 \frac{dw}{w} = L d \quad \Rightarrow \quad -\frac{dw}{w} = -\frac{w^2}{2} L dC' \quad \Rightarrow \quad \frac{\Delta w}{w_0} = -\frac{L w_0^2}{2} \Delta C'$$

or $w_0^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow \frac{\Delta w}{w_0} = \frac{L \Delta C'}{2LC} \Rightarrow \boxed{\frac{\Delta w}{w_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C'}{C}} \quad (12)$

B: PROCEDES DE MODULATION

Nous avons vu que pour obtenir la modulation de fréquence de l'onde HF produite par un oscillateur accordé; il fallait faire varier soit L, soit C dans un circuit oscillant.

Pour obtenir l'une ou l'autre variation, il existe deux types fondamentaux de modulateurs à savoir ceux dans lesquels la fréquence instantanée dépend d'une tension ou d'un courant de modulation (procédé électronique) et ceux dans lesquels la fréquence instantanée est fonction de la position angulaire d'un condensateur (ou self) relatif entraîné par moteur (procédé mécanique).

Il existe d'autres procédés de modulation de fréquence dans lesquels on peut utiliser des réactances à noyau de fer dont on règle la saturation à l'aide du signal de modulation; ou des diodes à capacité variable en fonction de la tension.

On peut utiliser la tension de sortie de l'oscillateur modulé en fréquence de 2 manières: soit directement, soit en l'interférant, dans un mélangeur avec une tension à fréquence fixe engendrée par un oscillateur.

B.1 : Procédés mécaniques

B.1.2 : Variation du coefficient d'inductance L

Un noyau en ferrite plongeant dans une bobine peut faire varier le coefficient d'inductance L. On pourrait utiliser cette propriété pour faire varier la fréquence donnée par un circuit L C.

Le noyau serait en mouvement régulier, ceci entraînerait une variation de L et par conséquent une variation de la fréquence ce système est d'ailleurs utilisé dans les récepteurs radio sur voitures. La réalisation du point de vue mécanique est assez délicate, mais ce procédé permet d'obtenir un coefficient de surtension élevé.

B.1.3 : Condensateurs Tournants

Le condensateur tournant est branché aux bornes d'un circuit oscillant.

La vitesse du moteur d'entraînement doit être constante et assez faible.

Pour faire varier la capacité C d'un condensateur, il suffit de modifier la surface des armateurs en vis à vis.

La capacité plane de ce type est donnée par : $C = K \frac{S}{e}$

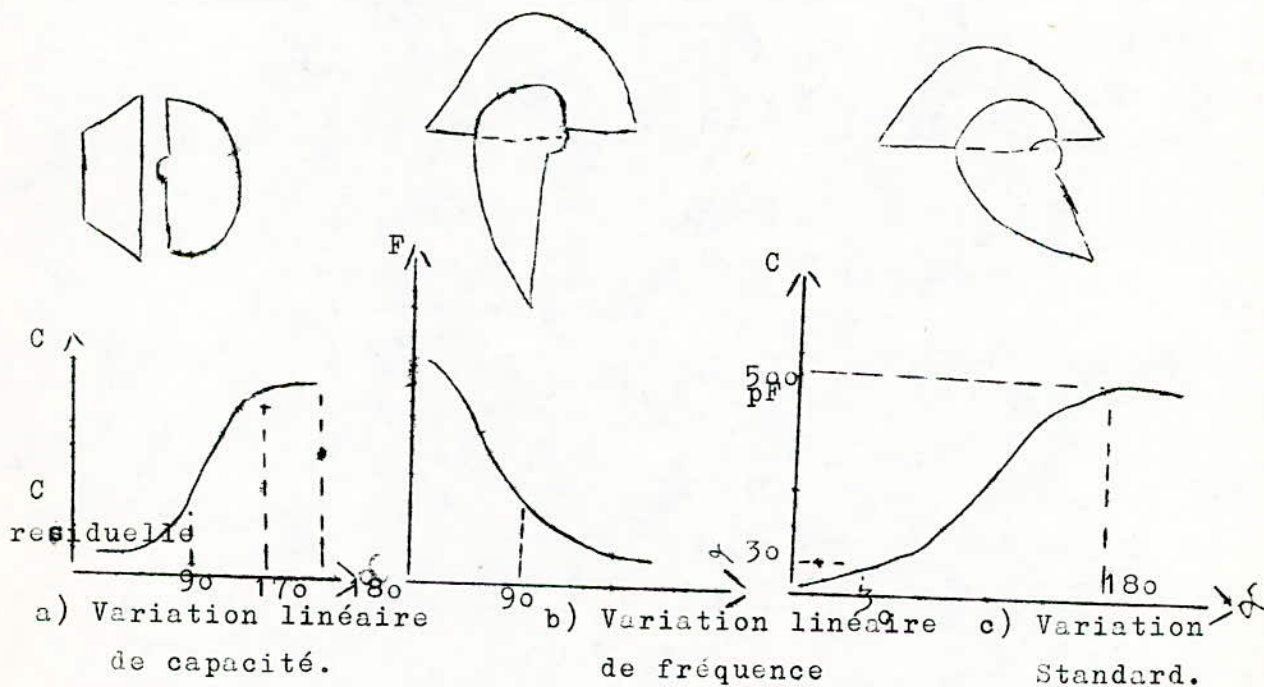
S surface des armateurs en vis à vis;

e épaisseur du diélectrique

k = constante.

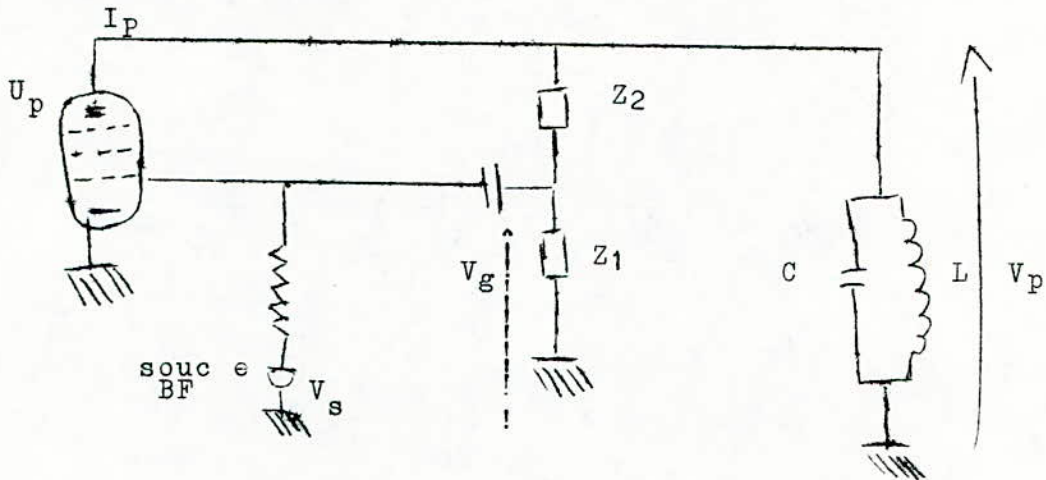
La courbe de variation de la capacité en fonction de α , l'angle de rotation est un élément important dans le choix du types de condensateur.

- Profil et allure dus différents types de condensateurs variables.



B.2.1 : Modulateur a lampe à réactance variable

Il est possible de combiner les circuits d'un tube triode ou pentode pour que l'ensemble lampe-circuit joue le rôle d'une impédance variable (capacité ou self selon le cas).



Pour faire varier la fréquence de l'oscillateur HF sous l'action de la modulation BF, on place en parallèle sur le circuit oscillant de cet oscillateur un circuit complexe comprenant une lampe dite à réactance variable, associé à un circuit RC ou RL, et dont la réactance variera sous l'action de la modulation BF.

3.1. Principe Général de la lampe à réactance

On applique à la grille une tension BF sinusoidale. Le circuit oscillant de l'oscillateur HF délivre une tension $V_p = U \sin \omega t$ Z_1 et Z_2 étant des impédances quelconques. On voit qu'une partie de la tension plaque de HF est reportée sur la grille grâce au potentiomètre $Z_1 Z_2$.

Soit V_p la tension délivrée par l'oscillateur accordé sur la fréquence que l'on veut moduler et qu'on applique à la plaque de la lampe dite à réactance. Soit V_s la tension du signal de modulation que l'on applique à cette lampe. Si I_p est le courant de plaque de la lampe, l'impédance Z vue de la source HF est : $Z = -\frac{V_p}{I_p}$.

Or on a, en appelant S la pente dynamique : $I_p = S V_g$ où V_g est la tension grille du tube.

$$\text{Avec } V_g = V_p \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad \text{d'où } Z = \frac{V_p}{S V_p \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}} = \frac{Z_1 + Z_2}{S Z_1}$$

Soit $Z = \frac{Z_1 + Z_2}{S Z_1} = R + jX. \quad (13)$

Cette impédance Z présentée par l'ensemble doit être appliquée aux bornes du circuit oscillant.

Une variation de la polarisation de la grille du tube au rythme de la BF affecte la valeur de la pente S. Celle-ci varie de part et d'autre d'une valeur statique. Si X représente la réactance entre anode et masse lorsqu'il n'y a pas de BF. Appliquée, la réactance devient.

$X + AX \sin \omega t$ avec pulsation de la BF.

Compte tenu de l'interaction entre la grille et la plaque, il faut que les oscillations du courant de plaque restent stables en amplitude et en phase. La valeur de la tension appliquée à la grille de commande est limitée par la valeur de V_p qui doit être si l'on ne veut pas obtenir de modulation d'amplitude parasite:

Dans les variations de pente, on est limité pour obtenir une variation linéaire en fonction de la variation de tension grille.

On a vu que l'impédance et l'admittance ramenée aux bornes du circuits oscillant peut se mettre sous la forme $Z = R + jX$. On doit essayer toujours dans la mesure du possible d'éliminer l'action de la résistance R. Le courant et la tension dans le tube ne sont en quadrature $R \neq 0$. Cette résistance entraîne une dissymétrie de part et d'autre de la fréquence centrale, et une modulation parasite d'amplitude apparaîtra. On peut se servir de la grille écran pour injecter le signal de modulation. En général ce genre de modulation est utilisé avec Z_1 et Z_2 composé de résistance et condensateurs en parallèle ou en série.

3.2: Application de la formule Générale aux cas particuliers

1^{er} cas $Z_1 = \frac{1}{jC_1\omega}$; $Z_2 = R_2$ $Z = \frac{Z_1 + Z_2}{S Z_1}$

On aura : $Z = \frac{\frac{1}{jC_1\omega} + R_2}{S \frac{1}{jC_1\omega}} = \frac{1 + j R_2 C_1 \omega}{S} = \frac{1}{S} + j \frac{R_2 C_1 \omega}{S} = R + jX$

d'où en identifient: $R = \frac{1}{S}$ et $X = +R_2 C_1 \omega$

On constate que les deux quantités dépendent de S. Cette reactance étant positive, est donc équivalente à une inductance L telle que

$jL\omega = j \frac{R_2 C_1 \omega}{S} \Rightarrow L = \frac{R_2 C_1}{S} = f(S)$

Or la pente dynamique S varie sous l'influence de la BF, \int variera aussi, donc X variera et la fréquence de l'oscillateur HF Variera à la cadence BF

2^e cas : $Z_1 = R_1$ $Z_2 = \frac{1}{jC_2\omega}$ on aura :

$Z = \frac{R_1 + \frac{1}{jC_2\omega}}{S R_1} = \frac{1}{S} + \frac{1}{j S R_1 \omega C_2} \Rightarrow Z = \frac{1}{S} - \frac{j}{S R_1 C_2 \omega} = R - jX$

Cette reactance etant negative équivaut à celle d'un condensateur C, d'où $R = \frac{1}{S}$ et $C = S R_1 C_2 = f(S)$. La reactance shuntant l'oscillateur HF depend de S \Rightarrow de $\int \Rightarrow$ la fréquence HF variera sous l'influence de la BF.

3^e cas : $Z_1 = jL_1\omega$; $Z_2 = R_2$ on aura :

$Z = \frac{jL_1\omega + R_2}{jS L_1 \omega} = \frac{1}{S} + \frac{R_2}{jS L_1 \omega} \Rightarrow Z = \frac{1}{S} - j \frac{R_2}{S L_1 \omega} = R + jX$ d'où

$R = \frac{1}{S}$ et $X = \frac{-R_2}{S L_1 \omega} = f(S)$

Cette reactance etant negative, equivaut à celle d'un condensateur C tel que :

$$-j \frac{R_1}{SL_1 w} = \frac{-j}{Cw} \Rightarrow C = \frac{SL_1}{R_2} = f(S). \text{ Comme } C \text{ depend de } S, \text{ donc de } S \Rightarrow$$

la fréquence HF sera modulée à la cadence BF

4^e cas : $Z_1 = R_1, Z_2 = jLw$, on aura:

$$Z = \frac{R_1 + jL_2 w}{SR_1} = \frac{1}{S} + j \frac{L_2 w}{SR_1} = R + jX, \text{ d'où } R = \frac{1}{S} \text{ et } X = \frac{L_2 w}{SR_1} f(S)$$

Cette reactance étant positive, equivaut à une inductance L' telle que

$$L' = \frac{L_2}{SR_1} = f(S)$$

On constate que dans tous les cas, pour ne pas amortir le circuit oscillant de l'oscillateur HF, il faut que l'impédance totale $Z_1 + Z_2$ soit très grande

On a vu que la formule générale peut se mettre sous la forme $Z = R + jX$.

Dans l'étude des cas précédents, on a vu que la resistance ramenée depend de S. On essaie toujours d'éliminer l'action de cette resistance car elle entraine une dissymetrie de part et d'autre de la fréquence centrale et provoque une modulation parasite d'amplitude.

Par exemple dans le 1^{er} cas étudié, on prendra en général $R_2 \gg \frac{1}{C_1 w}$ donc $R_2 C_1 w \gg 1$. Ainsi on pourra negliger dans $Z = R + jX$, R devant X et garder $Z = j R_2 C_1 w$.

3.3: Variations Relatives de fréquence liée à S

On a déjà vu que dans le cas d'une inductance L' variable ajouté on a:

$$\frac{A}{w_0} = \frac{Af}{f_0} = \frac{1}{2} L \frac{AL'}{L'^2} \quad \text{si } L' = \frac{R_2 C_1}{S} \text{ (1^{er} cas)} \Rightarrow \frac{A}{L'} = \frac{-AS}{S}$$

$$\text{d'où } \frac{Af}{f_0} = \frac{1}{2} L \frac{AS}{SR_2 C_1} = \frac{L}{2} \frac{AS}{R_2 C_1}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{Af}{f_0} = \frac{L}{2} \frac{AS}{R_2 C_1}} \quad (14)$$

Donc les variations relatives de fréquence sont proportionnelles aux variations de pente.

3.4. Distorsion dans les modulateurs à reactance

Si $L_e = \frac{LL'}{L+L'}$, est la self équivalente de l'ensemble. La fréquence

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_e C}}$$

Varie comme la racine carrée des variations de la self. Ainsi si la self varie linéairement en fonction de la pente, la fréquence ne varie plus linéairement avec le signal de modulation et il se produit des distorsions. En analysant le tableau de WINLUND (Bib N° 2), donnant la distorsion de la fréquence en fonction de la variation relative $\frac{\Delta F}{F_0}$ on constate qu'il y a intérêt à avoir un taux de modulation $(\frac{2\Delta F}{F_0})$ faible pour avoir une faible distorsion.

Tableau de WINLUND

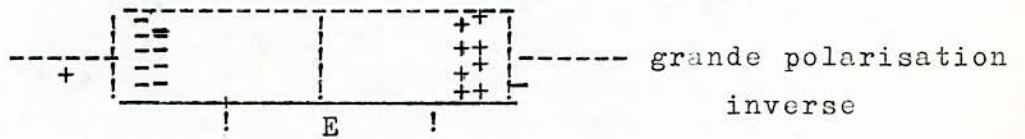
$= \frac{2\Delta F}{F_0}$	Distorsion en %	Distorsion /
100	13,6	0,136
40	5,3	{ 0,132
20	2,8	
10	1,4	{ 1,4
1	0,14	
0,4	0,056	{
0,2	0,028	{
0,1	0,014	{

A part cette distorsion que l'on peut aisement corriger, la lampe à reactance possède un autre inconvénient:

Si la tension d'alimentation varie, entraînant par exemple la modification de sa pente, il y a réaction sur le circuit oscillant et par conséquent une variation non désirée de la fréquence, donc réduction de la stabilité de l'oscillateur. Pour remédier à cet inconvénient on utilise un dispositif de 2 lampes à reactance variable équilibrée.

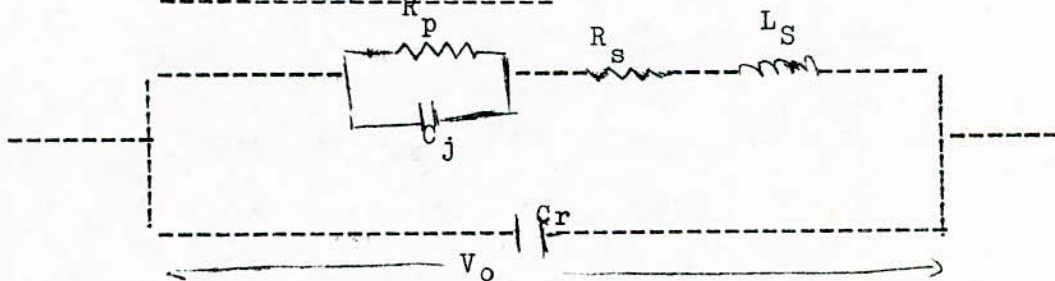
B.2.4 MODULATEUR à DIODES VARICAP.

Les diodes à jonction P.N peuvent être utilisées pour produire des oscillateurs modulés en fréquence, par suite de leur propriété de se comporter comme une réaction capacitive, dont la valeur dépend de la tension de polarisation de la diode. C'est la zone de transition E qui constitue un dielectrique d'épaisseur variable avec la tension.



La capacité de jonction est de 10 à 100 pF avec variation de quelques dizaines de pF en fonction de la tension appliquée (quelq. volts à quelq dizaines de V) la fréquence ce est limitée les varicaps les plus performantes atteignent quelques GHZ.

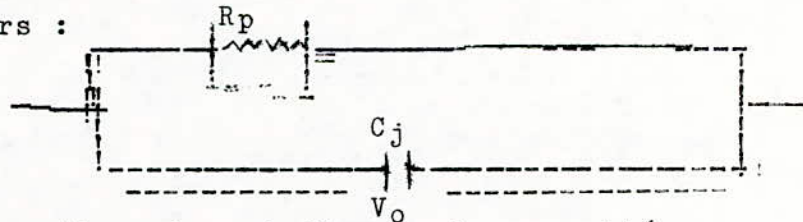
1. Schema equivalent



R_p : Resistance parallèle elle a des valeurs élevées (100 K + 1M)
 et croit avec V_o . R_s : resistance serie tres faible - L_s : inductance
 serie - C_r : capacité parasite C_j capacité de jonction.

En radio fréquence on peut negliger L_s, R_s, C_s , il nous reste donc C_j
 fonction de V_o et R_p qui limite le coefficient de surtension.

le schema devient alors :



2. Capacité de jonction et variation de la capacité

La capacité de jonction à une tension V_o est $C = \frac{C_o}{(1+V_o/\phi)^n}$

C_o : Capacité pour $V_o = 0$; ϕ = potentiel de diffusion, n = coefficient de la diode (jonction abrupte $n = 0,5$)

Variation de la capacité: $AC = \frac{C_{max}}{C_{min}}$

$$C_{max} = \frac{C_o}{(1+V_{o\ min}/\phi)^n} \quad C_{min} = \frac{C_o}{(1+V_{o\ max}/\phi)^n} \quad \implies AC = \frac{C_{max}}{C_{min}} = \left(\frac{\phi + V_{o\ max}}{\phi + V_{o\ min}} \right)^n$$

L'excursion de la fréquence est fonction de la tension inverse de la diode. Plus cette dernière est grande et plus l'excursion est grande. Donc pour avoir une grande excursion de capacité, on doit utiliser des diodes qui peuvent supporter une grande tension inverse.

3) Variation de la fréquence centrale (Resonance)

$$\text{Comme } C = \frac{C_o}{(1+V_o/\phi)^n} \text{ et } F_o = \frac{1}{2\pi LC_o} \implies F_o = \frac{1}{2\pi LC_o} (1+V_o/\phi)^{n/2}$$

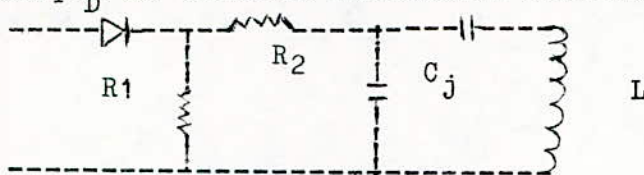
Pour V_o , ϕ et $n = \frac{1}{2}$ l'excursion maximale de fréquence sera:

$$AF = \frac{F_{\max}}{F_{\min}} \quad \text{avec } F_{\max} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{(LC)_0^{1/2}} \left(\frac{V_{o\max}}{\phi} \right)^{1/4} \quad \text{et } F_{\min} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{(LC)_0^{1/2}} \left(\frac{V_{o\min}}{\phi} \right)^{1/4}$$

$$AF = \left(\frac{V_{o\max}}{V_{o\min}} \right)^{1/4} \quad \text{en posant } KV_o = \frac{V_{o\max}}{V_{o\min}} \Rightarrow \text{la fréquence sera:}$$

$$AF = K (V_o)^{1/4}$$

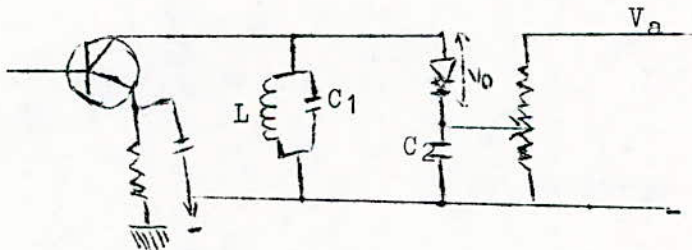
Exemple de circuit resonant utilise :



D = diode de température

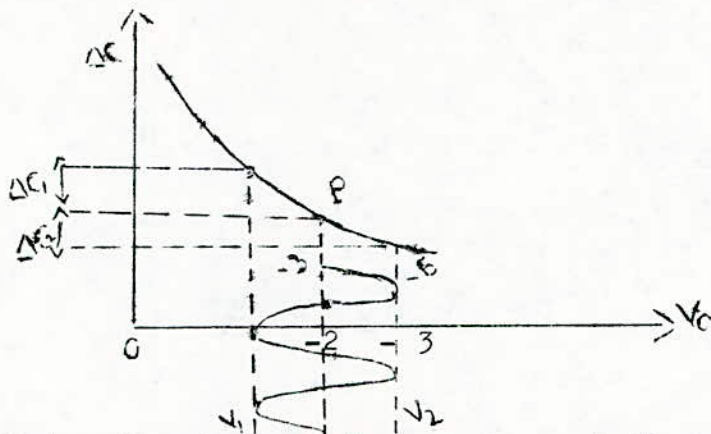
(4) Principe du modulateur de fréquence à diode varicap

Le circuit le plus simple est le suivant :



Il s'agit d'un étage équipé d'un transistor PN avec circuit accordé LC₁ chargeant le collecteur. A travers le condensateur C₂, la diode se trouve placée en // aux bornes de C₁ avec son anode reliée au moins de l'alimentation. Pour que cette diode soit polarisée en inverse, on doit rendre la cathode positive par rapport à l'anode au moyen d'une source séparée à l'aide du potentiomètre P, najuste la tension V_o modifiant ainsi C_j et par là la fréquence d'accord du circuit.

Courbe donnant AC en fonction de V_o



(5) Distorsion dans le Résonateurs à diode Varicap

Le plus grand inconvénient des varicaps réside dans la création du signal

- transmodulation:

Un signal sinusoïdal superposé à la tension de polarisation V_0 fait varier la fréquence d'accord F_0 , par conséquent le gain n'est pas constant à la fréquence considérée. De ce fait le signal utile d'amplitude constante va être modulé et on obtient à la sortie un signal parasite modulé. La transmodulation est définie comme étant le rapport entre l'amplitude du signal utile et l'amplitude d'un signal parasite modulé à 30% qui introduit dans le signal utile une modulation de 1% (-40 dB).

- La seconde distorsion est la non linéarité de la caractéristique $C = f(V_0)$.

Si on superpose un signal $V \sin \omega t$ de valeur moyenne nulle, à la tension de polarisation, on récupère à la sortie un signal dont l'augmentation de C est différente de la diminution pour un même ΔV_0 . Il se produit une détection et la tension détectée s'ajoute à la tension V_0 changeant ainsi l'accord du résonateur.

B.3: PROCÉDES MAGNÉTIQUES

3.1: Principe du Modulateur à ferrite

(1°) Propriétés physiques et chimiques de ferrites

On désigne sous le nom de ferrites des composés d'oxydes de formule générale $M^{++}Fe_2^{+++}O_4^{--}$ ou M représente un ou plusieurs métaux biva-
lents dont les rayons ioniques sont compris entre 5 et 10 nm.

Les plus utilisés étant M_n , Fe , Ni , Co et Zn , la structure cris-
talline est du même type que celle du spinelle minéral $M_gAl_2O_4$.

La perméabilité est comprise entre 50 et 100 et peut éventuellement
atteindre 5 000 et une résistivité élevée (de quelques 2 cm à 10^8 cm)

Les pertes par courants de Foucault sont pratiquement nulles car le
matériau se comporte comme un isolant et les pertes par hystérésis
sont très faibles même pour les courants HF. Ils sont utilisés sui-
vant les types à des fréquences de 50 KHZ à 200 MHZ. Les ferrites ont
un coefficient de température pratiquement négligeable:

On distingue deux variétés principales de ferrites.

- Les ferrites doux (de nom commercial Ferro-Cube)

Ce sont des oxydes doubles de fer et d'un autre métal de formule
générale MFe_2O_4 . Ex: $CuFe_2O_4$, $PbFe_2O_4$

Ce terme indique une structure cristalline cubique. Les espèces
principales sont:

- Ferrites "Manganèse-Zinc" : FC_3 Variétés A, B, C

- Ferrites "nickel-Zinc" : FC_4 Variétés A, B, D, E

Utilisations: les ferrites doux sont fournis sous forme de bato-
nnets, de pots ou tores, utilisés comme noyaux de bobinage en HF,
transformateur RF, transformateurs lignes en télévision, mémoires
magnétiques, inductances réglables. Leur perméabilité constante pour
une large plage de fréquence trouve son emploi dans les transformateurs
à large bande. Les températures d'utilisation ne doivent pas dépasser
110 à 160°C.

b) ferrites durs (Ferrodurs)

Ils ont une structure cristalline hexagonale. Les plus utilisés sont les ferrites de baryum ($BaO \cdot 6Fe_2O_3$). Les ferrites durs sont aux aciers à aimants, ce qui les ferrites doux sont au fer doux.

Utilisation : Aimants de hauts Parleurs tres plats. Relais polarisés, aimants de microphones, Focalisation des tubes images de Télévision. Dans notre étude, nous utiliserons les ferrites doux comme batonnets pour bobines à Inductance variable.

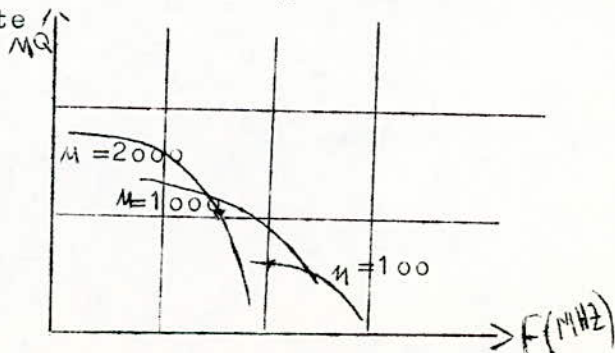
- Caractéristiques des ferrites doux :

La permeabilité dans un materiau magnetique est proportionnelle à B_s^2/K où B_s = induction à saturation, K = anisotropie entrant en jeu dans le processus d'aimentation.

Il se trouve que pour la ferrite de manganèse-Zinc, K est faible et négatif alors que pour la ferrite de Fer K est grand et négatif.

On caractérise la qualité d'un matériau ferrite par la valeur du facteur de pertes ($tg S/u$) à une certaine fréquence. Ce facteur représente la somme des pertes par courants foucault et par trainage Il est donné pour des inductions faibles ($B < 0,25$ mT).

Le produit $uQ = u/tgS$ avec Q facteur de qualité, est également utilisé. Ces facteurs ne dependent que du materiau, ils sont independant de l'entrefer du circuit magnetique utilisé. La valeur de uQ varie en fonction de la fréquence et à cause des phénomènes de resonances on doit partir d'une certaine fréquence. Utiliser des matériaux à perméabilité plus faible pour conserver uQ élevé . Les courbes de uQ en fonction de la fréquence pour les ferrites de fer manganèse Zinc avec $u = 2000$ et 1000 et une ferrite $Ni Zn$ de $u = 100$ sont représentées sur la figure suivante



- Les pertes par hysteresis s'expriment à l'aide du facteur

$$n_B = \frac{R_h}{u \Delta B L w}$$

\hat{B} = Valeur de crête d'induction $\Delta \hat{B} = \hat{B}_2 - \hat{B}_1$

L = Inductance de la bobine

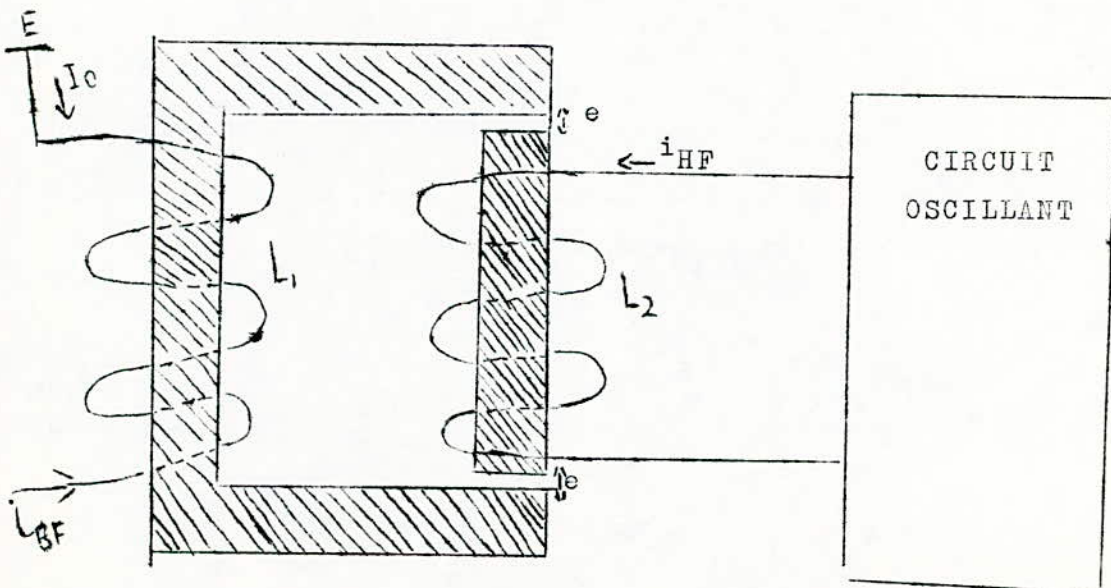
Pour les ferrites Manganèse-Zinc $\hat{B}_1 = 0,6 \text{ mT}$ et $\hat{B}_2 = 3,0 \text{ mT}$.

Les pertes par hysteresis dependent de la composition du materiau et également de sa structure granulaire.

- La tenue en température du matériau se caracterise par le facteur de T° $T_F = \frac{\Delta u}{u \Delta T}$ defini à partir de la courbe $u = f(T)$ dans une certaine gamme de température.

3-2: PRINCIPE DU MODULATEUR A FERRITE

On soit que l'inductance d'une bobine est fonction de la saturation de son noyau magnetique. Si celui-ci est tres saturé l'inductance de la bobine devient faible, dans le cas contraire, elle augmente. En conséquence, si cette bobine est traversée par un courant périodique, ce courant va varier au rythme des variations de l'inductance. Pour une inductance faible, le courant sera élevé et reciproquement C'est sur ce phenomène qu'est fondé le modulateur.



La modulation de fréquence est obtenue grâce à l'utilisation d'un noyau de ferrite fonctionnant en régime saturé. On vu qu'on peut commander une inductance saturable par un courant alternatif. En alimentant L_2 par un générateur HF (circuit oscillant) réglé sur une fréquence F_0 et en appliquant à L_1 un courant de basse fréquence, nous avons réaliser un modulateur magnétique.

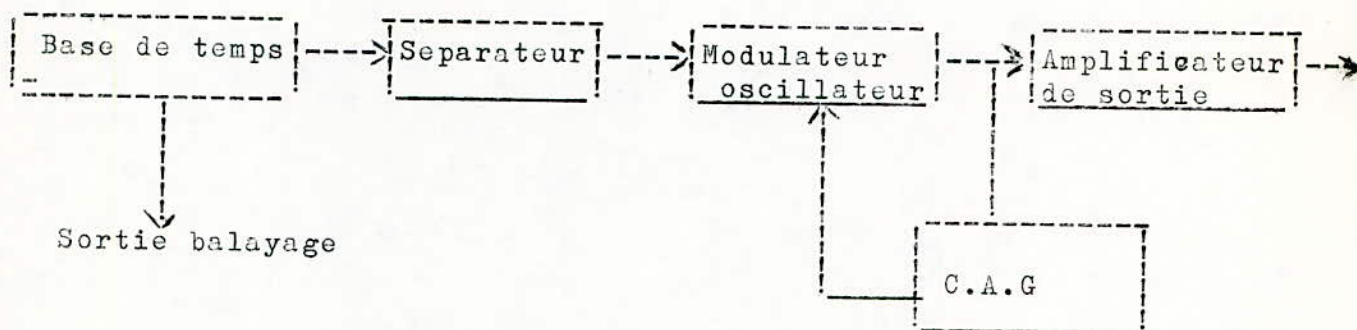
Le courant continu I_0 appliqué à L_1 sert à déterminer le point de fonctionnement du modulateur. Les dimensions du circuit magnétique sont telles que pour les maximum positifs ou négatifs du courant, le circuit magnétique est saturé.

La bobine L_2 aura donc une inductance variant au rythme de la fréquence Basse; elle aura un maximum d'inductance lorsque le courant BF sera nul, un minimum d'inductance au début et à la fin de la dent de scie, et des valeurs intermédiaires pour des valeurs intermédiaires du courant.

V) ETUDE DU GENERATEUR VOBULE

1°) Principe de fonctionnement:

1.1) Schéma synoptique:



- Le signal de modulation est produit par une base de temps qui fournit également le signal de balayage, appliqué à la déviation horizontale de l'oscilloscope. Après un séparateur comportant un réglage d'amplitude, le signal attaque le bobinage d'excitation d'un modulateur à ferrite saturable. La variation de perméabilité du ferrite, sur lequel est enroulé le bobinage de l'oscillateur, fait varier la fréquence de ce dernier. Un circuit de commande automatique de gain (C.A.G.) en maintient l'amplitude stable. L'amplificateur de sortie comporte deux étages, à sa sortie, nous préleverons le signal destiné à l'amplificateur Y de l'oscilloscope.

1.2) Fonctionnement :

La base de temps délivre un signal périodique de basse fréquence en forme de dents de Scie. Ce signal est appliqué:-

- d'une part sur l'entrée X de l'oscilloscope afin de permettre le balayage horizontal.

- d'autre part sur l'oscillateur de fréquence F.

On distinguera donc par la suite le signal de vobulation et le signal de balayage.

L'oscillateur de fréquence F comporte un dispositif qui va faire varier F autour de sa valeur moyenne.

Le processus est le suivant:-

- un oscillateur HF est le plus souvent réalisé à l'aide d'un circuit accordé L C dont la fréquence de résonance est:

$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; la variation de F peut s'obtenir en faisant varier L ou C. Dans notre étude, on a adopté la variation de L qui s'effectue au moyen d'un modulateur à ferrite saturable. L'inductance L variera donc en fonction du courant qui la traverse. On aura alors:-

L est fonction de i \implies F sera donc fonction de i

F est fonction de L et de C } en maintenant C constante

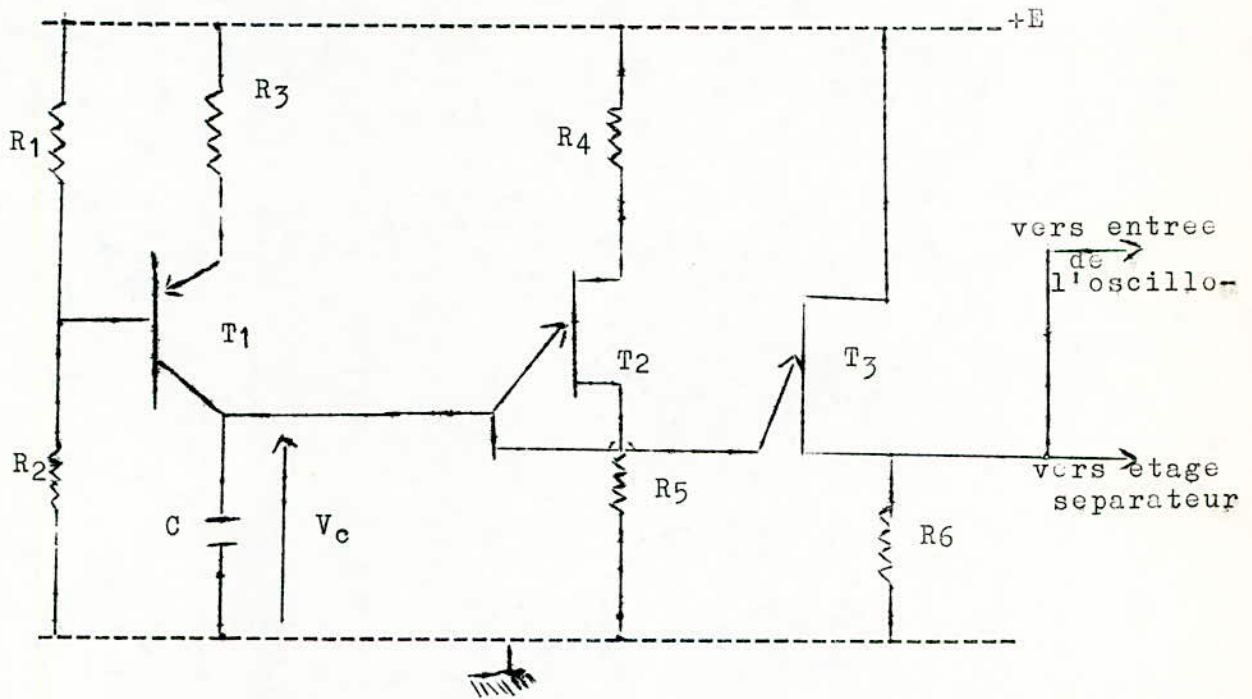
En supposant qu'une relation simple de la forme $F = a i$ où a est une constante, permet d'exprimer F en fonction de i, on pourra dire que toute variation de l'amplitude du signal de modulation va se traduire par une variation de la fréquence F de l'oscillateur. Suivant le type de modulateur utilisé, et suivant aussi la fréquence d'accord désirée, nous aurons certain signal d'attaque. Selon la variation AF désirée, nous aurons une certaine variation de ce signal. Le signal de modulation sera donc soumis à deux réglages:

- l'un destiné à la valeur moyenne du courant d'attaque du modulateur.

- l'autre à l'amplitude de la variation autour de cette valeur moyenne.

2) La base de temps:

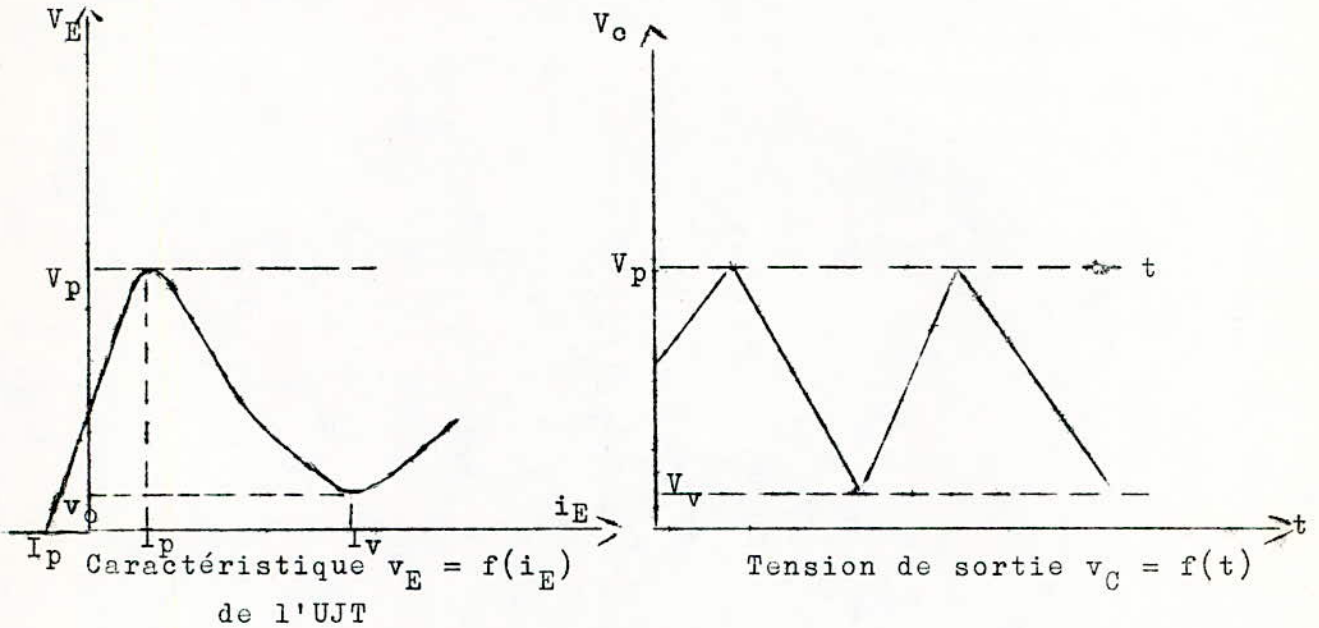
Elle délivre le signal basse fréquence en dents de scie qui va servir pour la modulation de fréquence. En raison de sa simplicité, nous avons adopté le principe de la base de temps à U.J.T. Le schéma de principe de la base de temps est donné par la figure suivante



- L'UJT est monté en oscillateur à relaxation. Ce montage diffère de la base de temps à UJT à résistance de charge. Ici, c'est le transistor T_1 qui est monté en charge. Le condensateur C se chargera donc à courant constant. Les dents de scie prélevées sur l'émetteur de l'UJT seront plus linéaires qu'avec une résistance de charge ainsi, on aura:-

$$v_c = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int_0^t I_c dt$$
 donc $v_c = \frac{1}{C} I_c t + V_0$. qui représente bien une fonction linéaire. Le montage comporte donc un condensateur C que l'on charge à courant constant par l'intermédiaire d'un transistor de charge à travers le pont de base $R_B = R_1 // R_2$. Lorsque la ddp v_c atteint la tension de pic V_p , le condensateur C se décharge dans l'UJT se comportant ainsi comme un interrupteur fermé. Ce même interrupteur s'ouvre à nouveau dès que v_c atteint la tension vallée V_v puis il se ferme à nouveau et un autre cycle commence.

On aura donc l'oscillogramme suivant:



Nous aurons donc des dents de scie d'amplitude crête à crête de $V_p - V_v$ comme $V_p = \eta E$ et $E \gg V_v$ et $E = 25 \text{ V}$, $\eta = 0,5$: l'amplitude crête à crête sera de 10 V environ. Déterminons la fréquence des oscillations : Prenons comme origine du temps, l'instant où l'interrupteur s'ouvre, ce qui correspond à la charge initiale $q_0 = C V_v$. Lors de la charge du condensateur, on a :

$$R_i + \frac{q}{C} = E \quad \text{soit} \quad R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = E$$

La solution de cette équation différentielle est de la forme $q = q_1 + q_2$ où q_1 est la solution sans second membre et q_2 est une solution particulière avec second membre.

$$q_1 = C E \quad \text{et} \quad q_2 = A e^{-t/RC} \quad \Rightarrow \quad q = q_1 + q_2 = CE + A e^{-t/RC}$$

pour $t = 0$, $q = q_0 = C V_v \Rightarrow A = C (E - V_v)$

Comme $v_e = \frac{q}{C}$, on aura $v_c = E - (E - V_v) e^{-t/RC}$

Cette charge cesse à l'instant t_1 , c'est à dire quand v_c atteint la tension de pic V_p , soit $V_p = E - (E - V_v) e^{-t_1/RC}$

Comme $V_p = \sqrt{E}$ et $V_v \ll E \implies T_1 = RC \operatorname{Log} \frac{1}{1-n}$

Ensuite de t_1 à t_2 , l'UJT qui conduit, décharge C. On peut négliger les résistances R et R_4 qui sont très grandes devant la résistance $R_e + R_5$ qui est d'environ une centaine d'ohms.

(R_c est la résistance de la jonction Emetteur - base 1).

Si l'on prend comme origine l'instant t_1 qui correspond au début de la décharge, on aura: $v_c = V_p e^{-T_2 / (R_e + R_5)C}$. Comme cette décharge cesse à la tension V_v , on aura: $T_2 = (R_2 + R_5)C \operatorname{Log} \frac{V_v}{V_p}$

La période des oscillations sera donc de $T = T_1 + T_2$

Comme $T_2 \ll T_1 \implies$

$$T = RC \operatorname{Log} \frac{1}{1-n}$$

Nous voulons une fréquence de 40 Hz, déterminons les éléments donnant cette valeur:

Le transistor est du type BSW22A dont les caractéristiques sont:

$B_{\min} = 180$, $V_{c\max} = 25V$, $I_{C\max} = 200 \text{ mA}$, $P_{D\max} = 300 \text{ mW}$.

Prenons comme point de repos: $V_{CE} = 19V$, $R_E = 0,5 \text{ K}\Omega \implies I_C = 14,5 \text{ mA}$

et une tension d'alimentation de $E = 25 \text{ V}$

on veut avoir $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ K}\Omega \implies R = 6,8 \text{ K}\Omega$.

Pour $R = 6,8 \text{ K}$, et une fréquence de 40 Hz, on doit prendre une capacité $C = 12 \mu\text{F}$. Donc à la sortie, nous aurons un signal en dents de scie d'amplitude crête à crête égal à 10 V environ et de fréquence 40 Hz.

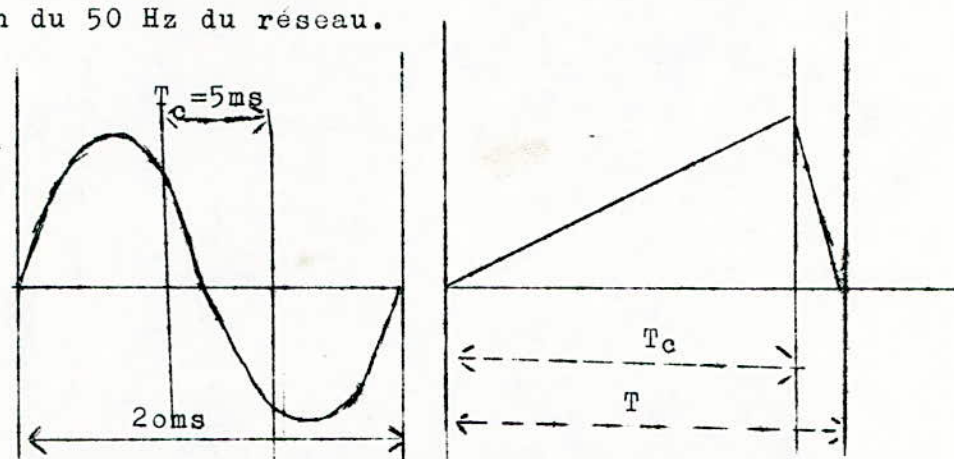
- Sur l'émetteur de l'UJT, nous prélevons un signal de fréquence 40Hz et d'amplitude crête à crête de 10V.

Pour avoir une bonne fourniture de puissance à la charge, on doit prélever le signal en dents de scie à la sortie d'un étage adaptateur d'impédance. Cette fonction est réalisée par un FET monté en drain commun qui possède une bonne fourniture de puissance à la charge.

A la source du FET, on aura deux départs :

- l'un vers la sortie destinée au balayage horizontal.
- l'autre vers le modulateur à travers une dispositif de réglage.

Faisons quelques remarques en ce qui concerne la tensions de vobulation. Ainsi, d'autre solutions pourraient être envisagées, notamment l'utilisation du 50 Hz du réseau.

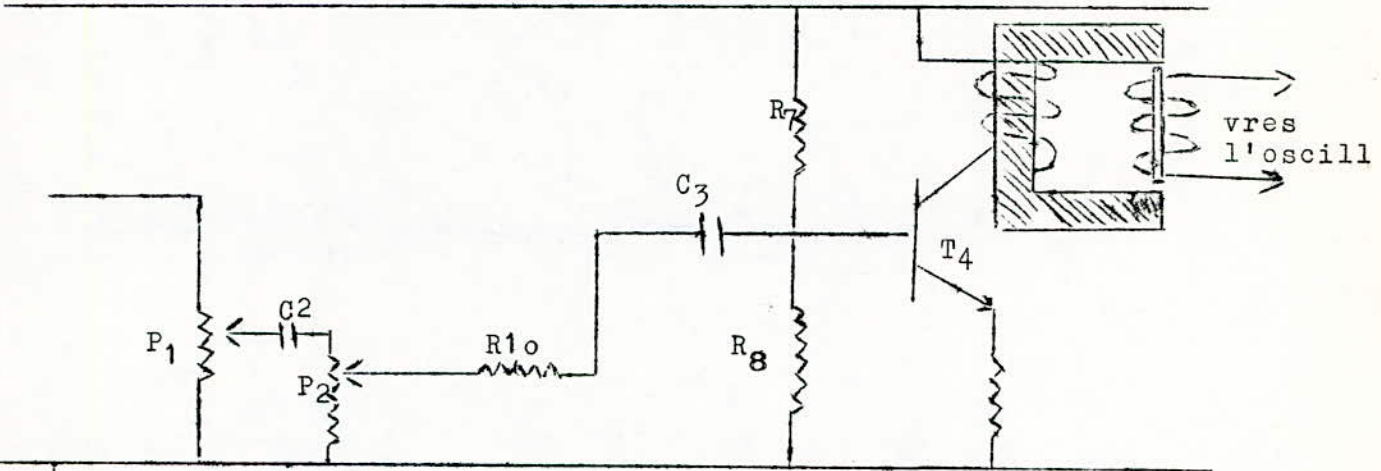


Dans ce cas, on ne peut utiliser que la partie relativement linéaire de la sinusoïde dont la durée est de 50 ms environ.

Lorsque l'on a affaire à des circuits dont l'amortissement est relativement important, cette durée est suffisante pour que ceux-ci puissent prendre un régime entrénu. Mais lorsque l'on a affaire à une fréquence de l'ordre de 500KHz, à des circuits couplés dont la surtention est supérieure à 100, la constante de temps est suffisamment grande pour provoquer une déformation de la courbe de réponse. Pour éviter ces inconvénients, il suffit de travailler avec une fréquence de modulation plus réduite, et avec un signal en dents de scie de façon à pouvoir utiliser toute la durée de la période.

3 - Etage séparateur :

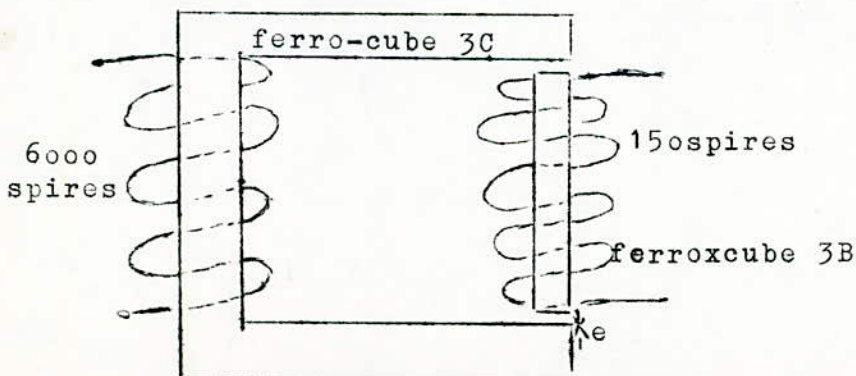
- Il comporte les différents réglages d'amplitude du signal d'attaque. Le schéma de principe est le suivant :



- Le potentiomètre P₁ règle l'amplitude du signal d'attaque.
- Le potentiomètre P₂ règle la variation sur cette amplitude

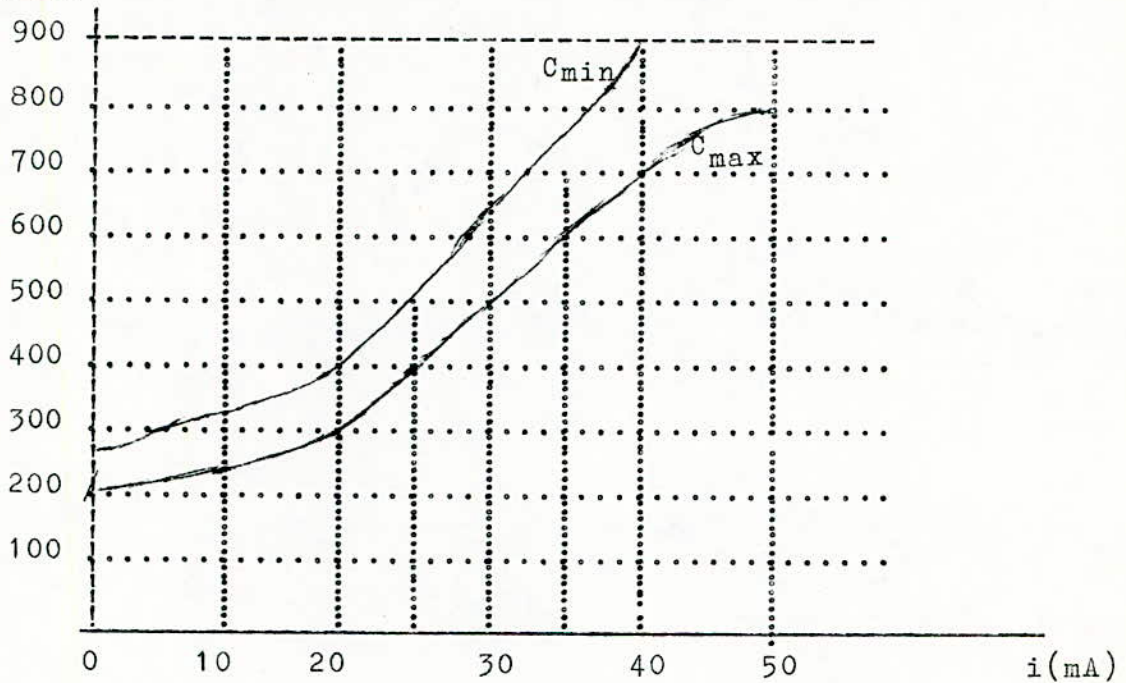
Avant d'aborder l'étude de cet étage, donnons les caractéristiques du circuit modulateur :

Il est composé de deux pièces de ferrite. L'enroulement d'excitation est bobiné sur un noyau ferro x cube 3C en forme de U (U60/33/14/3 C₂ COPRIM). Il comporte environ 6 000 spires en fil de 0,15 mm de diamètre. Le bobinage oscillateur est réalisé sur un noyau cylindrique creux, Ferro x Cube 3B (COPRIM) d'un diamètre de 4,1 mm, et il comporte 150 spires en fil de 0,2 mm comme le montre le schéma ci-dessous, ce bâtonnet est placé entre les branches du noyau en U, avec un entrefer de 1 mm environ



SCHEMA DU MODULATEUR A FERRITE

F(KHz) Caractéristiques du modulateur FERR x CUBE 3C



Courbe $F = f(i)$

i: Courant d'excitation

F: fréquence d'accord

C: Capacité d'accord $100\text{pF} < C < 30\text{pF}$

Nous devons donc travailler avec un signal d'attaque de 30 mA environ dans notre cas.

Revenons donc à notre étage séparateur:

La dissipation dans le transistor T_1 est suffisamment élevée pour qu'il soit nécessaire de prévoir une stabilisation en température. Les éléments R_7 , R_8 et R_9 doivent être choisis de façon qu'on obtienne un courant de repos de 30 mA environ. Le dispositif modulateur doit être entouré de blindages magnétiques pour enlever tout champ parasite. Le transistor T_1 est du type 2N2923 de caractéristiques:

$$V_{cmax} = 25V$$

$$I_{cmax} = 100 \text{ mA}$$

$$B_{min} = 150$$

$$P_{Dmax} = 200 \text{ mW}$$

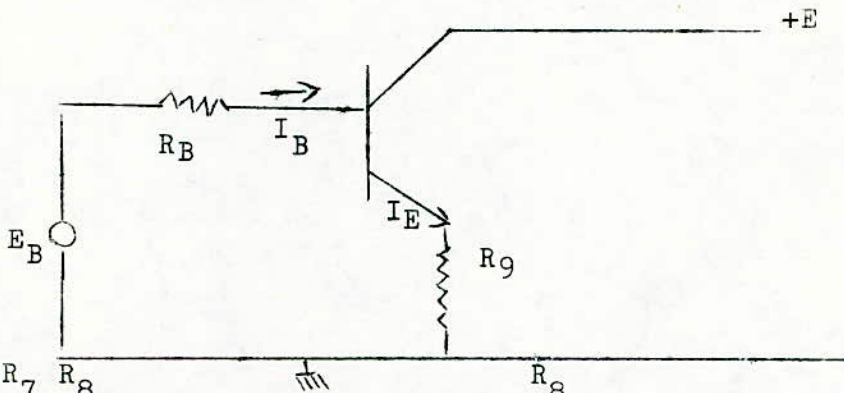
Choisissons le point de repos $I_c = 30 \text{ mA}$, $V_{CE} = 22V$,

et comme $E = 25V$.

$$\implies R_9 = 100$$

- ETAT STATIQUE DE T₄:

Schéma équivalent :



$$R_B = \frac{R_7 R_8}{R_7 + R_8}$$

$$E_B = \frac{R_8}{R_7 + R_8} E$$

$$I_B = \frac{I_c}{B} = \frac{30}{150} = 0,2 \text{ mA.}$$

$$(1) E_B = V_{BE} + R_B I_B + R_E I_E = R_B I_B + R_E (B + 1) I_B$$

(On a négligé V_{BE})

On veut avoir une bonne stabilisation en température donc un facteur de stabilisation S voisin de 1:

$$\text{mais } S = \frac{1 + R_B/R_9}{1 + (1 - \alpha) R_B/R_9} \quad \text{Prenons par exemple } R_B/R_9 = 40$$

$$\implies S = 1 \text{ avec } \alpha = 0,98$$

$$\text{l'équation (1)} \implies E_B = 3,8V$$

mais
$$E_B = \frac{R_8}{R_7 + R_8} E, \quad R_B = \frac{R_7 R_8}{R_7 + R_8}$$

On trouvera finalement
$$\frac{R_7 = 4,7 \text{ K}\Omega}{\text{-----}}$$

$$\frac{R_8 = 27 \text{ K}\Omega}{\text{-----}}$$

$$\frac{R_9 = 100 \Omega}{\text{-----}}$$

Avec ces éléments, nous pensons avoir résolu le problème de la stabilisation.

Pour avoir le courant de repos de 30 mA environ, il faut donc avoir un courant de base $I_B = 0,2 \text{ mA}$ pour le transistor choisi. La capacité C_3 est une capacité de liaison, elle empêche la composante continue d'agir sur le courant d'attaque. Le signal d'attaque de T_2 peut être réglé par le potentiomètre P_2 .

4- OSCILLATEUR ET AMPLIFICATEUR DE SORTIE

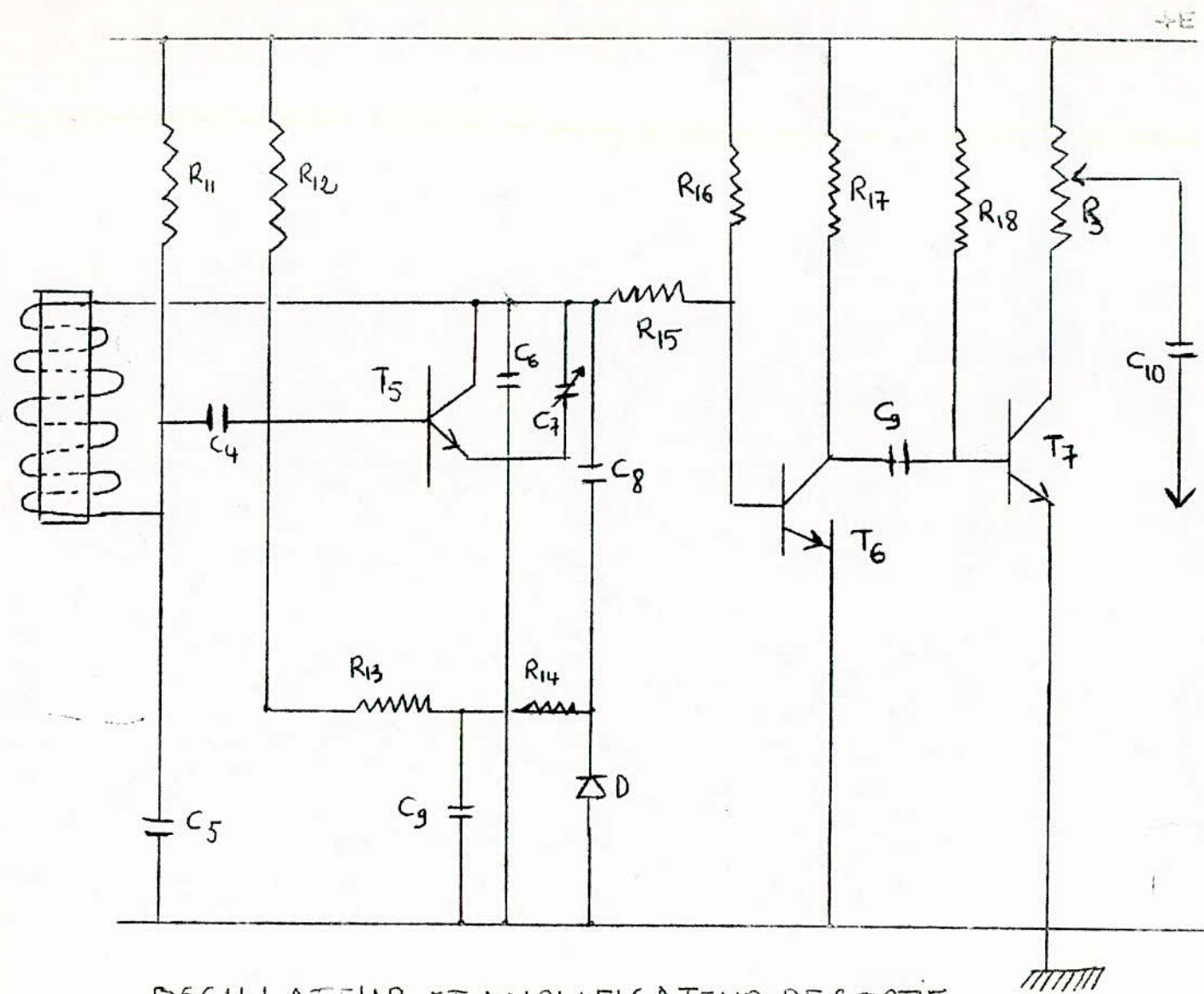
- Dans notre étude, nous avons adopté l'oscillateur colpitts (voir schéma page suivante) pour les raisons suivantes.

- Il présente une bonne stabilité en HF, car les capacités d'accord sont en parallèles avec les capacités parasites du transistor HF. Elles ont des valeurs considérables pour éliminer l'effet de ces capacités parasites.

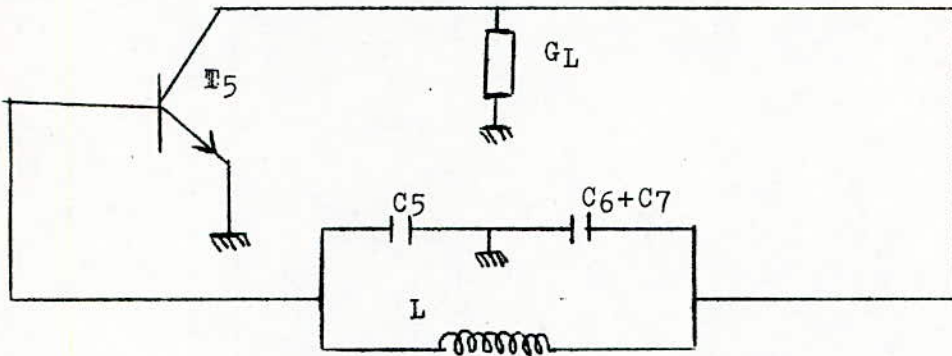
- La bobine L a un enroulement simple et unique, donc facile à réaliser.

Nous avons le schéma simplifié suivant de l'oscillateur:

Le bobinage se trouve accordé (entre 400 et 500 KHz) par la mise un serie de C_5 avec $C_6 + C_7$.

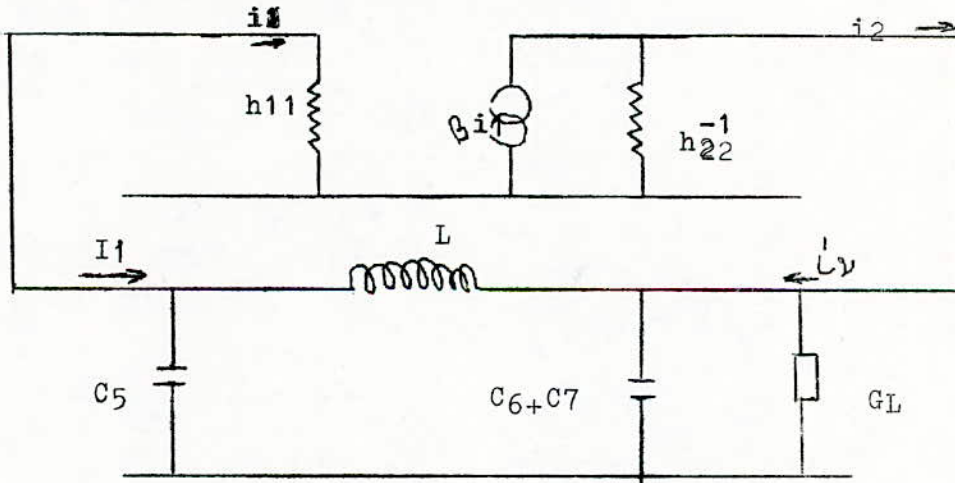


OSCILLATEUR ET AMPLIFICATEUR DE SORTIE



Déterminons la fréquence des oscillations et la condition pour qu'elles aient lieu:

Shéma équivalent en alternatif :



Les quadripôles sont en parallèle : les matrices admittances s'ajoutent:

$$\text{pour le transistor } (h_{12} = 0) \quad (y_{ij})^T = \begin{pmatrix} 1/h_{11} & 0 \\ h_{21}/h_{11} & h_{22} \end{pmatrix}$$

Pour le quadripôle de réaction :

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

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

$$y'_{11} = \left(\frac{i'_1}{v'_1} \right) v'_2 = 0 = C_5 p + 1/Lp \quad y'_{12} = y'_{21} = -1/Lp$$

$$y'_{22} = \left(\frac{i'_2}{v'_2} \right) v'_1 = 0 = G_L + (C_6 + C_7) p + 1/Lp$$

$$\implies (y_{ij})_Q = \left\{ \begin{array}{cc} C_5 p + 1/Lp & -1/Lp \\ -1/Lp & (C_7 + C_6) p + 1/Lp + G_L \end{array} \right\}$$

La matrice totale sera : $y_{ij} = (y_{ij})_T + (y_{ij})_Q$.

$$\implies y_{ij} = \left\{ \begin{array}{cc} 1/h_{11} + C_5 p + 1/Lp & -1/Lp \\ h_{21}/h_{22} - 1/Lp & G + (C_6 + C_7) p + 1/Lp \end{array} \right\}$$

On a posé: $G_L = G + h_{22}^{-1}$

Les conditions d'entretien limite et la fréquence des oscillations sont obtenues par la relation $Ay = 0$

$$Ay = -\frac{G}{h_{11}} + 1/h_{11}Lp + \frac{(C_6 + C_7)p}{h_{11}} + GC_5p + \frac{C_5}{L} + C_5(C_6 + C_7)p^2 +$$

$$\frac{G}{Lp} + \frac{C_6 + C_7}{L} + \frac{1}{L^2 p^2} + \frac{1}{Lp} - \frac{h_{21}}{h_{22}} - \frac{1}{L^2 p^2}$$

Fréquence des oscillations :

$p = j\omega$, on fait : $\text{Re} (A_y) = 0$

$$\implies G/h_{11} + \frac{C_5}{L} + \frac{C_6 + C_7}{L} - C_5 (C_6 + C_7) \omega_o^2 = 0$$

$$C_5 (C_6 + C_7) \omega_o^2 = \left\{ \frac{C_7 + C_6}{L} \right\} + \frac{C_5}{L} + \frac{G}{h_{11}}$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{C_5 (C_6 + C_7)} \left\{ \frac{C_5 + (C_6 + C_7)}{L} + \frac{G}{h_{11}} \right\}$$

$$= \frac{C_5 + (C_6 + C_7)}{C_5 \cdot (C_6 + C_7)} \left\{ \frac{1}{L} + \frac{G}{h_{11}} \cdot \frac{1}{C_5 + (C_6 + C_7)} \right\}$$

Posons : $C = \frac{C_5 \cdot (C_6 + C_7)}{C_5 + (C_6 + C_7)} \implies \omega_o^2 = 1/LC \left\{ 1 + \frac{G}{h_{11}} \cdot L \cdot \frac{C_5 \cdot (C_6 + C_7)}{C} \right\}$

Comme $\frac{G}{h_{11}} \cdot L \cdot \frac{C_5 (C_6 + C_7)}{C} = 1 \implies \omega_o^2 = 1/LC$

La fréquence des oscillations sera donc :

$$\boxed{f_o = \frac{1}{2 \cdot LC}} \quad \text{avec} \quad C = \frac{C_5 \cdot (C_6 + C_7)}{C_5 + (C_6 + C_7)}$$

Condition d'entretien limite :

Elle est donnée par $\text{Im} (A_y) = 0$

$$\text{Im} (A_y) = \frac{1}{j\omega_0 L w_0} + \frac{j\omega_0 (C_6 + C_7)}{h_{11}} + j\omega_0 C_5 \cdot G + \frac{G}{jLw_0} + \frac{1}{jLw_0} \cdot \frac{h_{21}}{h_{22}} = 0$$

$$\frac{1}{jLw_0} \left\{ 1/h_{11} + h_{21}/h_{22} + G \right\} + j\omega_0 \left\{ C_5 G + \frac{C_6 + C_7}{h_{11}} \right\} = 0 \quad (1)$$

Posons: $C_5 = n (C_6 + C_7) \implies \omega_0^2 = \frac{1}{L(C_6 + C_7)} \cdot \frac{n+1}{n}$

$$(1) \implies L(C_6 + C_7)\omega_0^2 (1/h_{11} + nG) + 1/jLw_0 \left\{ 1/h_{11} + h_{21}/h_{22} + G \right\} = 0$$

$$\implies L(C_6 + C_7)\omega_0^2 (1/h_{11} + nG) = 1/h_{11} + h_{21}/h_{11} + G$$

$$\implies \frac{n+1}{n} (1/h_{11} + nG) = 1/h_{11} + h_{21}/h_{11} + G$$

$$\implies n+1+nG h_{11} (n+1) = n + n h_{21} + n G h_{11}$$

$$\implies n^2 G h_{11} - n h_{21} + 1 = 0$$

$$A = h_{21}^2 - 4 G h_{11} \quad \text{il faut que } A > 0$$

donc $\boxed{h_{21}^2 \geq 4 G h_{11}}$ c'est la condition d'oscillation.


Si S est la pente du transistor: $h_{21} \geq 4 G h_{11}/h_{21}$ ou $\boxed{h_{21} \geq 4G/S}$

- Il faut donc avoir un gain suffisant pour obtenir des oscillations.
- La fréquence F_0 est pratiquement indépendante du collecteur, on aura ainsi un oscillateur stable.

* Dans notre étude on prend $C_5 = 40 \text{ nF}$, $C_6 = 470 \text{ pF}$.
La capacité C_7 est variable elle nous permettra de faire varier la fréquence F.

Calculons d'abord la valeur de L:

La formule approchée du calcul de L est: $L = 4 \frac{1}{\pi^2} R 10^{-7} N^2$ où
N: nombre des spires. R: rayon de la spire



$$R = \frac{4,1}{2} \text{ mm} \quad N = 150 \text{ spires} \quad \Rightarrow \quad L = 0,18 \text{ mH}$$

La fréquence F est donnée par la formule:

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad \text{où} \quad C = \frac{C_5 (C_6 + C_7)}{C_5 + (C_6 + C_7)}$$

$$\begin{aligned} C_5 &= 40 \text{ nF} \\ C_6 &= 470 \text{ pF} \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad C = \frac{40(0,47 + C_7)}{40 + 0,47 + C_7} = \frac{18,8 + 40 C_7}{40,47 + C_7}$$

$$F_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC_0}} \quad \Rightarrow \quad C_0 \left(\frac{1}{F_0} \right)^2 = \frac{1}{4 \pi^2 L} \quad \text{avec} \quad L = 0,18 \text{ mH}$$

$$\text{donc: } C_0 = \frac{140}{F_0^2}$$

Nous voulons une bande de fréquence de $F_0 = 400 \text{ KHz}$ à $F_0 = 500 \text{ KHz}$
donc:

$$\text{Pour: } F_0 = 400 \text{ KHz} \quad \Rightarrow \quad C_0 = 0,87 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad C_7 = 410 \text{ pF}$$

$$F_0 = 455 \text{ KHz} \quad \Rightarrow \quad C_0 = 0,67 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad C_7 = 207 \text{ pF}$$

$$F_0 = 500 \text{ KHz} \quad \Rightarrow \quad C_0 = 0,56 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad C_7 = 96,7 \text{ pF}$$

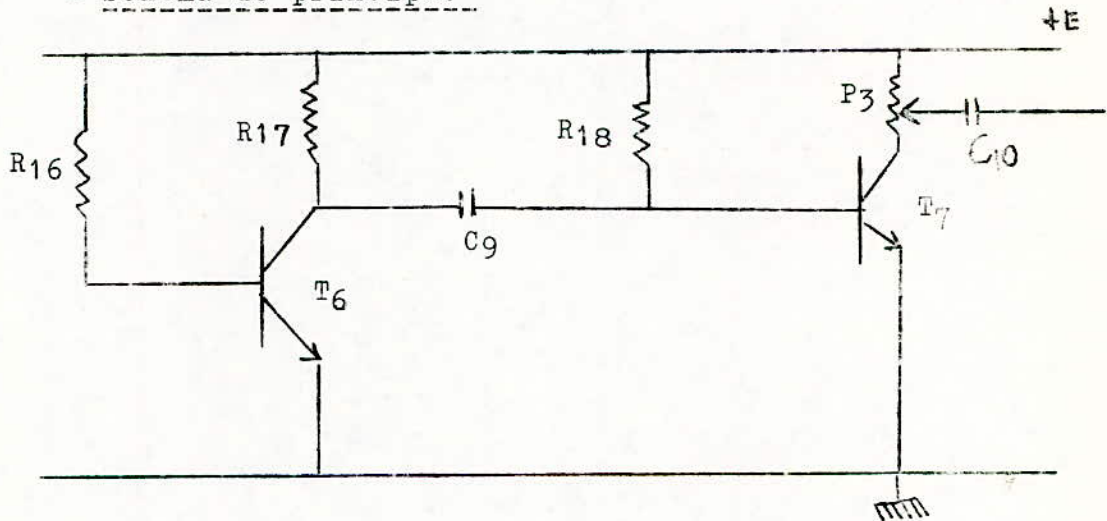
Donc pour obtenir la bande de fréquence désirée (400 -- 500 KHz), il suffit d'avoir une capacité C_7 variant entre 96,7pF et 410 pF. L'accord sur la fréquence F_0 pourra donc être obtenu en agissant sur la capacité variable C_7 . La variation sur cette fréquence est obtenue grâce au modulateur à ferrite saturé.

Comme les pentes dans le noyau oscillateur varient légèrement avec l'excitation, on observe une faible modulation d'amplitude celle-ci se trouve réduite par un circuit de commande automatique le signal HF est appliqué par C_8 . Après filtrage par R_{14} et C_9 , la composante continue issue de ce redressement est appliquée, par R_{13} , sur la base de T_5 .

Ce transistor reçoit ainsi une polarisation d'autant plus faible que l'amplitude des oscillations est plus élevée.
La charge de l'étage de sortie est constituée par le potentiometre P₃.

- Etude de l'amplificateur de sortie:

- Schéma de principe:



Il est composé de 2 étages à transistors monté en émetteur commun
Ils sont du types 2N2923 de caractéristique:

$$\begin{array}{lll} V_{emax} = 25V & B_{min} = 150 & E = 25V \\ I_{cmax} = 100 \text{ mA} & P_{Dmax} = 200mW & \end{array}$$

Pour T₅: prenons comme point de repos:

$$\begin{array}{ll} V_{CE} \text{ BV} \implies & R_{16} = 2 \text{ K}\Omega \\ I_{C_1} = 5mA & R_{17} = 850 \text{ K}\Omega \\ B_{min} = 150 & \end{array}$$

Pour T₆: prenons comme point de repos:

$$\begin{array}{ll} V_{CE} = 13V \implies & P_3 = 1 \text{ K}\Omega \\ I_{C_2} = 9mA & R_{18} = 420 \Omega \end{array}$$

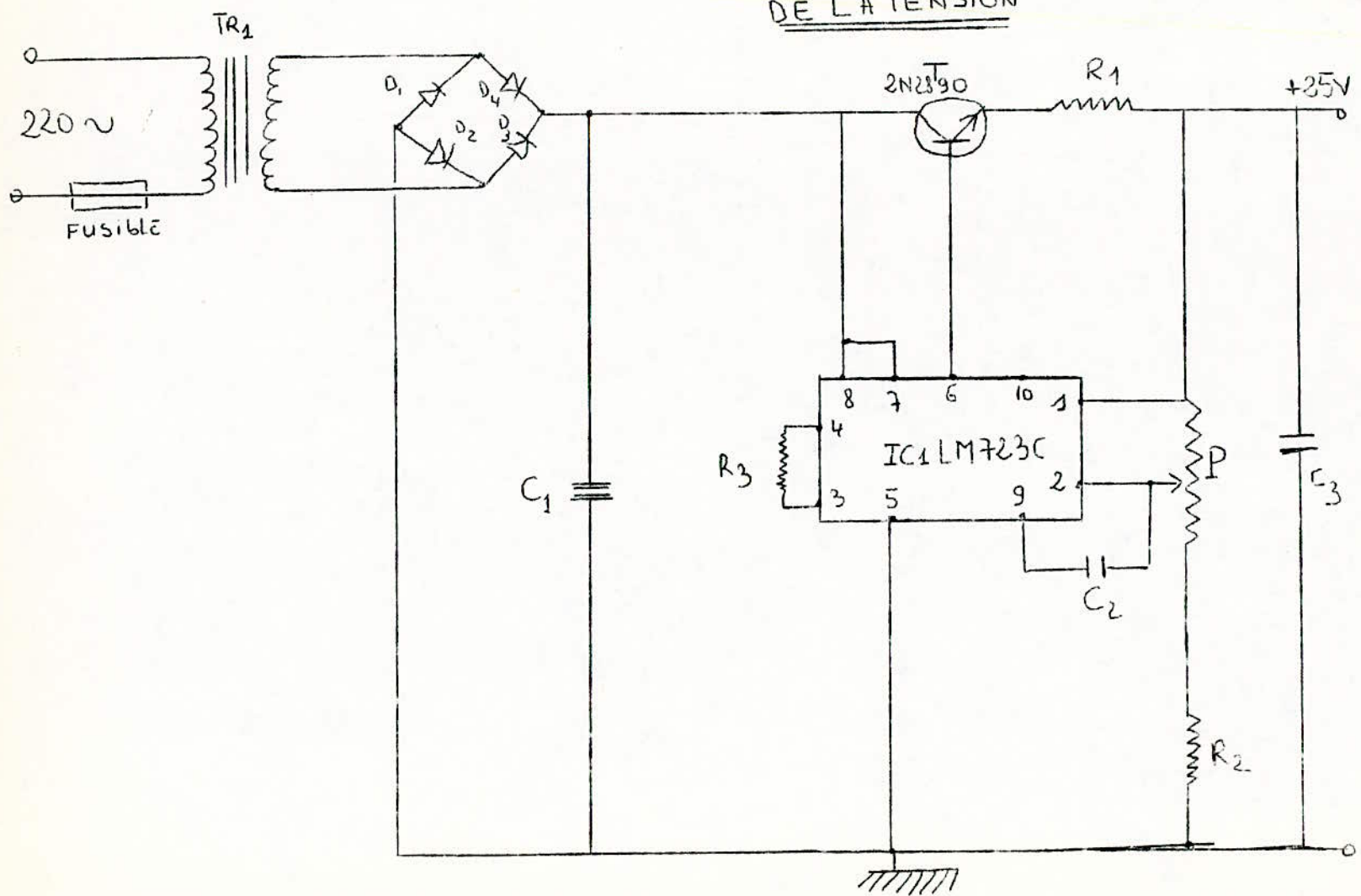
Les gain de l'amplificateur seront:

$$G_i = B^2$$
$$G_v = B^2 \frac{R_{17} \cdot P_3}{h_{11}}$$

- La tension de sortie HF est prélevé aux bornes de P_3 où on obtient une tension HF efficace de 5V environ.

DISPOSITIF DE REGULATION ET STABILISATION

DE LA TENSION



5 - ETUDE DU MARQUEUR CALIBRATEUR

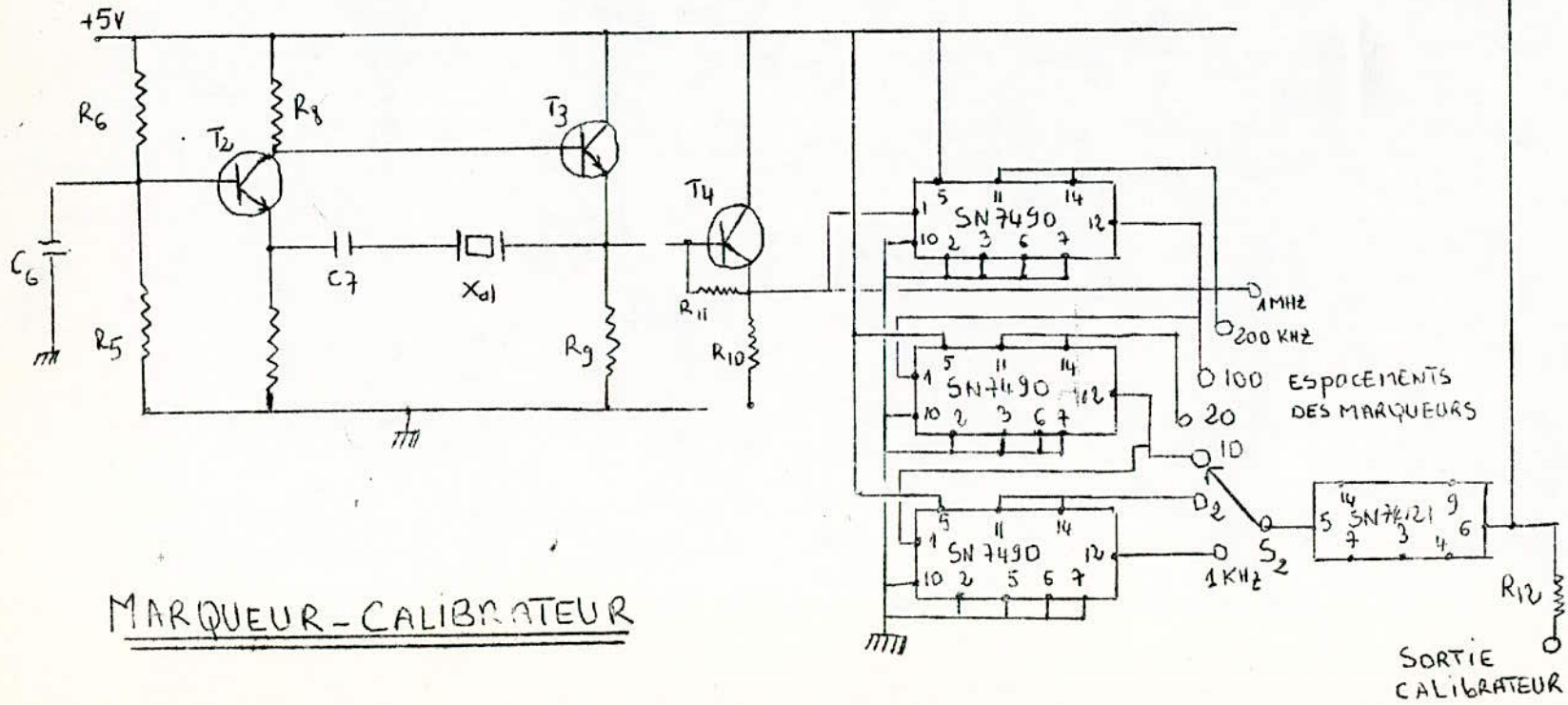
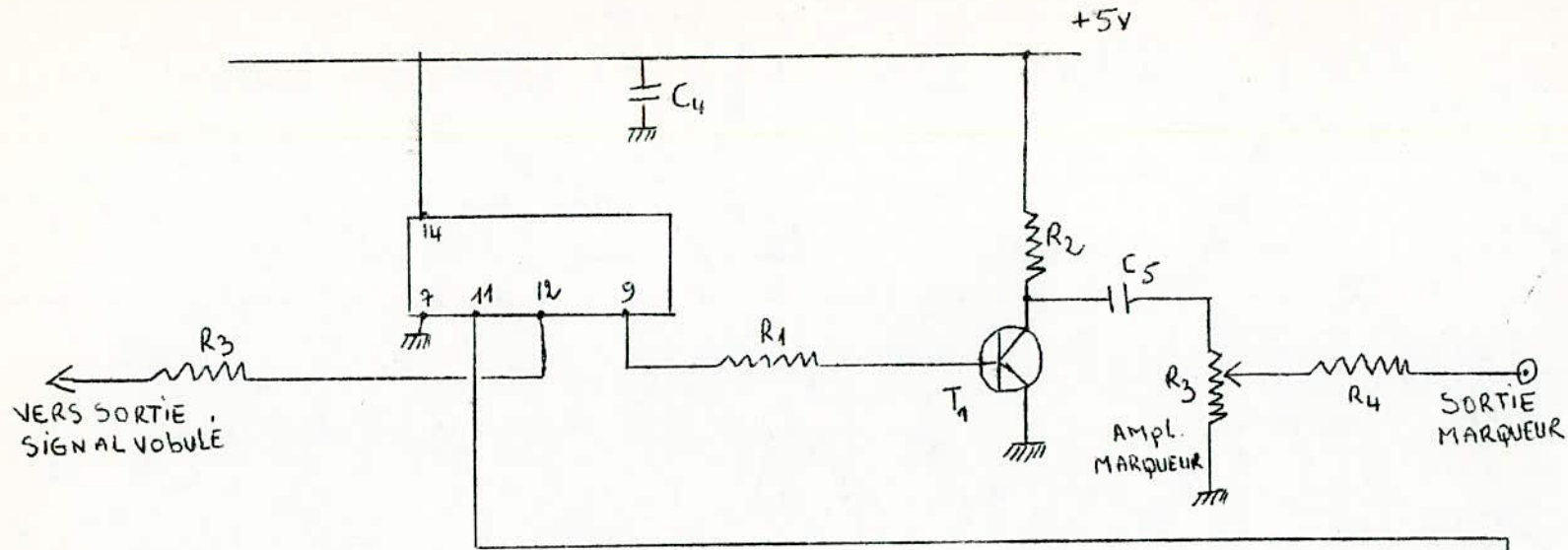
Le calibrateur marqueur de la figure () est un générateur dont la fréquence d'oscillation fondamentale est de 1 MHz permet grâce à trois diviseurs successifs, de délivrer des points de repère tous les, 1 MHz, 200 KHz, 100 KHz, 1 D KHz et tous les 1 KHz.

Le calibrateur marqueur permet en particulier de vérifier et éventuellement retoucher l'étalonnage d'un récepteur, de marquer un voltmètre et d'étalonner les hétérodynes générateur HF et VF 0

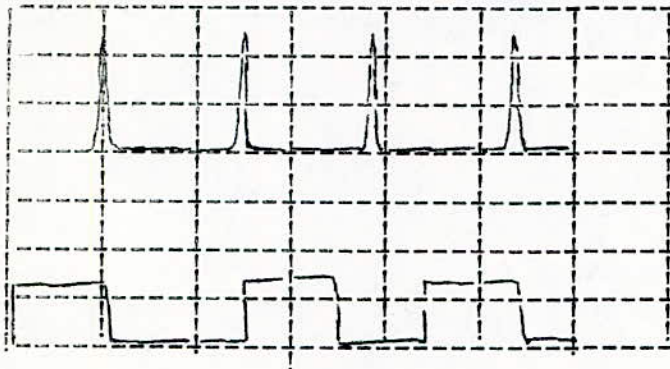
Schéma de principe: Voir figure

L'oscillateur à quartz dont la fréquence est de 1 MHz utilise deux transistors NPN 2N2222. Le quartz monté en résonance série ramène à travers C une fraction de la tension alternative sur l'émetteur de T, provoquant ainsi une réaction. Le signal de 1 MHz après être mis en forme par le transistor PNP 2N2907 (T) attaque une série de trois diviseurs par 10 du type SN7490 montés en cascade. L'ensemble délivre les fréquences de 1 MHz, 200 KHz, 100 KHz, 20 KHz, 10 KHz, 2 KHz, et 1 KHz. Il faut tenter d'obtenir à partir de ces fréquences le plus grand nombre d'harmoniques possibles. Or les diviseurs délivrent des signaux carrés dont le spectre ne comporte que des harmoniques impairs d'amplitude décroissante. Pour obtenir les harmoniques pairs et impairs il faut un signal en dents de peigne c'est à dire un signal périodique dont le rapport cyclique est faible. Ainsi on a prévu un monostable permettant de délivrer les signaux désirés. Les signaux carrés des diviseurs sont appliqués sur l'entrée positive du monostable SN74121 dont la sortie fournit des impulsions d'une largeur d'environ 30 ns très riches en harmoniques à une fréquence de récurrence (Répétition) sélectionnée par le commutateur S₂ à sept positions, soit 1 MHz, 200 KHz, 100 KHz, 20 KHz, 10 KHz, 2 KHz et 1 KHz.

L'oscillogramme suivant représente les impulsions du monostable déclenchées par les signaux carrés en provenance du collecteur de T (0,5 us/cm soit 1 MHz).



MARQUEUR-CALIBRATEUR



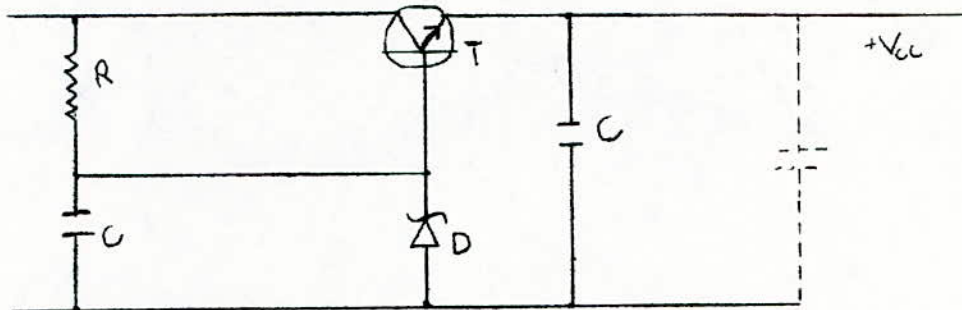
Impulsions en sortie Q du
SN74121.

Signaux sur collecteur de T
vitesse de balayage 0,5us/cm

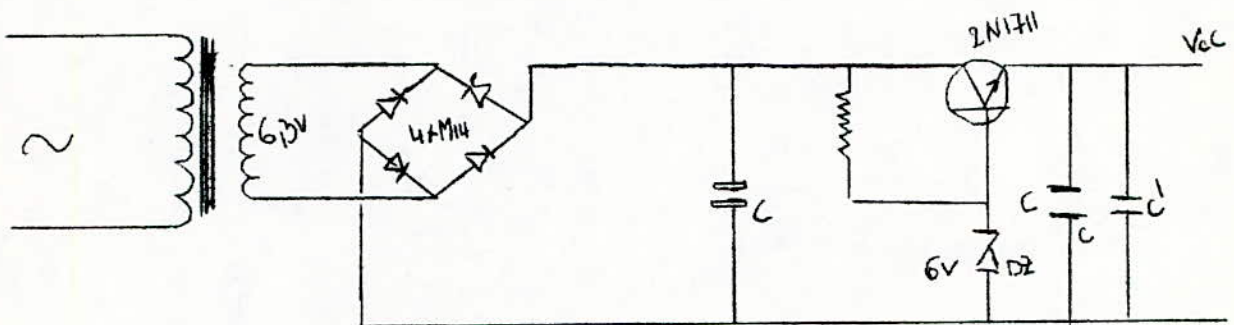
Une fraction du signal émanant du Générateur vobulé et les impulsions en provenance du SN 74121 sont mélangés dans une bascule "d" SN7474 qui fournit un creneau négatif toutes les fois qu'il y a coïncidence entre la fréquence vobulée et la fondamentale ou les harmoniques de la fréquence de récurrence des impulsions. Ce creneau, intégré grâce à la cellule passe bas constituée par R_1 et C_I attaque un transistor 2N2222 qui délivre les pips marqueurs. La bande balayée étant de plus en plus faible à mesure que l'on descend en fréquence, la largeur des marqueurs est réduite par l'augmentation de la capacité C_I (commutateurs S_1). Les fréquences résultant des battements sont appliquées à l'entrée de l'amplificateur de pips à la sortie du quel on trouve un potentiomètre P_3 permettant de régler l'amplitude de ces marques. Ce montage peut servir à calibrer un récepteur pour ce faire une sortie de calibrage a été prévue.

La présence des circuits intégrés TTL travaillant sous une tension de $5V \pm 0,5$, nécessite l'utilisation d'une alimentation à peu près stabilisée. Cette tension peut être délivrée directement par l'intermédiaire du transistor T du type 2N3441 à partir du 25V de l'alimentation générale. Dans ce cas la consommation du marqueur-Calibrateur étant assez élevée (100 mA) il faut utiliser pour T_9 un transistor de moyenne puissance monté sur un petit radiateur.

Le Schéma de principe est le suivant:



On peut utiliser une alimentation independante de l'alimentation générale le Schéma de principe est le suivant:

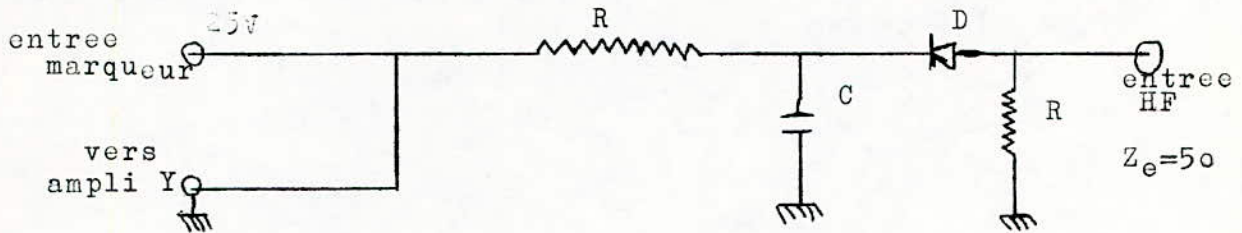


Le transformateur 220V primaire fournit 6,3 volts au secondaire pour une puissance de 25 VA environ. Après redressement en pont et filtrage le tension est stabilisée par un étage amplificateur de courant polarisé par une diode zenner de 5,5 volts. La tension réglée est à nouveau filtrée. Le condensateur de 0,1 uF sert à court-circuiter les parasites HF.

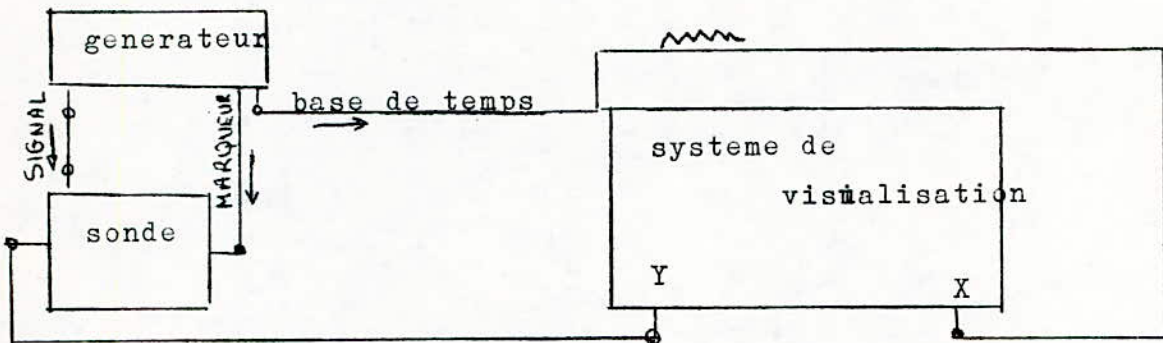
Sonde de detection

Elle presente vis à vis du circuit à mesurer une impédance de 50 ohms. La detection est assurée par une diode au germanium OA 85 et le signal redressé est éliminé par le condensateur C. Il ne subsiste donc sur l'écran du tube cathodique que la courbe enveloppe positive .

Shéma de la Sonde de detection



Raccordement des éléments de l'appareil de mesure



Le circuit à tester doit être insérer entre les points A et B.

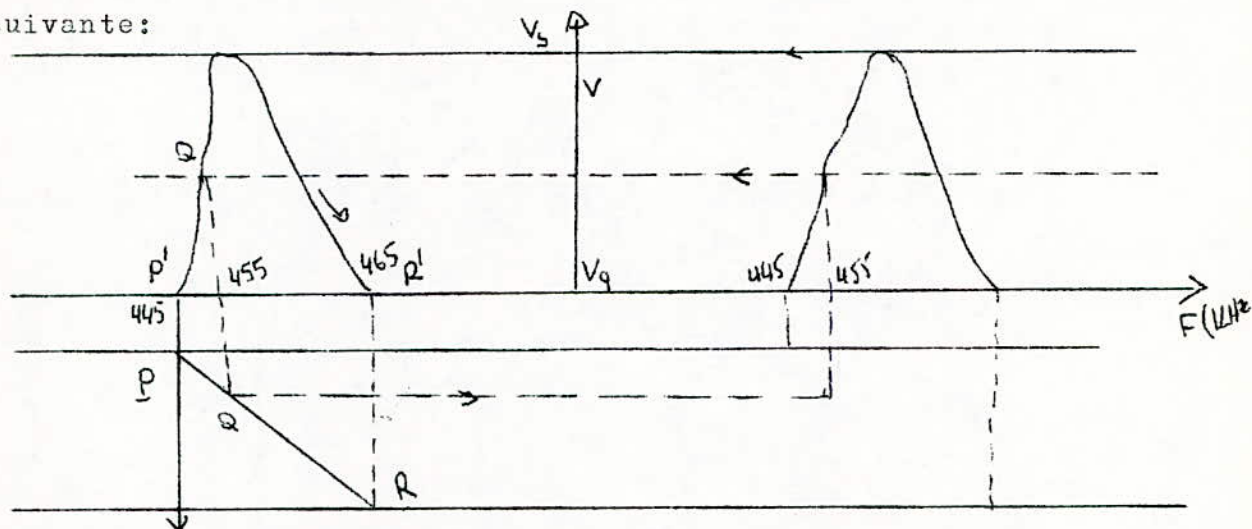
Conclusion:

Le circuit que nous avons présenté pourra rendre de nombreux services à l'amateur, tant pour la calibration de ses appareils de mesure que pour le repérage précis des fréquences en reception ou en emission.

VI - MECANISME DU TRACE DES COURBES DE REPONSE :

1) Méthode de la simple trace:

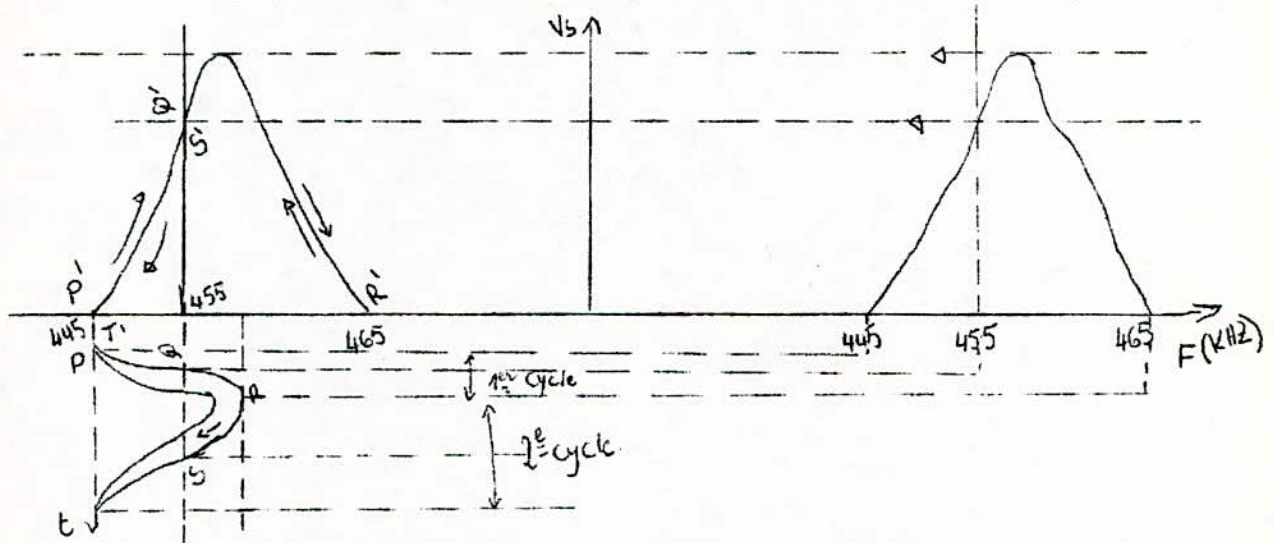
Pour bien comprendre le mécanisme du tracé, suivons le spot dans son déplacement. Supposons que le balayage et le glissement soient produits par une même tension en dents de scie et considérons la figure suivante:



Développement d'une courbe à simple trace
(balayage à dents de scie).

Notre appareil est réglé pour qu'au point milieu Q de la dent de scie qui place le spot au centre de l'axe horizontal corresponde la fréquence $F_0 = 455$ KHz de l'oscillateur. Soit V_q la tension de sortie de l'amplificateur essayé à cette fréquence, le spot apparaîtra donc sur l'écran au point Q'. Tandis que la tension en dents de scie augmente maintenant pour atteindre son sommet R, poussant le spot à sa position extrême R' à droite, la fréquence de l'oscillateur glisse de 455 à 465 KHz et le spot trace variation de tension de sortie correspondante Q'R'. Si le temps de retour est négligeable, le spot passe instantanément au point p' à l'extrême gauche de l'écran. Ce qui correspond à la fréquence 445 KHz de l'oscillateur. Une nouvelle dent de scie pQR commence aussitôt, l'oscillateur glisse de 445 à 465 KHz, et le spot trace la courbe p'Q'R'. Un oscillogramme relevé dans ces conditions est reproduit sur la figure: c'est la méthode de la simple trace.

On obtient un résultat analogue en utilisant une tension sinusoidale pour le balayage et le glissement, comme le montre la figure suivante:



En raison de la variation d'amplitude plus lente de la sinusoïde au voisinage des sommets, les côtés de la caractéristique sont un peu resserrés, ce qui peut faire paraître la selectivité de la courbe à la base de la jupe meilleur, qu'elle ne l'est réellement. La linéarité au centre est cependant bonne.

Tandis que la tension de balayage va en augmentant de p à R la tension d'oscillation varie de 455 à 465 KHz comme précédemment, et le spot trace la courbe $p'Q'R'$. Pendant l'autre alternance $R S T$, la fréquence varie de 465 à 445 KHz, et comme la fréquence et le balayage sont liés rigidement, le spot revient exactement sur ses pas et trace la courbe $R'Q'P'$. Par opposition à la méthode précédente utilisant un balayage et glissement en dents de scie, ce qui fait que chaque courbe n'est écrite qu'une fois à chaque période et de gauche à droite, le balayage et glissement sinusoidaux provoquent donc deux tracés par période, l'un de gauche à droite et l'autre de droite à gauche. Les deux courbes se superposent toutefois exactement et la méthode est toujours à simple trace. La figure suivante montre un oscillogramme obtenu par cette méthode: Il y a là une discordance évidente entre la théorie et la pratique, car on peut voir que les 2 courbes ne se superposent pas exactement.

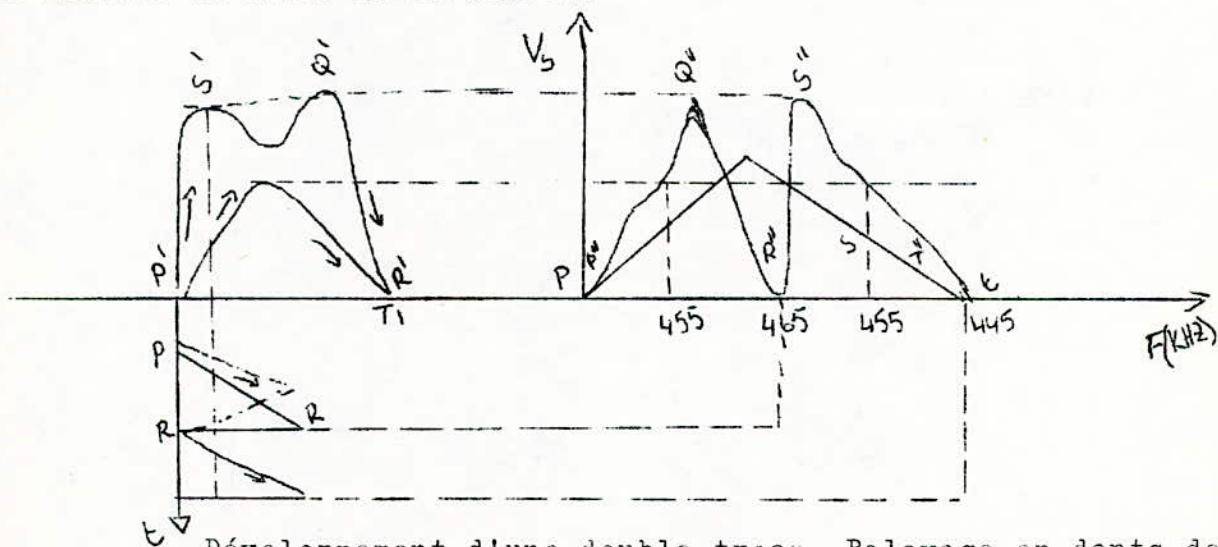
La faute en est à une certaine distorsion du réseau 50 Hz utilisé pour le balayage et le glissement.



On peut voir que les 2 courbes ne se superposent pas exactement.

2- Méthode de la double trace

- On obtient une représentation intéressante et utile de la selectivité en employant une tension de glissement de forme triangulaire (obtenue par exemple par une intégration d'une onde rectangulaire) et en réglant la base de temps sur 100 Hz. La figure ci-dessous montre le mécanisme du trace de la courbe.



Développement d'une double trace. Balayage en dents de scie tension de glissement triangulaire.

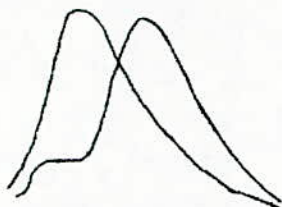
Pendant la première dent de scie PQR, la tension triangulaire de glissement augmente linéairement (pqr) et la fréquence de l'oscillateur glisse de 455 à 465 KHz. Ceci correspond à la courbe de tension de sortie, P''Q''R'' et le spot trace la courbe P'Q'R'. Pendant le second cycle de balayage R₀ST, la tension de glissement décroît toujours linéairement (rst), ce qui ramène la fréquence de 465 à 445 KHz. La tension de sortie décrit alors la courbe R''S''T'' et le spot trace la courbe P'S'T'.

L'intérêt de cette méthode réside dans la facilité de mise en évidence de dissymétries dans la courbe de sélectivité.

Pour éviter la difficulté d'arranger une superposition exacte des 2 traces, on se contente souvent d'en effacer une par l'application au wehnelt d'une tension de 50 Hz judicieusement phasée, dérivée par exemple de l'une des plaques X.

La figure suivante montre un oscillogramme propre ainsi obtenu.

S'il y a un déphasage entre les tensions de balayage et de glissement, on voit apparaître deux courbes indentiques, mais décalées, comme le montre la figure ci-dessous:



Les deux courbes sont identiques
mais décalées.

Par un circuit déphaseur adéquat, on peut toujours superposer ces 2 courbes, ou encore, on peut en effacer une bien qu'on voit apparaître deux courbes, c'est toujours la méthode à simple trace.

D'une manière générale, nous sommes toujours en présence d'une méthode de simple trace si les tensions de balayage et de glissement sont de même forme d'onde et de fréquence.

En faisant fonctionner la base de temps sur 50 Hz, on obtient l'oscillogramme représenté sur la figure suivante qui est pratiquement inutilisable: il correspond à la courbe P"Q"R"S"T".



Double trace, réglage incorrect
de la base de temps.

La méthode de la double trace permet l'alignement le plus précis des circuits accordés dont on peut figurer la courbe de sélectivité à souhait. Les oscillogrammes sont cependant plus difficiles à interpréter, et le volubateur est plus compliqué.

3) Précautions à prendre:

Il est nécessaire pour avoir une courbe de réponse significative sur l'écran, de respecter certaines conditions:

- la tension de sortie HF délivrée par le générateur vobulé doit être constante quelquesoit la fréquence de l'excursion considérée. En effet, la courbe de réponse étant la courbe du gain en tension c'est à dire le rapport de la tension de sortie à celle d'entrée du montage à étudier, pour que la tension de sortie visualisée sur l'écran représenté du point de vue forme la courbe du gain à un coefficient multiplicatif près, il est impérieux de maintenir la tension d'entrée du montage constante.

- La bande passante de l'amplificateur de déviation verticale de l'oscilloscope doit être supérieure à celle du circuit qu'on veut étudier.

- La fréquence de la tension de sortie doit être inférieure à 50 Hz.

VII) APPLICATION DES GENERATEURS VOBULES

1) Généralités:

Le générateur vobulé constitue pour le technicien un appareil fondamental; il permet le contrôle rapide et précis des étages HF, le réglage et l'alignement des circuits FI et de façon plus générale, l'examen des courbes de réponse globales ou partielles. Le technicien peut ainsi observer de façon instantannée le résultat de ses réglages au fur et à mesure qu'il les réalise. Dans la pratique du dépannage, l'emploi du générateur vobulé est encore intéressant puisqu'il permet de déceler une tendance à l'accrochage avant qu'elle se produise. Il permet également de déceler le gain anormalement faible, et d'autres défauts.

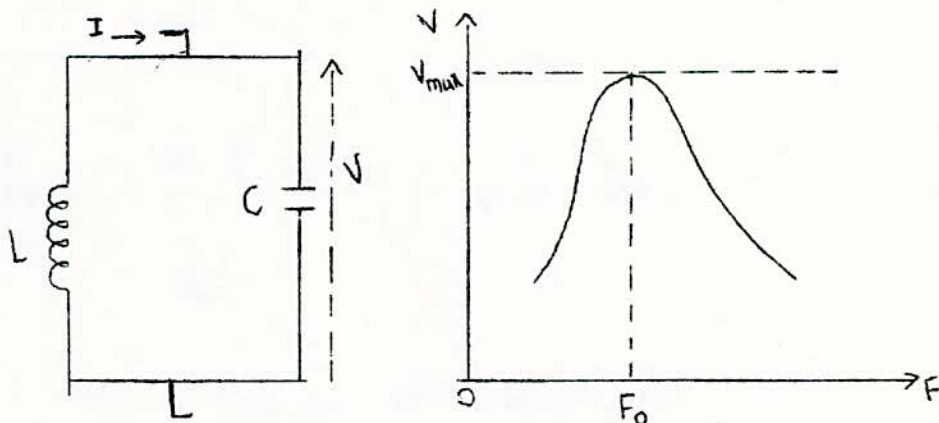
Le procédé de la modulation de fréquence par ferrite n'étant pas restreint à la gamme de fréquences de 400 à 500 KHz envisagée ici, on peut également l'utiliser pour les récepteurs à modulation de fréquence et les téléviseurs.

Comme on aura affaire à des bandes passants relativement larges, on pourra travailler avec un signal de modulation de 50 Hz. Il faudra alors évidemment apporter des modifications aux circuits oscillateurs et amplificateurs utilisés ici.

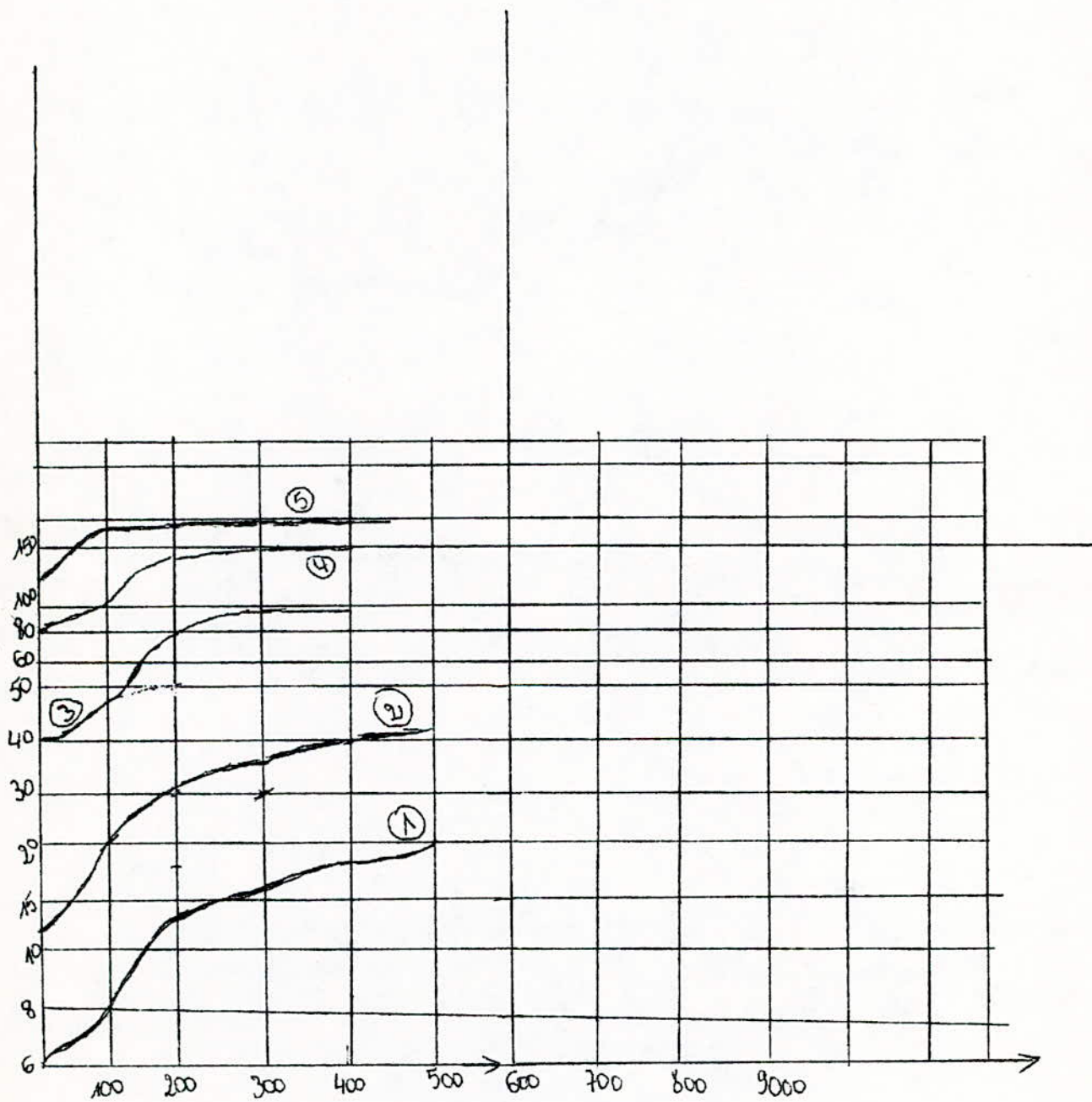
Néanmoins, nous pensons qu'il sera intéressant de connaître les possibilités des modulateurs à ferrite aux fréquences élevées. On pourra les utiliser jusqu'à des fréquences allant jusqu'à 150 MHz. Nous donnons dans la figure ci-après les courbes de modulateurs à ferrite représentant leurs caractéristiques: Les courbes 1 à 4 sont valables pour un batonnet en Ferro X Cube 4D (4mm) portant 55, 25, 11 et 7 spires respectivement. La courbe 5 est relative à un bâtonnet Ferro X Cube 4E, comportant 8 spires. Dans tous les cas, les capacités d'accord sont comprises entre 10 pF et 30 pF.

2) Les courbes de sélectivité:

Considérons un circuit accordé LC alimenté en intensité constante et à fréquence variable. Nous obtenons aux bornes de ce circuit une ddp dont la valeur efficace varie.



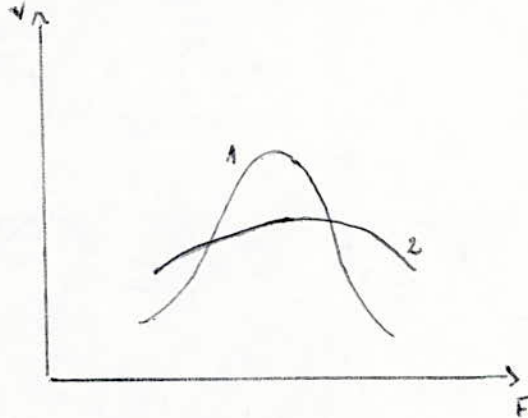
La fréquence de résonance F_0 est caractérisée par l'amplitude maximale. Les résultats relatifs à un circuit peuvent être appliqués à plusieurs circuits en cascade.



Si tous sont accordés sur la même fréquence et peu amortés, on a la courbe 1, s'il sont accordés sur des fréquences voisines ou a mortés, on a la courbe 2.

1 : Circuit selectif

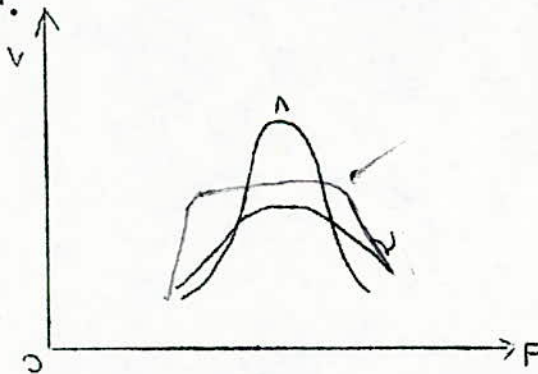
2 : Circuit amorte



a) Cas de la modulation d'amplitude:

Une onde de fréquence F est modulée en amplitude par une fréquence basse f . La théorie montre qu'on a alors 3 ondes sinusoidales de fréquence F , $F + Af$, $F - Af$. Si l'on souhaite recevoir et amplifier ce signal, il faut que les amplificateurs soient capables de transmettre F ainsi que les fréquences $F \pm Af$. La bande passante est .

$$B = 2Af.$$



Courbe de réponse idéale pour le cas de la radiodiffusion à modulation d'amplitude.

b) Cas de la modulation de fréquence:

L'onde porteuse a une amplitude constante mais sa fréquence varie au rythme du signal BF à transmettre. La bande passante est $B = 2(\Delta F + F)$. La courbe de réponse ne diffère de la précédente que la fréquence porteuse et la bande passante beaucoup plus importante.

3^e) Principe du relevé des courbes:

a) Le circuit à étudier est indépendant de la fréquence

Lorsque la fréquence délivrée par l'oscillateur augmente, la tension de balayage horizontal augmente. Le circuit étant apériodique, il délivre des signaux de fréquence F variable et d'amplitude constante, qui se traduisent sur l'écran par une bande lumineuse de largeur constante. A une valeur instantanée de la tension de balayage correspond une valeur déterminée de la fréquence F autrement dit l'axe horizontal de l'oscilloscope constitue l'axe des fréquences.

b) Le circuit à étudier est un amplificateur accordé sur la fréquence F_0

Nous obtenons sur l'écran une courbe \neq de celle du cas précédent. A une valeur déterminée de la tension de balayage correspond une valeur de la fréquence émise. Le circuit étant accordé, il va délivrer un signal dont l'amplitude sera maximale pour la fréquence d'accord. Le déplacement vertical du spot sera proportionnel à l'amplitude du signal appliqué à l'entrée y .

c) Circuit accordé suivi d'une détection:

Le signal HF à la sortie du circuit est redressé par la diode la composante HF s'écoule à travers le condensateur. Le signal appliqué aux plaques de déviation verticale n'est que l'enveloppe du signal HF. La valeur du condensateur est telle qu'il se présente comme un court-circuit à la fréquence F_0 mais constitue un circuit ouvert pour les variations lentes dues à la réponse de l'amplificateur aux diverses fréquences. Si la diode est inversée, on obtiendra la courbe enveloppe inférieure. On a donc intérêt à utiliser une sonde détectrice sur le câble de liaison à l'entrée y de l'oscilloscope. Les 3 cas sont schématisés sur la figure.

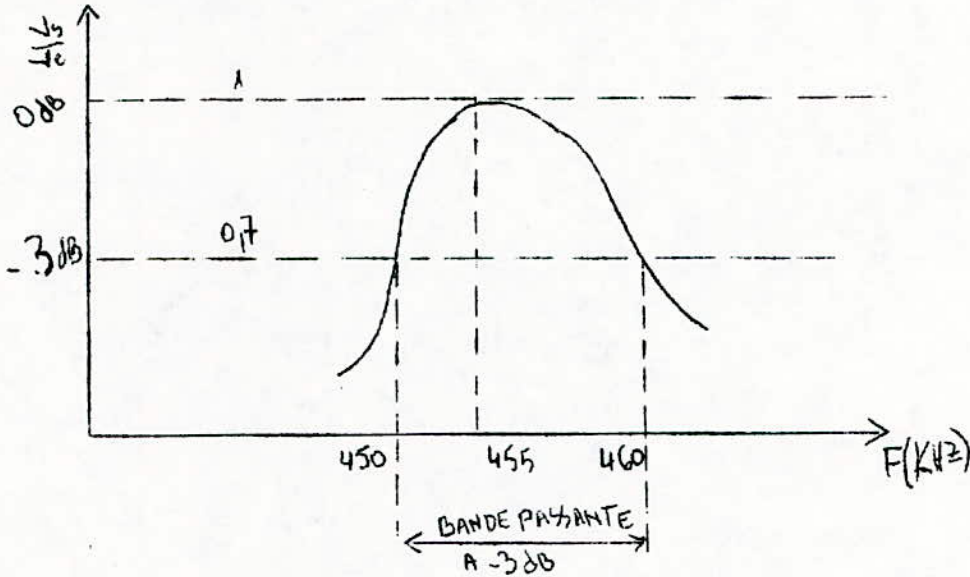
d) Remarques générales

- L'observation du signal HF nécessite un oscilloscope dont la bande passante est supérieure à la fréquence de ce signal.

- L'observation de l'enveloppe du signal HF peut s'effectuer sur tous les oscilloscopes quelles que soient leurs performances.

4) Alignement des circuits FI d'un receptrur:

Le montage est le même que le précédent. Le montage à essayer est un circuit FI relié à l'entrée y de l'oscilloscope grâce à une sonde détectrice. L'alignement se fait en deux temps:



- Le générateur est réglé pour produire une onde de fréquence égale à la fréquence intermédiaire (FI) du circuit à étudier, l'excursion de fréquence IAF étant nulle, on ajuste, pour obtenir une courbe d'amplitude maximum sur l'oscilloscope, les noyaux.

- Une fois l'alignement global réalisé, on commute l'oscilloscope sur l'entrée horizontale extérieure et on augmente l'excursion de fréquence du générateur jusqu'à l'apparition de la courbe de réponse.

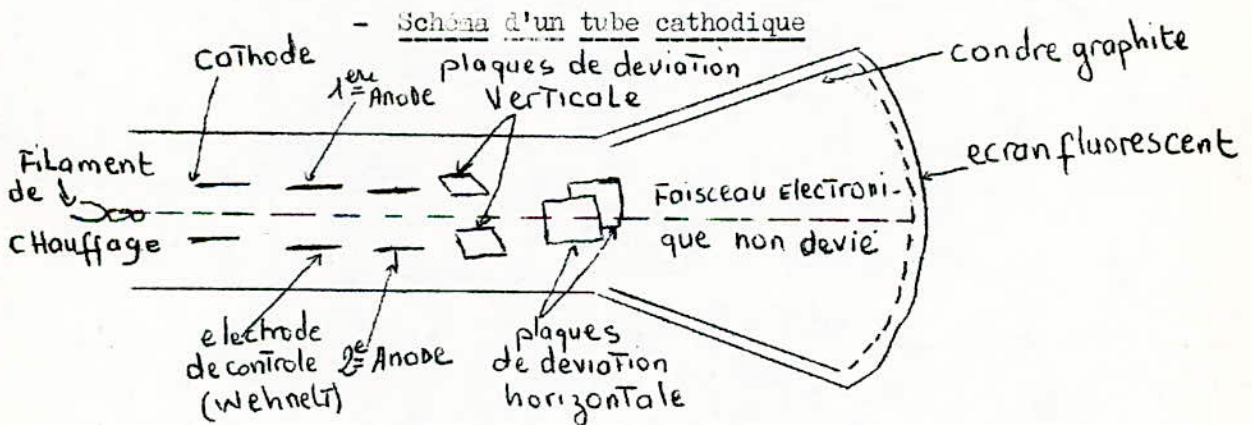
VIII - ANNEXE : SYSTEME DEVISUALISATION

L'oscilloscope est l'instrument de travail indispensable et irremplaçable, le seul qui permet de visualiser les signaux électrique de toute nature. En effet l'oscilloscope constitue l'instrument fondamental de recherche et de contrôle pour l'électronicien. Associé avec des générateurs de fonctions diverses, on le trouve dans tous les bancs d'essai de l'électronique.

Dans notre étude la visualisation est faite directement sur le tube à rayons cathodiques, par l'intermédiaire de deux amplificateurs de déviations.

1 - tube cathodique.

L'élément de base de l'oscilloscope, la pierre angulaire sur laquelle tout l'édifice de mesure s'élabore est sans conteste le tube cathodique.

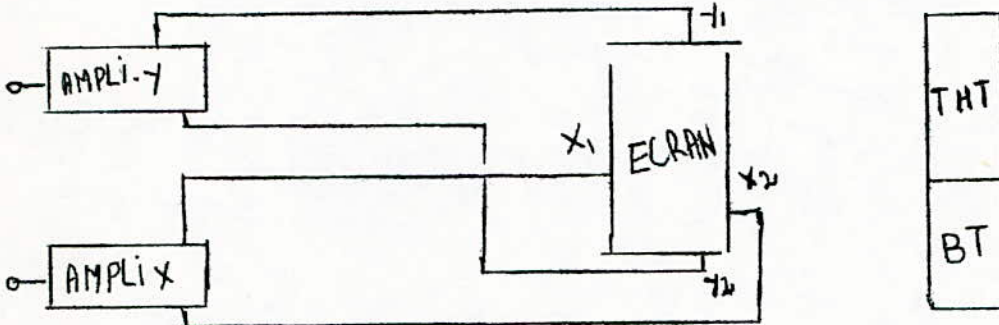


Un tube cathodique comprend trois parties essentielles

- le canon électronique.
- le système de déviation
- Un écran fluorescent composé d'une couche d'un produit, qui sous l'impact de électrons émet de la lumière.

FONCTIONNEMENT DU TUBE CATHODIQUE

Le bloc diagramme simplifié du système de visualisation est:



on trouve :

- Un amplificateur de deviation vertical (ampli y).
- Un amplificateur de deviation horizontal (ampli X).
- Un bloc d'alimentation très haute tension (T H T) et basse tension (BT), indispensable pour fonctionnement correct des étages precedents et du tube cathodique.

a) amplificateur y : son but est d'amplifier les signaux qui lui sont appliqués pour avoir une attaque correcte des plaques de deviation, dont la sensibilité (si elles étaient attaquées directement) est en général insuffisante.

Les perfectionnements recent des amplificateurs de deviation verticale portent sur les points suivants:

- bande passante plus importante (jusqu'à 400 MHZ)
- aptitude des amplificateurs à transmettre les transitoires
- augmentation de la vitesse d'inscription
- etalonnage en gammes
- augmentation de la sensibilité de l'ampli vertical.

b) Amplificateur X

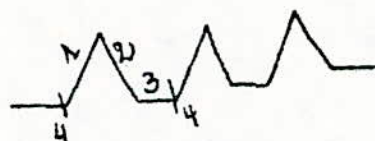
Le même problème se pose pour l'amplificateur de sortie horizontal que l'ampli de sortie vertical. En effet l'amplificateur de sortie horizontal est destiné à attaquer les plaques de deviation horizontal du tube cathodique et il est essentiellement fonction des caractéristiques de ce dernier.

La caractérisation de l'étage de sortie horizontal dépend principalement de la sensibilité du tube cathodique. En ce qui concerne la déviation horizontale, on peut se contenter d'une bande passante moins large que celle requise pour la déviation verticale. Un amplificateur possédant une bande passante allant du continu jusqu'à 2 MHz environ convient parfaitement pourvu que sa linéarité soit correcte.

c) Commande et Allumage du Tube Cathodique:

L'allumage du spot doit se produire instantanément dès le tout début du balayage; s'il y avait un retard quelconque, le début du signal à observer ne serait pas visible. Ce phénomène serait des plus gênants, particulièrement lorsqu'on a besoin de travailler avec des vitesses de balayages élevées. De même, quand l'aller du balayage est terminé le spot est ramené à son point de départ à très grande vitesse. Il est donc impératif que, pendant le temps de retour, celui-ci soit éteint, sous peine de voir apparaître sur l'écran une image parasite. Il en découle que le flanc arrière de l'impulsion doit, lui aussi, présenter un temps de descente très rapide. L'amplitude de cette impulsion demande à être continuellement ajustable entre 0 et 50 volts, valeur amplement suffisante pour assurer à l'image une bonne brillance, même pour des vitesses de balayage élevées.

- Signaux de balayage



- 1 - balayage
- 2 - Retour balayage
- 3 - Attente
- 4 - départ balayage

c) Alimentation du Tube

Il est préférable que toutes les alimentations basses tensions appliquées aux différents sous-ensembles du Tube cathodique soient réglées (stabilisées).

Une très haute tension est rendue nécessaire pour accélérer fortement le faisceau.

On place une chaîne de résistances en série pour doser les potentiels à répartir sur les différentes électrodes du tube. Généralement l'alimentation s'effectue à partir du 1000 V appliqués sur la cathode du tube de telle façon que les plaques de déflexion et l'anode du tube restent à un potentiel faible par rapport à la masse. Cette précaution n'est pas choisie pour des raisons de sécurité mais afin de coupler directement les plaques aux sorties des amplificateurs d'attaque symétrique.

Exemple d'étage de sortie destiné à un tube cathodique dont la sensibilité horizontale est de l'ordre de 13V/cm.

TUBE D 10 - 170 de RTC (voir Schéma)

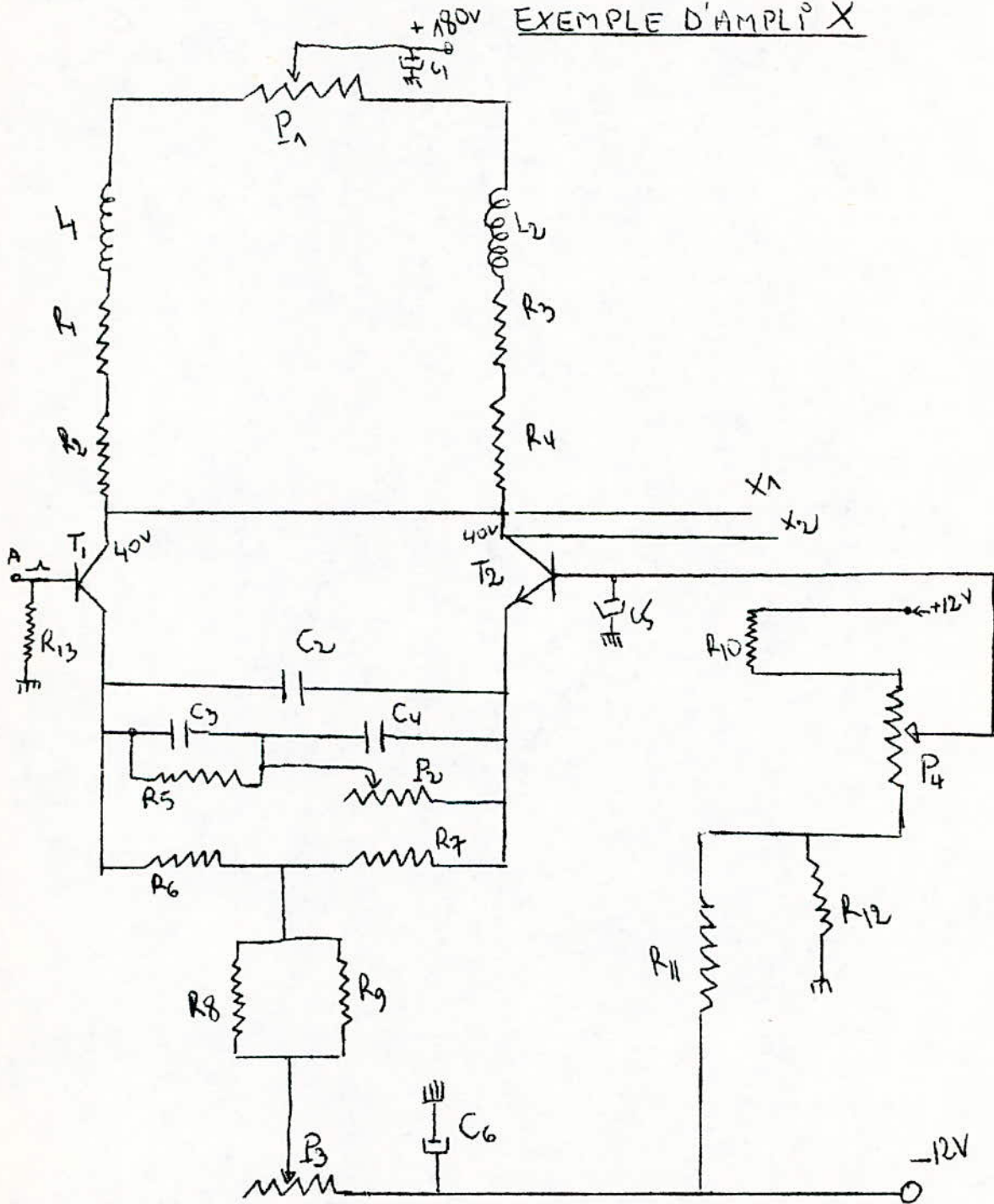
Cet étage de sortie peut fournir un signal différentiel maximum de $\pm 70V$. Sa bande passante est de l'ordre de 2MHz avec des capacités parasites de l'ordre de 30 AF entre chaque sortie et la masse.

L'étage de sortie horizontal est composé de deux transistors T_1 et T_2 montés en amplificateur différentiels. La base de T_1 est attaquée par le signal en dents de scie provenant de la base de temps et entrant en A.

La base de T_2 reçoit une tension continue, variable autour de zéro volt l'aide du potentiomètre P_6 qui commande aussi le cadrage horizontal.

Les circuits collecteurs comprennent les résistances R_1, R_2, R_3, R_4 , aussi que les inductances de correction L_1 et L_2 . Le potentiomètre sert à parfaire la symétrie des signaux obtenus sur les collecteurs de T_1 et T_2 . La résistance commune aux émetteurs est composée de R_8, R_9 , en série avec le potentiomètre P_3 . Celui-ci permet d'ajuster le courant circulant dans chaque transistor, et par la même le potentiel de repos des collecteurs de T_1 et de T_2 (+ 40v).

EXEMPLE D'AMPLI° X



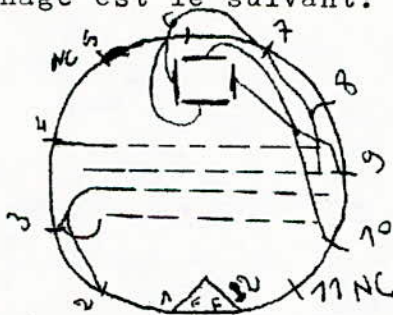
Les résistances R_6, R_7 en série dans chaque émetteur diminuent le gain de l'étage. Celui-ci est rendu variable en diminuant plus ou moins l'action de ces 2 résistances au moyen de R_5 et P_2 qui permet de faire varier le gain de 6dB.

Les condensateurs C_2, C_3, C_4 améliorent la bande passante vers les fréquences élevées

e) Choix du tube à rayons cathodiques

Pour la visualisation, il est préférable de prendre un Tube dont la trace est Verte-jaune, afin de faire coïncider la luminosité avec le maximum de sensibilité de l'œil humain. Parmi les solutions les plus rencontrées signalons celle de la figure (Extrait d'un oscilloscope Hameg) où l'on utilise un tube du type 3RP1A.

Le Schéma de brochage est le suivant:



- Caractéristiques du tube 3RP1A.

DIMENSIONS		CHAUFFAGE		Utilisation		Sensibilité			
D	L	Tension	Courant	V_{A3} (v)	V_{A2} (v)	V_{G1}	V_{G2}	D_1, D_2 mm/v	D_3, D_4
76mm	238mm	0,6 V	0,6A	2000 v	620	-135	2000	0,128	0,181
				1000 v	310	-67,5	1000	0,25	0,36

- Alimentation du tube et amplificateur de sortie vertical

Voir figure

Partant d'une très haute tension rendue nécessaire pour accélérer fortement le faisceau, une chaîne de résistances placées en série divise les potentiels à répartir sur les différents électrodes du tube. L'alimentation s'effectue à partir de - 100V, appliqués sur la cathode de telle sorte que les plaques de déflexion et l'anode du tube, restent à un potentiel faible par rapport à la masse. Cette précaution n'est pas seulement choisie pour des raisons de sécurité, mais afin de coupler directement les plaques aux sorties des amplificateurs d'attaque symétrique. Pour éviter la distorsion trapézoïdale de l'image obtenue sur l'écran, ainsi que les distorsions de non linéarité des amplificateurs, la disposition Push-Pull est toujours conseillée.

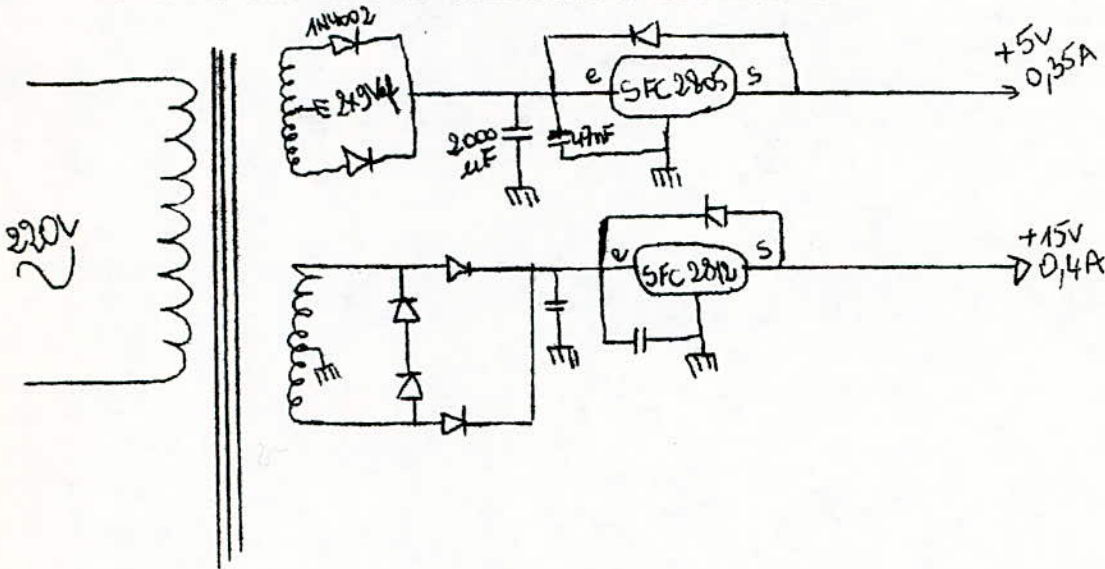
Le cadrage du dispositif qui centre le spot sur l'écran en absence de déviation, se réalise dans l'étage amplificateur, au moyen d'un potentiomètre qui modifie les conditions de repos des transistors. L'étage de sortie de l'amplificateur vertical est composé de deux étages dont les transistors de sortie sont couplés par les émetteurs. En fonction de la position du curseur du potentiomètre P_1 les potentiels des collecteurs augmentent ou diminuent symétriquement. Le même dispositif, sous une forme plus ou moins voisine, est appliquée également aux plaques horizontales.

Le potentiomètre P_2 sert à réaliser la concentration et participe à la chaîne de résistances. Pour améliorer au mieux la finesse du spot en tous les points de l'écran, c'est à dire en réduisant le phénomène d'astigmatisme inévitable, par suite d'une cathode insuffisamment ponctuelle, on ajuste le potentiel des anodes d'accélération G_2 et G_4 ; puisque la cathode est ramenée un peu avant le point de raccordement du Wehnelt, sur la chaîne de résistances.

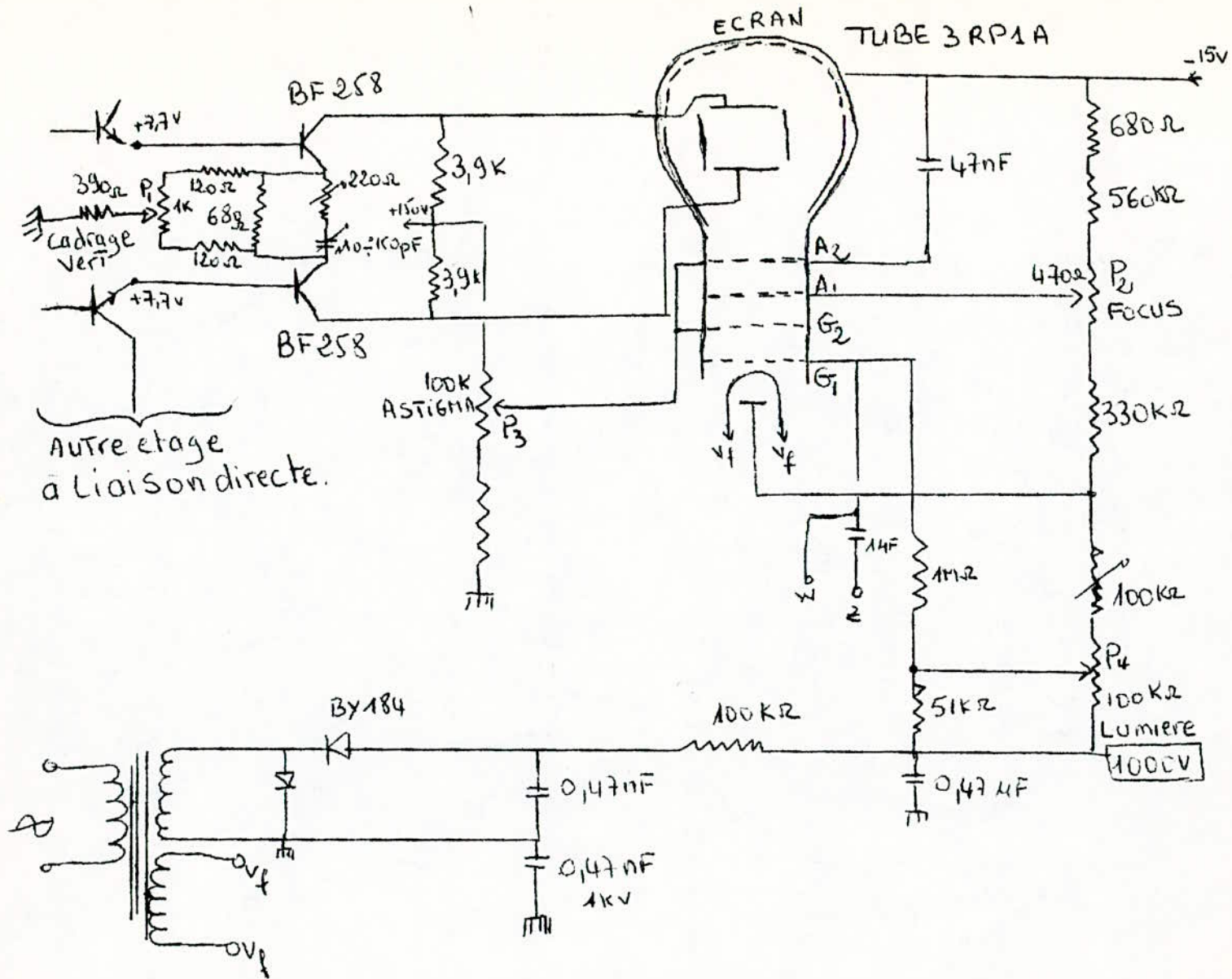
Le dosage de lumière est assuré par le potentiomètre P_4 . Une modulation alternative du faisceau peut s'effectuer par l'intermédiaire de la cellule de liaison R_c .

Pour le dispositif de redressement on utilise un montage capable de fournir une tension élevée.

- Alimentation basses tensions stabilisées



Afin de réduire au maximum le champ de fuite du transformateur qui risque de perturber le fonctionnement du Tube cathodique, on a intérêt à choisir un transformateur d'alimentation travaillant avec une induction relativement faible ($10.000 G_{max}$)/



TUBE ET AMPLIFICATEUR DE SORTIE VERTICAL

-IX)-CONCLUSION

Les generateurs vobules ont connu un developpement spectaculaire du fait de leur conception intrinseque, des progres de la technologie et de la demande grandissante due à leur polyvalence, Au meme titre que l'alimentation stabilisee, le voltmetre et l'oscilloscope, le generateur vobule fait partie de l'equipement de base aujourd'hui indispensable, que ce soit dans les laboratoires d'etudes, les ateliers de depanage ou les chaines de production.

L'utilisation des systemes vobules constitue une methode d'investigation moderne et rapide des dipoles et quadri-poles. Il est toutefois necessaire de considerer la reponse au transitoire des objets mesures.

Pour mesurer, modeler ou modifier la courbe de reponse des circuits selectifs, il importe de posseder un vobulateur qui puisse couvrir toute la bande utile.

Parmi les possibilites de l'appareil, nous citerons:

-Le releve de courbe de selectivite des etages FI et de tous les circuits selectifs, actifs ou passifs travaillant dans la gamme couverte par l'appareil.

-L'alignement des circuits FI et la mise au point des circuits accordes dans une plage de frequence.

Le tracé de courbe est effectué soit en simple trace avec niveau de reference zero permettant de realiser des mesures comparatives, soit en double trace.

La mesure en vobulation permet la representation complete d'une courbe de reponse en un temps tres court. En outre un marqueur à frequence de repetition calibre permet un calage aisé et un reperege des frequences interessantes.

== TABLEAU DES VALEURS DES COMPOSANTS ==

Générateur bobiné							
COMPOSANTS	DESIGNATIONS	VALEURS	puissance et précision	COMPOSANTS	DESIGNATIONS	VALEURS	puissance et précision
Resistance	R ₁	22K Ω	1/4W 5%	Capacité	C ₆	470 PF	/
" "	R ₂	10K Ω	" " "	" "	C ₇	490 PF	/
" "	R ₃	47 Ω	" "	" "	C ₈	470 PF	/
" "	R ₄	390 Ω	" "	" "	C ₉	47 PF	/
" "	R ₅	47 Ω	" "	" "	C ₁₀	22 nF	/
" "	R ₆	2,2K Ω	" "	Transistor	T ₀	TYPES	/
" "	R ₇	27K Ω	" "	" "	T ₁	BSW 22A	/
" "	R ₈	4,7K Ω	" "	" "	T ₂	UJT 2N2646	/
" "	R ₉	100 Ω	" "	" "	T ₃	FE17 MPF102	/
" "	R ₁₀	150K Ω	" "	" "	T ₄	2N2923	/
" "	R ₁₁	6,8M Ω	" "	" "	T ₅	2N2923	/
" "	R ₁₂	6,8K Ω	" "	" "	T ₆	2N2923	/
" "	R ₁₃	680K Ω	" "	" "	T ₇	2N2923	/
" "	R ₁₄	100K Ω	" "	////////////////////	MARQUEUR	////////////////////	////////////////////
" "	R ₁₅	10M Ω	" "	RESISTANCE	R ₁	4,7K Ω	1/2W 5%
" "	R ₁₆	1M Ω	" "	" "	R ₂	10K Ω	" "
" "	R ₁₇	2,2K Ω	" "	" "	R ₃	47K Ω	" "
" "	R ₁₈	470K Ω	" "	" "	R ₄	1M Ω	" "
" "	R ₁₉			" "	R ₅	10K Ω	" "
POTENTIOMETRE	P ₁	47K Ω	Lineaire AJUSTABLE	" "	R ₆	33K Ω	" "
" "	P ₂	50K Ω	"	" "	R ₇	470 Ω	" "
" "	P ₃	1K Ω	"	" "	R ₈	1,2K Ω	" "
Capacité	C	12 μ F	/	" "	R ₉	150 Ω	" "
" "	C ₂	4,7 μ F	/	" "	R ₁₀	100 Ω	" "
" "	C ₃	22 nF	/	" "	R ₁₁	560K Ω	" "
" "	C ₄	10 nF	/	" "	R ₁₂	100 Ω	" "
" "	C ₅	40 nF	/	POTENTIOMETRE	P	1K Ω	lineaire

COMPOSANT	Designation	Valeurs	Composant	Designation	Valeurs
CAPACITE	C ₁	10nF	//////	DIVERS	//////
" "	C ₂	0,1μF	Commutateur	S ₂	7 positions
" "	C ₃	10μF	//////	A prévoir //	//////
" "	C ₄	0,1μF			
" "	C ₅	1μF	Cable	coaxial	avec sonde
" "	C ₆	1μF	prise	coaxial	
" "	C ₇	470pF	bouton	de commande	
QUARTZ	XAL	F ₀ = 1MHz	Fusible	et porte	Fusible
//////	Semi-CONDUCTEURS		Copfi et		
TRANSISTOR	T ₁	2N2222	Clips	V173	
"	T ₂	2N2222			
"	T ₃	2N2222			
"	T ₄	2N2907			
DIODE	DZ	6V			
//////	CIRCUITS INTÉGRÉS	//////			
DIVISEUR/10	1	SN7490			
"	2	SN7490			
"	3	SN7490			
MONOSTABLE	—	SN74121			
bascule "d"	—	SN7474			

..... BIBLIOGRAPHIE

- (1)- J. MARCUS :La modulation de frequence.
- (2)-P, BESSON :Lamodulation de frequence.
- (3)- A. HAAS :L'scilloscope au travail .
- (4)- R. RIGAL & S.LACHARNAY/: Cours de radioelectricite
generale.
- (5)- E. FROMY :Mecures en radiotechnique.
- (6)- I. ALEXIU I. BOCONCIOS
R. ANDREESCU AL. POPESCU

Appareils de mesure

- (7)- R . Ch. HOUZE :Les regulateurs ferro-magnetiques

... **REVUES** ...

- (1)- TOUTE L'ELECTRONIQUE Nos 412- 438-
- (2)- REVUE GENERALE D'ELECTRONIQUE-
- (3)-H.P ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE - N^{os} 1483& 1277 .
- (4)- ELECTRONIQUE PRATIQUE N^o 19 -
- (5)- RADIO PLAN N^o 346
- (6)- HAUT PARLEUR N^{os} 1627 & 1633 .

:::::::::: ***** ::::::::::::::
