

UNIVERSITE

D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

FILIERE ELECTRONIQUE

24/77

1 ex

T₁, T₂: 2N2923

D₁, D₂: 0A85



PROJET DE FIN D'ETUDES

Le Générateur VOBULÉ

proposé par :
M. ANGUELOV

Étudié par :

TEKKOUK Omar

Abdelaziz dit SALIM Ziari

70 p.

Année : 1976-77

Université d'Algérie
École Nationale Polytechnique
Filière d'Ingénieur en Electronique

LE GENERATEUR VOBULE

Promotion: 1972-1977

À mon père, pour ses sacrifices
et ses qualités morales, avec
toute ma gratitude.

B. G.

À mes parents.

Z. H.

Nous remercions M. A. ADANE : chef du département
Électricité et notre professeur pour son sérieux et sa
bonne volonté.

B. G. et Z. H.

PLAN D'ETUDE

- I. INTRODUCTION
- II. CONCEPTION GENERALE
- III. LA VOBULATION .
- IV. LE MARQUAGE
- V. RAPPELS SUR LA MODULATION DE FREQUENCE
PRODUCTION D'OSCILLATIONS M.F
- VI. PROCEDES DE VOBULATION .
- VII. LES DIODES A CAPACITE VARIABLE EN
RADIOFREQUENCE (VARICAPS)
- VIII. LES OSCILLATEURS A QUARTZ
- IX. LE GENERATEUR VOBULE A DIODE VARICAP
- X. MECANISME DU TRACE DES COURBES DE
REPOSE
- XI. UTILISATION DES GENERATEURS VOBULES .
- XII. CONCLUSION

I. INTRODUCTION.

L'un des problèmes qui se posent aux radioélectriciens est celui de la détermination d'une certaine grandeur en fonction de la fréquence.

C'est le cas par exemple pour l'étude de tous les récepteurs et de tous les amplificateurs où l'on cherche à déterminer, la courbe du gain et la courbe du déphasage en fonction de la fréquence des oscillations appliquées aussi bien à l'intérieur de la bande passante qu'à l'extérieur.

Cette détermination peut évidemment se faire points par points. Par exemple: pour relever la courbe du gain en tension d'un montage, on attaque, ce dernier par un générateur —BF ou HF selon le cas— La tension d'entrée étant maintenue constante on en fera varier successivement la fréquence, et on lira à chaque fois la valeur de la tension de sortie correspondante, à l'aide d'un voltmètre.

Le rapport de la tension de sortie à celle d'entrée étant le gain en tension du montage étudié. La courbe de réponse s'obtiendra en portant en ordonnées les gains relatifs aux fréquences portées en abscisse. Si on a plusieurs montages à étudier, ce procédé est long et fastidieux.

Ceci a amené les radioélectriciens à concevoir un dispositif qui permettrait le tracé automatique des courbes de réponse c'est à dire que ce dispositif permettrait grâce à un oscilloscope de visualiser les courbes de gain en fonction de la fréquence.

Il s'agit en fait de délivrer une tension H.F. modulée en fréquence, au montage à essayer, grâce à un générateur vobulé.

Ce même générateur assurant dans la plupart des cas le balayage horizontal d'un oscilloscope dont l'amplificateur de déviation verticale est attaqué par la tension de sortie du montage à étudier.

On associe généralement au générateur vobulé un marqueur qui délieure sur la courbe de réponse des impulsions étroites "PIPS" de fréquences connues servant de points de repère en quelque sorte.

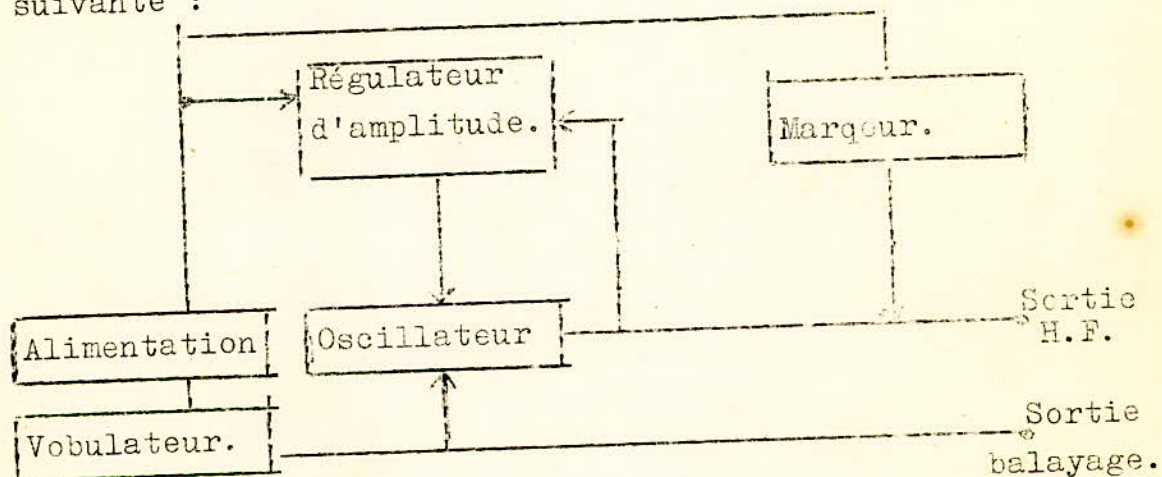
Avant d'aborder l'étude détaillée du générateur vobulé, il est avéré nécessaire de donner quelques définitions et quelques rappels utiles à la compréhension du présent exposé.

II. CONCEPTION GENERALE.

Notons tout d'abord que wobulé en français s'écrit en vobulé en français.

On donne parfois le nom de vobulateur à cet appareil, on préfère réserver ce terme au dispositif qui permet de produire la modulation de fréquence, ceci par analogie avec dans le cas de la modulation d'amplitude. Le vobuloscope est un appareil regroupant dans un ensemble le générateur modulé en fréquence et le tube cathodique de visualisation des courbes.

La conception générale d'un générateur vobulé est la suivante :



On distingue trois parties essentielles :

1- LE GENERATEUR: il délivre un signal H.F. DE fréquence F_0 correspondant au circuit à étudier.

2- LE VOBULATEUR: il permet de faire varier de façon périodique F_0 d'une valeur $\pm \Delta F$ et assure dans la plupart des cas le balayage horizontal de l'oscilloscope.

3- LE MARQUEUR: il facilite l'interprétation des courbes obtenues sur l'écran et fait également fonction de calibrateur.

III. LA VOBULATION.

1- Principe: Le générateur délivre une tension H.F. porteuse, de fréquence F_0 , et grâce au vobulateur qui délivre une tension de vobulation de fréquence 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 = $(F_2 - F_1) / 2 = \Delta F$). Le vobulateur attaquant les plaques de déviation horizontale de l'oscilloscope assure le balayage- L'entrée du montage à étudier étant attaquée par la tension H.F. vobulée, la sortie attaquant les plaques de déviation verticale, on visualise sur l'écran de l'oscilloscope la courbe de réponse du montage essayé.

2- Fréquence de vobulation F' : Cette fréquence, compte tenu de la persistance d'écran, et de la persistance rétinienne doit être comprise en 10Hz et 50Hz, on utilise:

- La tension délivrée par le vobulateur dans le cas d'une vobulation interne.
- Le 50Hz fourni par le secteur dans le cas d'une vobulation externe.

3- Fréquence centrale F_0 :

- Fréquence fixe: Dans ce cas un seul oscillateur accordé sur cette fréquence suffit. Par exemple 455 KHz pour la mesure de sélectivité d'un transformateur F.I. en modulation d'amplitude.

- Fréquence réglable: Dans ce cas on emploie un deuxième oscillateur dont la fréquence réglable F_v est mélangée à la fréquence fixe ($F_0 \pm \Delta F$).

On obtient des battements somme ou différence sur lesquels on retrouve l'excursion:

$$F_0 + F_v \pm \Delta F \quad \text{ou} \quad F_0 - F_v \pm \Delta F$$

On utilise un mélangeur à résistance ou mieux à tube du type multiplicatif ou additif. Le mélange est suivi d'une détection.

4- Excursion $\Delta f + \Delta F$: Elle est obtenue en modulant en fréquence l'un des éléments du circuit oscillant de l'oscillateur accordé sur F_0 (générateur) par l'un des procédés de modulation de fréquence qu'on verra par la suite.

5- Commande de phase: Bien que l'on synchronise le balayage horizontal et la modulation de fréquence il peut y avoir une différence de phase entre les deux, d'où la nécessité d'un système correcteur sur la tension de balayage.

Selon le principe de fonctionnement nous avons classé les générateurs vobulés en deux groupes:

- Ceux qui travaillent à fréquence centrale fixe.
- Ceux qui travaillent à fréquence variable.

Nous verrons plus loin le fonctionnement détaillé de ces deux types de générateurs vobulés.

Selon leur domaine d'application nous les avons classés en trois types:

- Ceux du type B.F utilisés en radiodiffusion.
- Ceux du type F.I et H.F utilisés en télévision.
- Ceux du type hyperfréquence.

Ce classement n'a rien d'absolu; les générateurs vobulés actuels sont très performants et peuvent facilement inclure dans un même ensemble les deux premiers types, qui seront l'objet de notre étude.

IV. LE MARQUAGE.

Le marqueur permet de repérer une fréquence exacte sur la courbe examinées.

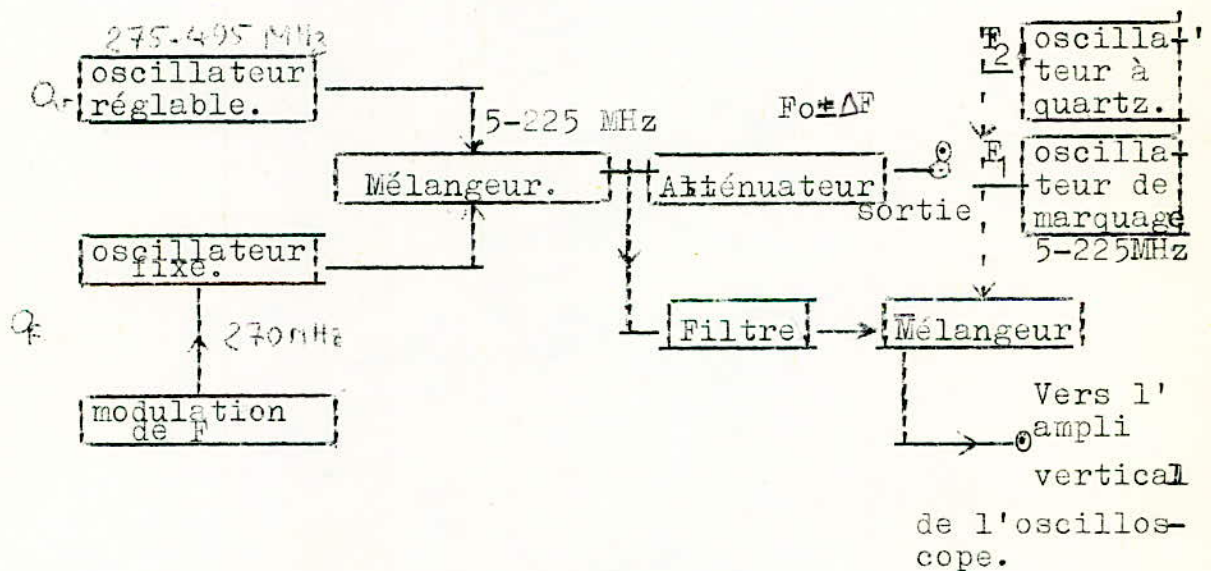
Le marqueur peut être soit un oscillateur incorporé au générateur vobulé, soit constitué par une hétérodyne extérieure.

Lorsque la fréquence d'excursion passe sur la fréquence du marqueur il se produit sur la courbe examinée une petite ondulation (pip) due à un phénomène de battement à cette fréquence.

Pour se rendre compte de l'étendue de la bande passante il faut:

- Soit déplacer le pip le long de cette courbe en modifiant la fréquence du marqueur.
- Soit disposer d'un deuxième oscillateur (généralement à quartz) qui donnera des pips espacés régulièrement, par exemple: 1,2,5, 10 MHz suivant la fréquence du quartz, dûs aux fréquences de battements avec le premier oscillateur ($F_1 \pm nF_2$)

La figure ci dessous montre sous forme de schéma synoptique les différents étages constituant un générateur vobulé de qualité équipé d'un marqueur.



V. RAPPELS SUR LA MODULATION DE FREQUENCE.

La modulation de fréquence consiste à agir sur des oscillations pour la faire varier dans certaines limites, au rythme des signaux à émettre tout en maintenant l'amplitude constante.

Dans notre étude on se borne à utiliser des tensions ou des courants dont la fréquence instantanée varie assez lentement, soit sinusoidalement, soit en dents de scie. La variation doit être assez lente pour que le spectre de la tension ou du courant modulé en fréquence, soit pratiquement continu. Toutefois comme en général on utilise des oscilloscopes sur l'écran desquels on fait apparaître la courbe donnant la grandeur étudiée en fonction de la fréquence, il est nécessaire pour que la persistance des impressions lumineuses puisse entrer en jeu, que la fréquence de variation ne soit pas trop basse, et on choisit en général une période comprise entre $1/10$ et $1/40$ de seconde.

1- Définition de la fréquence instantanée:

On dit qu'une fonction $i=f(t)$ est périodique s'il existe un nombre T réel tel que l'on ait : $f(t+T)=f(t)$ quel que soit t .

T étant la période ; $F=\frac{1}{T}$ est la fréquence de la fonction.

Considérons la fonction:

$i=a \sin(\omega t + \varphi_0)$ qui est périodique de période $T=\frac{2\pi}{\omega}$

$\omega t + \varphi_0 = \varphi$ est à chaque instant la phase de la fonction. Elle croît avec t proportionnellement à ω .

$$F = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi} ; \quad \varphi \text{ étant linéaire en } t \text{ on a:}$$

$$\boxed{\frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \omega = \frac{2\pi}{T}}$$

Soit la fonction plus générale:

$i = a \sin(\varphi(t))$ où $\varphi(t)$ n'est plus linéaire en t .

Alors $\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}$

mais fréquence

A proprement parler il n'y a plus de fréquence instantanée par abus de langage. Les oscillations ne sont plus périodiques.

Par définition la fréquence instantanée F_i à l'instant t , des oscillations non périodiques $i = a \sin(\varphi(t))$ sera la fréquence du mouvement périodique ainsi défini.

Comme l'égalité des vitesses angulaires à cet instant t donne $\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t}$ on a :

$$F_i = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt}$$

$\frac{d\varphi}{dt}$ sera la pulsation instantanée.

- Cas où $\varphi(t) = \omega t + k \sin \Omega t + \varphi_0$ avec $\Omega \ll \omega$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega + k \Omega \cos \Omega t$$

$$F_i = \frac{1}{2\pi} (\omega + k \Omega \cos \Omega t) = \frac{\omega}{2\pi} (1 + k \frac{\Omega}{\omega} \cos \Omega t)$$

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

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

2- Excursion de fréquence: $2 \Delta F$: c'est la valeur absolue de la différence algébrique des valeurs extrêmes de l'écart de fréquence atteint pendant la durée du signal modulé.

3- Indice de modulation: $m = \frac{\Delta F}{F}$

f : fréquence fondamentale du signal modulant.

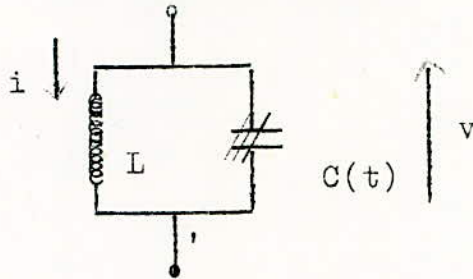
F_0 : porteuse H.F.

La déviation de fréquence ($\pm \Delta F$) augmente avec l'amplitude du signal modulant.

PRODUCTION D'OSCILLATION: M.F.

Variation des éléments d'un auto-oscillateur: La période des oscillations étant fonction du produit LC ($T = 2\pi\sqrt{LC}$); pour faire varier la fréquence on fait varier L ou C en fonction de la tension de modulation. Les variations sont limitées pour éviter que l'amplitude des oscillations varie (modulation d'amplitude).

1- C varie, L fixe.



Pour la maille ci dessous on a l'équation:

$$L \frac{di}{dt} + \frac{q}{C(t)} = 0 \quad (1) \text{ Avec } i = \frac{dq}{dt} \quad \text{d'où:}$$

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

$$\cancel{L} \frac{d^2q}{dt^2} + \frac{1}{LC(t)} \cdot q = 0 \quad (3)$$

$$\text{On pose } \omega^2(t) = \frac{1}{LC(t)} \quad \text{d'où:}$$

$$\boxed{\frac{d^2q}{dt^2} + \omega^2(t) \cdot q = 0} \quad (4)$$

Soit Ω la pulsation de la modulation. On fait varier C de telle façon que:

$$C(t) = C_0 + \Delta C \sin \Omega t \quad \text{alors on a:}$$
$$\omega^2(t) = \frac{1}{L C_0 (1 + \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t)} \neq \frac{1}{L C_0} (1 - \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t)$$

$$= \omega_0^2 (1 + \frac{2\Delta C}{C_0} \sin \Omega t).$$

$$\text{en posant } \omega_0^2 = \frac{1}{L C_0} ; \quad \frac{\Delta C}{C_0} \ll 1$$

$T = 2\pi\sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\omega}$ d'où: $\ln\sqrt{LC} = \ln\frac{1}{\omega}$
 la $\sqrt{LC} = \ln\frac{1}{\omega}$ en dérivant avec L constant:

$\frac{1}{2} \frac{dC}{C} = -\frac{d\omega}{\omega}$ d'où: $\frac{\Delta C}{C} = -\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$

En substituant $\omega^2(t)$ par sa valeur dans sa valeur dans la 4^e équation de Mathieu différentielle (4')

Si $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ reste petit et si $S\Omega$ est faible devant ω_0 on tire: $\frac{d^2q}{dt^2} + q\omega_0^2(1 + 2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\sin S\Omega t) = 0$ (équation de Mathieu)

$$q = q_0 \cos(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{S\Omega} \cos S\Omega t)$$

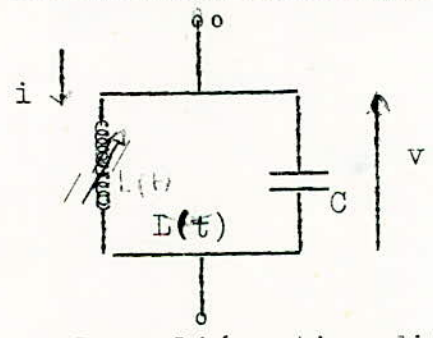
q est modulée sinusoidalement et sa pulsation instantanée est:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{d}{dt} (\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{S\Omega} \cos S\Omega t) = \omega_0 - S\Omega \frac{\Delta\omega}{S\Omega} \sin S\Omega t$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 - \Delta\omega \sin S\Omega t$$

On a bien une modulation de fréquence.

2- L varie C constante:



Dans l'équation différentielle déjà vue on remplace L par L(t) et C(t) par C ce qui donne :

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

Compte tenu des conditions déjà vues et faisant varier L :

$L(t) = L_0 + \Delta L \sin S\Omega t$ on a:

$$\omega^2(t) = \frac{1}{C L_0 (1 + \frac{\Delta L}{L_0} \sin S\Omega t)} \approx \frac{1}{L_0 C} (1 - \frac{\Delta L}{L_0} \sin S\Omega t)$$

$$= \omega_0^2 (1 + \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \sin S\Omega t) \text{ en posant } \omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C}$$

$\frac{\Delta L}{L_0} \ll 1$

$\frac{d^2q}{dt^2} + q\omega_0^2 (1 + 2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sin S\Omega t) = 0$ (4')

avec : $\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L_0} = - \frac{\Delta \omega}{\omega_0}$

Le reste est alors identique au cas précédent. Il suffit de remplacer $\omega^2(t)$ par sa valeur dans l'équation différentielle (4).

3- Calcul de la variation relative $\frac{\Delta \omega}{\omega_0}$:

a- On ajoute une self variable L' aux bornes du circuit oscillant.

Avant l'adjonction de L' l'accord était ^{réalisé} pour $L C \omega_0^2 = 1$

Après l'adjonction de L' l'accord est réalisé pour $\frac{L \cdot L'}{L+L'} \cdot C \omega^2 = 1$ ce qui donne la pulsation d'accord:
 $\omega^2 = \frac{1}{LC} \cdot \frac{L+L'}{L'}$ d'où : $\omega^2 = \omega_0^2 \frac{L+L'}{L'}$.

En différentiant cette relation on obtient:

$$2\omega d\omega = \omega_0^2 d\left(\frac{L+L'}{L'}\right) = \omega_0^2 (L+L') \left(\frac{-dL'}{L'^2}\right) + \frac{1}{L'} (dL + dL')$$

$$+ \frac{1}{L} (dL - dL)$$

$$2\omega d\omega = -\omega_0^2 L \cdot \frac{dL'}{L'^2} \quad \text{car } dL = 0 \text{ et comme :}$$

$\omega = \omega_0 + d\omega$ on a :

$$2(\omega_0 + d\omega) d\omega = -\omega_0^2 \cdot L \cdot \frac{dL'}{L'^2} \quad \text{d'où:}$$

$$\frac{2}{\omega_0} (\omega_0 + d\omega) \frac{d\omega}{\omega_0} = -L \frac{dL'}{L'^2}$$

$$2 \left(1 + \frac{d\omega}{\omega_0}\right) \frac{d\omega}{\omega_0} = -L \frac{dL'}{L'^2}$$

Si $\frac{d\omega}{\omega_0} \ll 1$ C'est à dire $\omega \neq \omega_0$ alors on a:

$$2 \frac{d\omega}{\omega_0} = -L \frac{dL'}{L'^2} \quad \text{d'où :}$$

$$\boxed{\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{1}{2} L \cdot \frac{\Delta L'}{L'^2}}$$

b- On ajoute une capacité variable T aux bornes du circuit oscillant :

Avant l'adjonction de \mathcal{E} l'accord était réalisé pour $L C \omega_0^2 = 1$

Après l'adjonction de \mathcal{E} l'accord est réalisé pour $L (C + \mathcal{E}) \omega^2 = 1$

d'où la pulsation d'accord : $\omega^2 = \frac{1}{L(C + \mathcal{E})}$ ce qui donne :

$$\frac{1}{\omega^2} = L(C + \mathcal{E}) = LC + L\mathcal{E} = \frac{1}{\omega_0^2} + L\mathcal{E} \text{ en différentiant:}$$

$$- \frac{2}{\omega^3} d\omega = L d\mathcal{E}$$

$$- 2 \frac{d\omega}{\omega} = \omega^2 L d\mathcal{E}$$

Pour $\omega \neq \omega_0$ on a alors :

$$\frac{d\omega}{\omega_0} = - \frac{\omega_0^2}{2} L d\mathcal{E} \quad \text{comme } \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\frac{d\omega}{\omega_0} = - \frac{1}{2} \frac{d\mathcal{E}}{C}$$

et $\boxed{\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\mathcal{E}}{C}}$

VI. PROCÉDES DE VOBULATION.

Nous avons vu que pour obtenir la modulation de fréquence de l'onde H.F. produite par un oscillateur accordé, il fallait faire varier la capacité du circuit oscillant en maintenant son inductance constante ou bien faire varier l'inductance en fixant la valeur de la capacité.

Pour obtenir l'une ou l'autre variation nous avons deux procédés :

- Procédés mécaniques.
- Procédés électroniques.

1- Procédés mécaniques:

a- Variation de la self inductance L : un noyau en ferrité "plongeant" dans une bobine peut faire varier l'inductance L. On utilise des selfs à noyau plongeur dans les bobines des circuits oscillants. Le noyau serait en mouvement régulier ceci entraînerait une variation de L et par conséquent une variation de la fréquence. Ce procédé permet d'avoir un coefficient de surtension Q élevé, mais sa réalisation mécanique est assez délicate.

~~b- Condensateurs variables:~~

b- Condensateurs variables: La capacité de condensateurs planes de ce type est donnée par: $C = K \frac{S}{e}$

K étant une constante.

S étant la surface des armatures en regard.

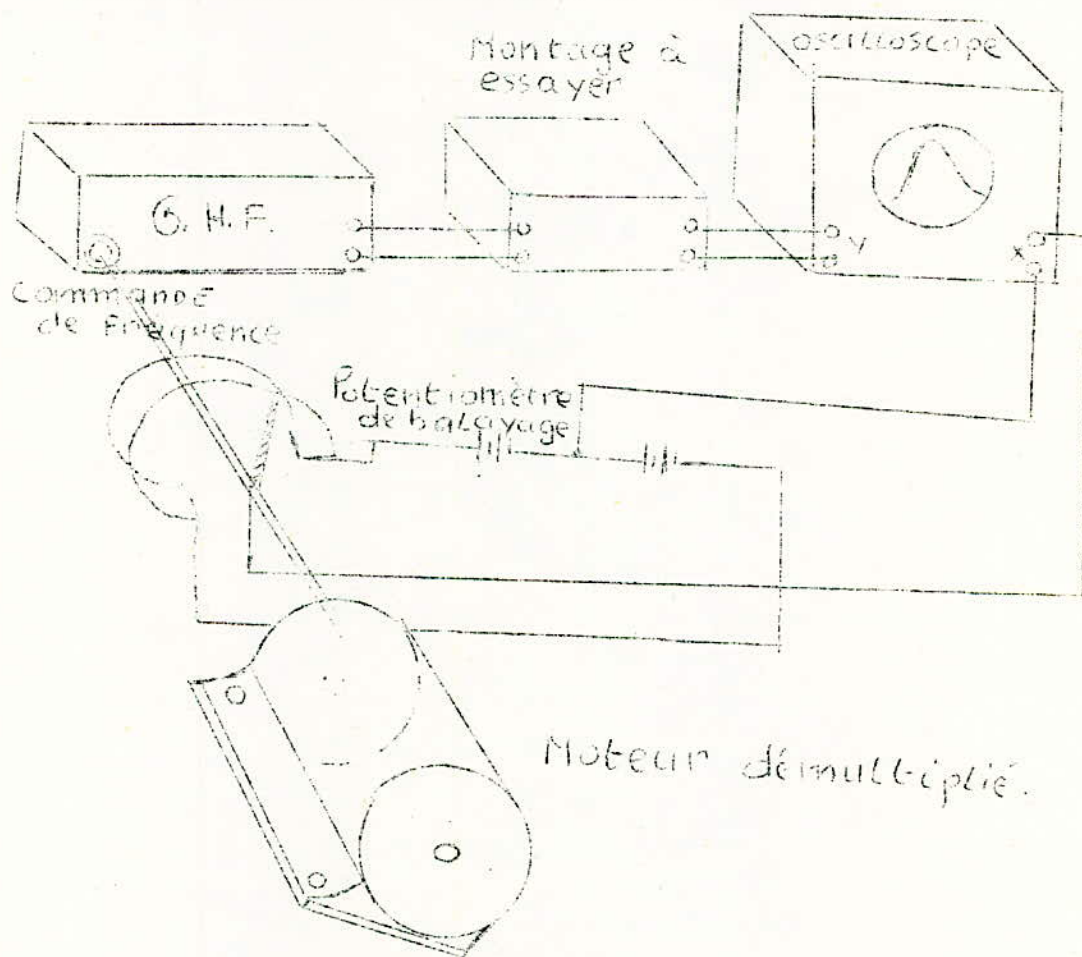
e étant l'épaisseur du diélectrique.

Un moyen simple d'agir sur C est de modifier S

On part de ce principe pour faire varier la capacité d'accord d'un circuit oscillant, ce qui entraînerait une variation de la fréquence.

Le condensateur d'accord (supposé sans butées) d'un G.H.F non modulé serait entraîné par un moteur tournant à une vitesse constante assez faible.

Le même moteur fait également tourner le curseur d'un potentiomètre branché sur une batterie. Pendant que pour une rotation complète le générateur balaie la plage de fréquence explorée, le curseur du potentiomètre délivre une tension de balayage linéaire pour l'oscilloscope. Nous avons obtenu ainsi un générateur vobulé "mécanique". Du fait de la synchronisation mécanique du générateur et du potentiomètre, à chaque fréquence correspond une tension de déviation horizontale donnée et on obtient bien le tracé d'une courbe de réponse.



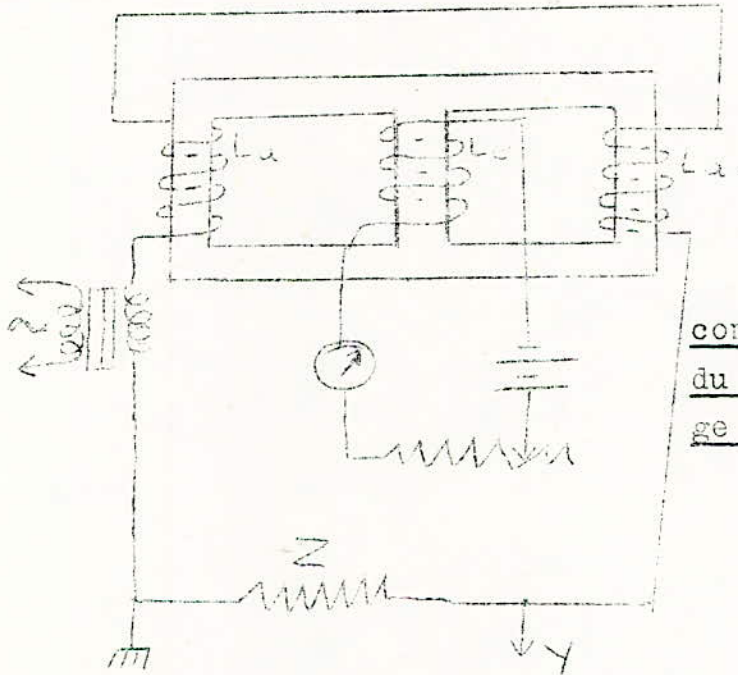
Bien qu'il fonctionne parfaitement (il était utilisé il y a une vingtaine d'années) ce système électro - mécanique est aujourd'hui abandonné au profit de dispositifs purement électroniques, plus élégants.

2- Procédés électroniques:

Il s'agit de faire varier au rythme d'un signal appliqué à l'un des dispositifs de modulation de fréquence, l'un des éléments du circuit oscillant.

- Expériences avec des inductances saturables.

Les inductances saturables qui constituent l'élément de base des amplificateurs magnétiques ont de nombreuses applications: dans les modulateurs magnétiques par exemple elles entrent comme pièces maîtresses dans le dispositif modulant la fréquence.

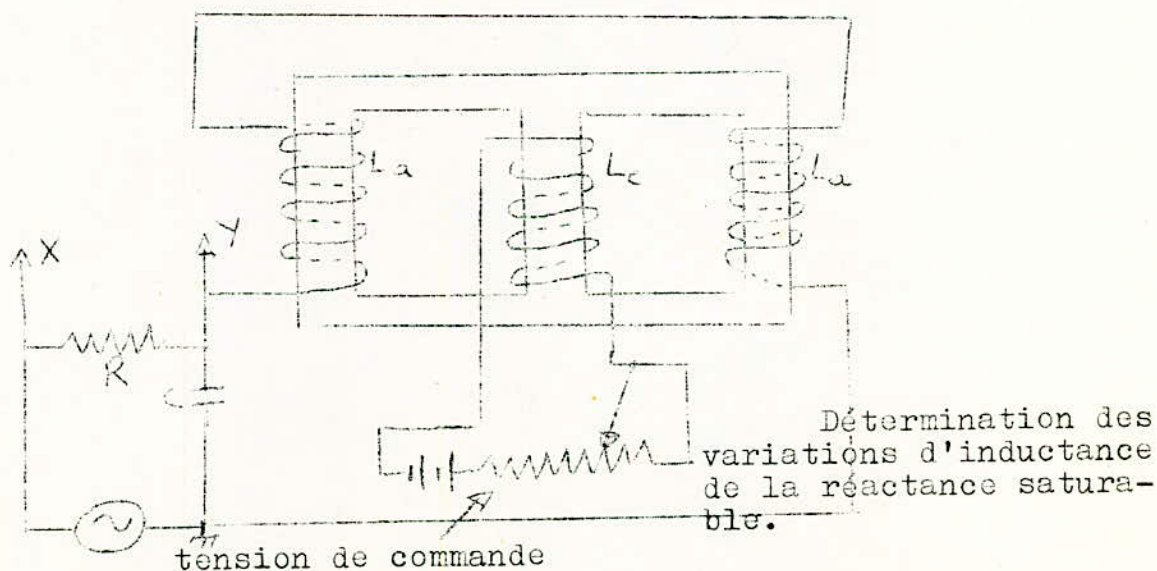


Inductance saturable
commandant l'intensité
du courant dans une charge Z

Une réactance saturable est une sorte de transformateur comportant au moins deux enroulements: un enroulement L_a à courant alternatif servant d'impédance variable à une charge connectée en série et un enroulement de commande L_e à courant continu. Si on fait passer un courant continu dans L_e le circuit magnétique commun se sature et l'impédance de L_a diminue, ce qui fait augmenter le courant dans la charge Z . En somme on peut faire varier l'intensité d'un courant alternatif par un courant continu de commande beaucoup plus faible.

Si on utilisait un transformateur normal, le courant alternatif passant dans L_a induirait une tension alternative dans L_e . Pour éviter cet inconvénient on dispose les enroulements à courant alternatif (il y a en général deux) de telle manière que sur le circuit magnétique leurs flux magnétiques s'annulent et n'induisent pas de tension alternative dans L_e (voir figure) Le rendement est excellent.

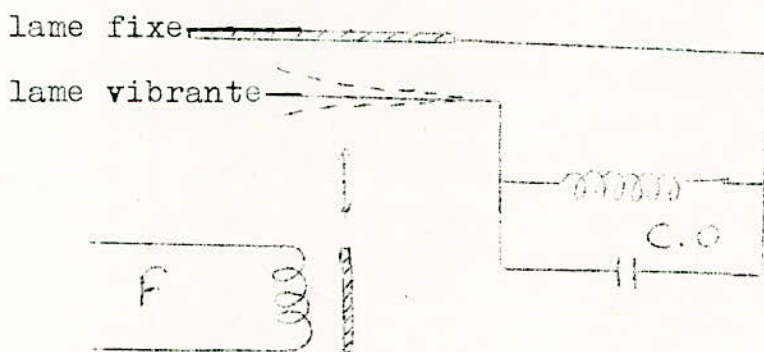
On peut aussi commander une inductance saturable par un courant alternatif à condition que sa fréquence soit bien inférieure à la fréquence du courant passant dans L_a . En alimentant L_a par un générateur B.F réglé sur 2 000 Hz environ et en appliquant à L_e un courant variable 50 Hz nous réalisons un modulateur magnétique. En ajustant soigneusement le point de fonctionnement au ~~XXXX~~ moyen d'un courant continu appliqué à un enroulement supplémentaire de polarisation L_p on obtient une onde correctement modulée. On peut encore faire fonctionner l'inductance saturable comme inductance variable commandée par un courant continu. Le montage suivant démontre cette possibilité.



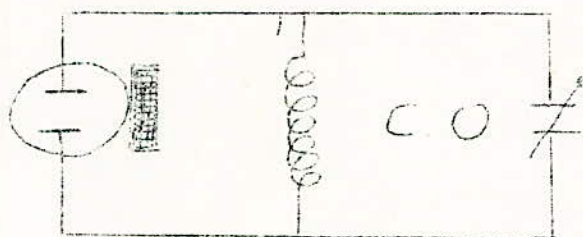
L_a est accordé par un condensateur C et le circuit oscillant ainsi constitué est alimenté par un générateur B.F à travers une résistance R. A la résonance l'impédance de LC est purement résistive. Elle devient inductive ou capacitive de part et d'autre de l'accord et la différence de phase résultante est facilement mise en évidence par une figure de Lissajous.

Ci dessous nous avons quelques procédés de modulation de fréquence.

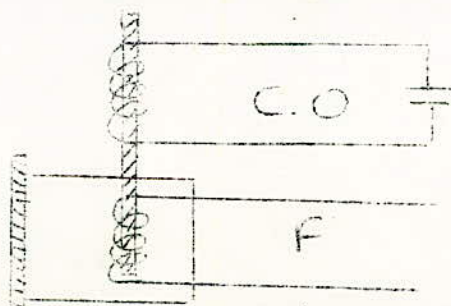
a- Lamme vibrante: La capacité entre une lamme fixe et une lamme mobile varie au rythme de la fréquence f.



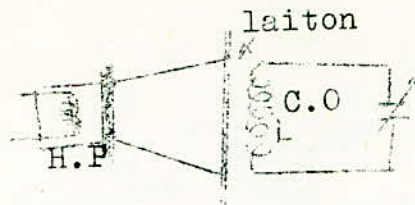
b- Microphone électrostatique: Le principe est le même que celui de la lamme vibrante.



c- Noyau magnétique entraîné par une bobine mobile.



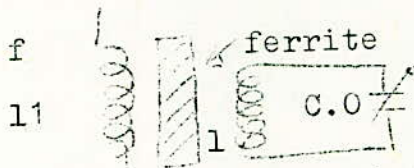
d- Armature entraînée par une bobine mobile:



Une armature en laiton est fixée à la membrane du haut parleur qui se déplace devant la bobine du circuit ascillant au rythme de la fréquence appliquée à la bobine mobile du haut parleur.

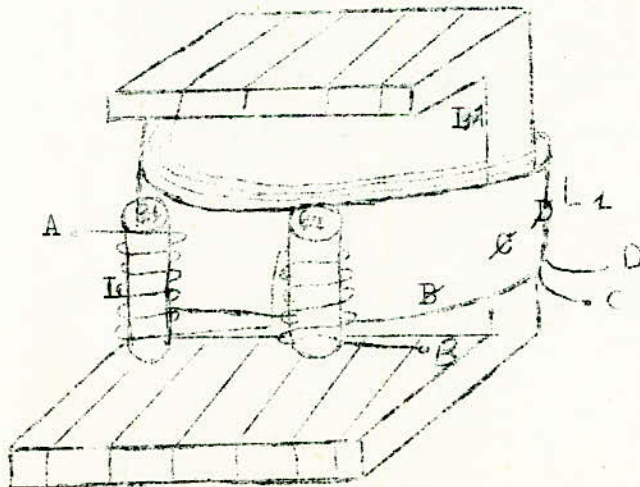
Cette armature fait varier l'inductance du circuit oscillant.

NOYAU EN FERRITE SATURE.



Le champ magnétique de L1 fait varier l'état de saturation magnétique du moyau en ferrite de la bobine L à la fréquence des signaux de modulation et étant donné les propriétés du ferrite il en résulte une certaine variation de l'inductance de l'enroulement L porté par le moyau en ferrite, et par conséquent de la fréquence instantanée de l'auto-oscillateur accordé par le circuit oscillant.

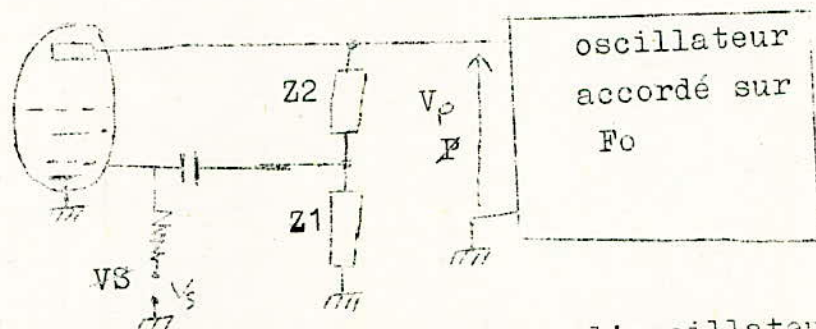
Autre variante.



Les bobines B1 et B2 sont enroulées en sens inverse pour éviter qu'une tension H.F soit induite. Le circuit magnétique est feuilleté pour réduire les pertes par courants de Foucault.

F. LAMPE A REACTANCE VARIABLE.

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



Soit V_P la tension délivrée par l'oscillateur accordé sur la fréquence de la porteuse F_0 que l'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. L'impédance que présente l'ensemble ramenée à l'oscillateur est :

$$Z = \frac{V_P}{I_P} \quad \text{ou } I_P \text{ est le courant de plaque du tube.}$$

or $I_P = S V_G$ ou V_G est la tension grille du tube.

comme $V_G = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_P$ donc :

$$Z = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \cdot \frac{I_P}{S \cdot I_P}$$

soit

$$Z = \frac{Z_1 + Z_2}{S Z_1}$$

Cette impédance Z présentée par l'ensemble doit être appliquée aux bornes du circuit oscillant. Nous l'appellerons Zi (impédance injectée).

Application de la formule précédente aux cas particuliers.

$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$	$Z_1 = R_1$	$Z_1 = j\omega L_1$	$Z_1 = R_1$
$Z_2 = R_2$	$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$	$Z_2 = R_2$	$Z_2 = j\omega L_2$

l'impédance Zi peut s'écrire sous la forme:

$$Z_i = r + j x$$

soit sous la forme:

$$\frac{1}{z_i} = G_i + jB_i = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{jX_i}$$

d'où : $G_i = \frac{r}{r^2 + x^2}$, $B_i = \frac{-x}{r^2 + x^2}$

finalement : $R_i = \frac{r^2 + x^2}{r}$ et $X_i = \frac{x^2 + R_i^2}{x}$

c'est à dire que l'impédance Zi est équivalente à une réactance Xi et à une résistance Ri que l'on injecte en parallèle aux bornes du circuit oscillant

Valeurs des impédances à injecter aux bornes de l'oscillateur

Z 1	Z 2	R i	réactance selfique $x_i > 0$	X_i réactance: capacitive: $x_i < 0$
$\frac{1}{j\omega C_1}$	R 2	$\frac{1+(R_2\omega C_1)^2}{S}$	$\frac{1+(R_2\omega C_1)^2}{S R_2 C_1 \omega}$	
R 1	$\frac{1}{j\omega C_2}$	$\frac{1+(R_1\omega C_2)^2}{S}$		$\frac{1+(R_1\omega C_2)^2}{S R_1 C_2 \omega}$
$j\omega L_1$	R 2	$\frac{R_2^2+(L_1\omega)^2}{S(L_1\omega)^2}$		$\frac{R_2^2+(L_1\omega)^2}{S R_2 L_1 \omega}$
R 1	$j\omega L_2$	$\frac{R_1^2+(L_2\omega)^2}{S R_1+(L_2\omega)^2}$	$\frac{R_1^2+(L_2\omega)^2}{S R_1 L_2 \omega}$	

Exemple: la lampe à réactance présente une impédance à injecter aux bornes du circuit dont la composante réactive est

$$X_i = \frac{1 + (R_2 C_1 \omega)^2}{S R_2 C_1 \omega}$$

si $R_2 C_1 \omega \gg 1$ ou alors:

$$X_i \approx \frac{R_2 C_1 \omega}{S}$$

$$\begin{aligned} R_2 &= R_2 \\ C_1 &= C_1 \\ X_i &= X_i \end{aligned}$$

La réactance X_i est une self équivalente: $L_i = \frac{R_2 C_1}{S}$ (si $R_2 C_1 \omega \gg 1$)

Variations relatives de fréquence en fonction des paramètres des circuits:

Supposons que $X_i = L_i \omega$

la fréquence d'accord qui était auparavant:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

devient: $F = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(L_i)C}}$

Or on a déjà vu que:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta F}{F_0} = \frac{1}{2} L \frac{\Delta L}{L^2}$$

C'est à dire avec les notations actuelles:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta F}{F_0} = \frac{1}{2} L \cdot \frac{\Delta L_i}{L_i^2}$$

Si $L_i = \frac{R_2 C_1}{s}$ (exemple précédent)

$$\frac{\Delta L_i}{L_i} = \frac{\Delta s}{s}$$

C'est à dire:

$$\frac{\Delta F}{F_0} = \frac{1}{2} L \frac{\Delta s}{s \frac{R_2 C_1}{s}} = \frac{L}{2} \cdot \frac{\Delta s}{R_2 C_1}$$

D'où :

$$\boxed{\frac{\Delta F}{F} = \frac{L}{2} \cdot \frac{\Delta s}{R_2 C_1}}$$

Les variations relatives de fréquence sont proportionnelles aux variations de pente.

d'ou:
$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{L}{2} \cdot \frac{\Delta S}{R_2 \cdot C} \quad ; \quad \frac{\Delta F}{F} = \frac{L}{2} \cdot \frac{\Delta S}{R_2 C_1}$$

Les variations relatives de fréquence sont directement proportionnelles aux variations de pente.

DISTORSION DANS LES MODULATEURS A REACTANCE:

Dans le cas précédent prenons $L_e \equiv \frac{L L_i}{L + L_e}$ = 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. Par conséquent si la self varié linéairement en fonction des variations de la pente, la fréquence ne varie plus linéairement avec le signal de modulation et il se produit des distorsions.

On a: $\Delta F = F(s) - F(s + \Delta s)$

La pente S est prise comme variable et , en developpant AF en série de taylor: $AF = F(s) + \frac{\Delta s}{1!} F'(s) + \frac{\Delta s^2}{2!} F''(s) + \frac{\Delta s^3}{3!} F'''(s) + \dots$

Si F(s) est proportionnelle à la racine carrée de la pente:

$F(s) = k\sqrt{s} = ks^{\frac{1}{2}}$ Alors: $F'(s) = \frac{k}{2} s^{-\frac{1}{2}}$; $F''(s) = -\frac{ks}{4}$; $F'''(s) = \frac{3ks}{8}$

$$\Delta F = \frac{\Delta s}{1!} \frac{k}{2} s^{-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta s^2}{2!} \frac{k}{4} s^{-\frac{3}{2}} + \frac{\Delta s^3}{3!} \cdot \frac{3}{8} ks^{-\frac{5}{2}} - \dots$$

Wnilund a résumé l'étude de cette distorsion de fréquence dans le tableau suivant:

$\lambda = \frac{2 \Delta F}{F_0}$	DISTORSION EN %	DISTORSION / λ
100	13,6	0,136
40	5,3	0,132
20	2,8	
10	1,4	
4	0,56	
2	0,28	
1	0,14	0,14
0,4	0,056	
0,2	0,028	
0,1	0,014	

L'examen de ce tableau montre que l'on a intérêt à avoir un taux de modulation primaire $\lambda = \frac{2 \Delta F}{F_0}$ faible.

§- Modulation par variation de la capacité d'entrée d'un tube.

On emploie un tube à réactance variable utilisant l'effet Miller.

Les indices g,e,a, désignant respectivement les grilles de commande, écran, d'arrêt, on a les capacités d'entrée suivantes:

$$\text{Pour une triode : } C_e = C_{gp} (1+A)$$

$$\text{Pour une pentode: } C_e = C_{ge} + C_{gp} (1+A)$$

L'indice p désignant l'anode ou plaque; A étant l'amplification.

Si on prend une pentode à pente variable s, dont le circuit anodique comprend une résistance R_a on a:

$$A = sR_a$$

$$\text{et } C_e = C_{ge} + C_{gp} (1 + sR_a)$$

La variation de tension appliqué sur la grille d'arrêt du tube pentode (sur la grille de commande pour une triode) fait varier la pente donc l'amplification, donc la capacité dynamique d'entrée C_e . Cette capacité est mise en parallèle sur le circuit oscillant de l'oscillateur. La fréquence de l'oscillation est d'autant plus influencée par la variation de s que C_{ga} et A sont grands.

Pour augmenter l'effet de C_{ga} ou introduit entre l'anode et la grille un condensateur de capacité C et l'on a:

$$\text{comme : } C_e = C_{ge} + (C_{gp} + C)(1 + sR_a)$$

$$\frac{\Delta F}{F_0} = \frac{\Delta C_e}{2 C_0} \quad \text{on a :}$$

$$\frac{\Delta F}{F_0} = \frac{R_a (C_{gp} + C) \Delta s}{2 C_0}$$

h- Les modulateurs à diode varicop: étant d'actualité il nous a semblé utile d'étudier en détail les diodes à capacité variable.

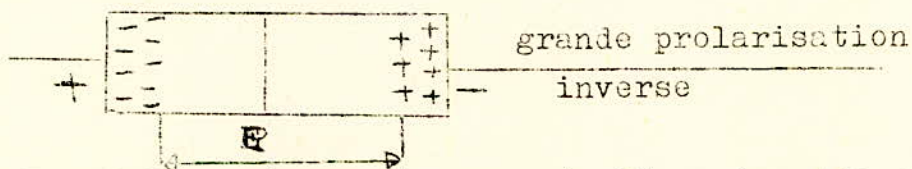
VII LES DIODES A CAPACITE VARIABLES EN RADIOFREQUENCE

(VARICAPS)

De plus en plus les diodes à capacité variable remplacent dans les équipements radiofréquences les condensateurs variables à air ou céramique moyennant certaines précautions on obtient avec les varicaps des performances comparables avec en plus des avantages:

- Poids et volume plus faible.
- Fiabilité plus grande (résistance aux chocs et aux vibrations)
- précision et rapidité sur la variation de capacité accrues.
- Grande facilité de commande à distance.
- Dans notre cas on peut atteindre des fréquences de 1 à 100MHz

1-Principe:



La diode varicap est composée d'une jonction P-N polarisée en inverse. La capacité des diodes à jonction augmente avec la polarisation inverse C'est la zone de transition E qui constitue un diélectrique d'épaisseur variable avec la tension .

2- Caractéristiques:

a) Capacité de jonction:

De 10 à 100pF avec variation de quelques dizaines de pF en fonction de la tension appliquée (quelques volts à quelques dizaines de volts).

b) fréquence limitée:

Les varicaps les plus performantes atteignent quelques gigahertz.

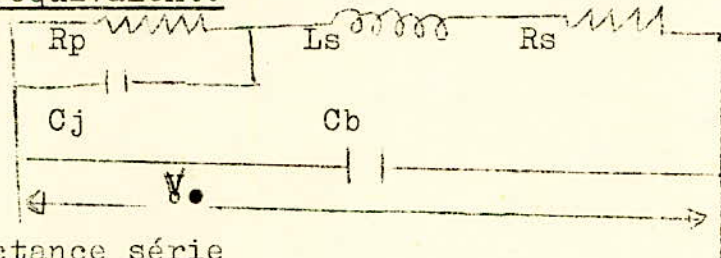
c) température ambiante admissible.

-50° à + 200°c.

3- Applications:

Elles sont nombreuses, Dans notre étude elle sert à la modulation de fréquence.

4-Schéma équivalent:



Ls: inductance série

Rs: Résistance série

Cb: Capacité de boitier

Rp: Résistance paralléle

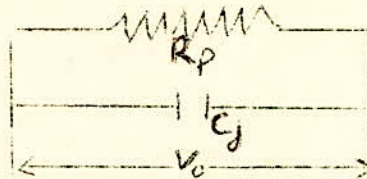
Cj: Capacité de jonction

En radiofréquence on peut négliger Ls, Rs, Cb, reste donc Cj fonction de V_o et Rp qui limite le coefficient de surtension Q.

Rp

Cj

V_o



La capacité de jonction à une tension V_o donnée est:

$$C = \frac{C_0}{(1 + V_0/\phi)^n}$$

C₀ = capacité pour V_o = 0

φ = potentiel de diffusion (v_o;5v)

n - coefficient qui dépend de la technologie de la diode (jonction abrupte n= 0,5).

5- Variation de capacité:

La variation de capacité qu'on peut obtenir est:

$$\Delta C = \frac{C_{\max}}{C_{\min}}$$

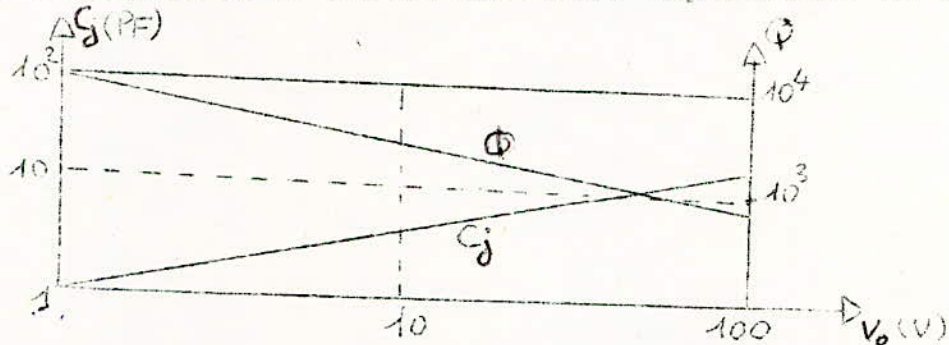
$$C_{\max} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_{0\min}}{\phi}\right)^n} = \frac{C_0 \phi^n}{(\phi + V_{0\max})^n}$$

d'ou:

$$\Delta C = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left\{ \frac{\phi + V_{0\max}}{\phi + V_{0\min}} \right\}^n$$

Pour avoir une grande excursion de la capacité nous avons donc intérêt à utiliser des diodes qui supportent une grande tension inverse.

La capacité en fonction de la tension de polarisation ainsi que le coefficient de surtension sont représentés ci dessous

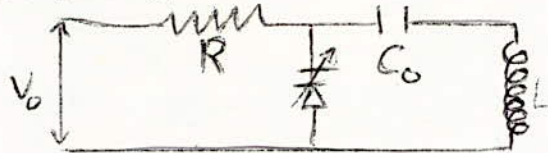


Les variations de la capacité sont très importantes pour les faibles tensions de polarisation en contrepartie le coefficient de surtension baisse rapidement.

D'ailleurs toutes les caractéristiques des diodes à capacité variable se dégradent pour les faibles tensions de polarisation et il est déconseillé de travailler à moins de 2 volts de tension de polarisation inverse.

5- Le circuit accordé:

Le montage le plus général est le suivant.



où C_0 est la capacité d'impédance négligeable aux fréquences de travail.

La fréquence de résonance du circuit est:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Comme $C = \frac{C_0}{(1 + \frac{V_0}{\phi})^n}$ on a:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}} \left(1 + \frac{V_0}{\phi}\right)^{n/2}$$

Pour $V_0 \gg \phi$ et $n = \frac{1}{2}$ l'excursion maximale en fréquence sera:

$$AF = \frac{F_{\max}}{F_{\min}}$$

$$F_{\max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}} \left(\frac{\phi + V_{0,\max}}{\phi}\right)^{1/4} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}} \left(\frac{V_{0,\max}}{\phi}\right)^{1/4}$$

$$F_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}} \left(\frac{\phi + V_{0,\min}}{\phi}\right)^{1/4} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}} \left(\frac{V_{0,\min}}{\phi}\right)^{1/4}$$

D'où:

$$AF = \frac{F_{\max}}{F_{\min}} = \frac{\left(\frac{\phi + V_{0,\max}}{\phi}\right)^{1/4}}{\left(\frac{\phi + V_{0,\min}}{\phi}\right)^{1/4}} \approx \frac{V_{0,\max}}{V_{0,\min}}$$

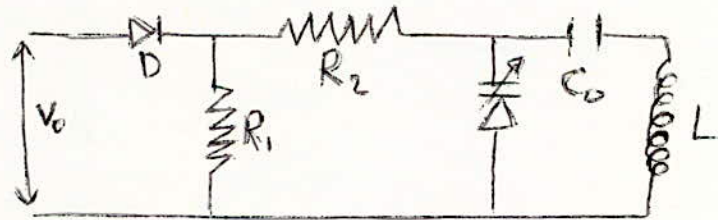
La fréquence de résonance sera de la forme:

$$F_0 = K (V_0)^{1/4}$$

Dans ces conditions si nous désirons une variation linéaire de la fréquence centrale ($F_0 = F + at$) il nous faut une tension de polarisation telle que $V_0 = (V + at)$ cette forme d'onde est difficile à réaliser au 1er ordre nous pouvons utiliser une dent de scie exponentielle de la forme $V_0 = V_0 e^{-\frac{t}{R_0 C_0}}$ ce qui revient à une simple décharge de capacité avec ce système la linéarité obtenue est de 5%.

Le coefficient de surtension de ce montage est en général fixé par l'inductance L, si on choisit convenablement le type de diode à capacité variable et si on limite la tension de polarisation minimale le premier inconvénient de ce montage est le manque de stabilité en température quand la gamme de température de travail est très grande le facteur le plus sensible à la température dans la diode est le coefficient ϕ qui varie de 2,5 mV/°C

cet inconvénient peut être facilement surmonté avec le circuit suivant où une diode de température est incluse dans le montage. On obtient ainsi une stabilité des ~~autres~~ $\pm 50 \text{ppm}/^\circ\text{C}$ ce qui est tout à fait compatible avec la stabilité des autres éléments d'un circuit.

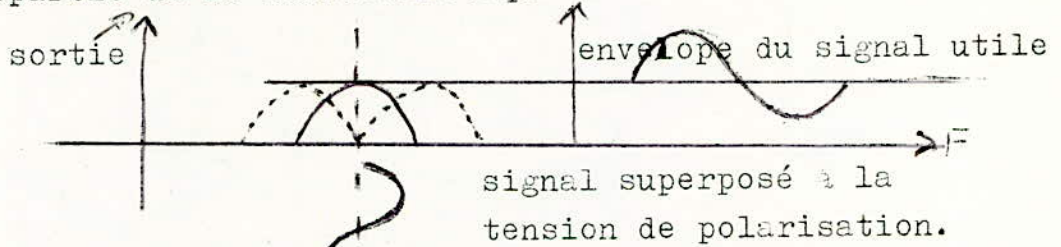


7- Distorsion dans les résonateurs à diode à capacité variable

Le plus grand inconvénient des varicaps par rapport aux condensateurs variables réside dans la création de distorsion du signal.

$$\omega: V_0 = V_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$

Une première distorsion: la transmodulation est une contrepartie de la caractéristique de la diode.



Un signal sinusoidal superposé à la tension de polarisation V_0 fait varier la fréquence d'accord F_0 , par conséquent le gain de ce circuit ne sera pas constant à la fréquence considérée. De ce fait un signal utile d'amplitude constante se retrouvera ((modulé)) à la sortie s'il se trouve en présence d'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% (- 40dB)

L'autre forme de distorsion liée à la première est représentée par la non linéarité de la caractéristique $C = f(V_0)$.

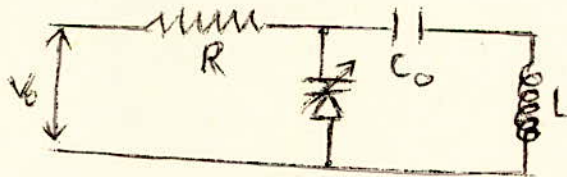
En l'absence de signal parasite si on superpose à la tension de polarisation V_0 un signal dont la valeur moyenne n'est pas nulle étant donné que l'augmentation de la capacité n'est pas égale à la diminution pour un même ΔV_0 . Il se produit donc une détection et la tension détectée va s'ajouter à la tension de polarisation changeant l'accord du résonateur.

*V sin wt - de valeur moyenne nulle
- on récupère à la sortie un signal dont*

Pour diminuer les effets du désaccord et de la trans-
-modulation nous pouvons chercher le montage qui convient le
mieux, puisque ces deux types de distorsion sont liés à la
variation de fréquence.

$$\frac{\Delta F}{F_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0}$$

Pour le montage de la figure:



En supposant que la caractéristique de la diode est
quadratique nous avons:

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta V}{V_0} \quad \text{ce qui donne:}$$

$$\frac{\Delta F}{F_0} = \frac{1}{4} \frac{\Delta V}{V_0}$$

A la fréquence F_0 le signal aux bornes de la diode est v .

Pour un écart $\frac{\Delta F}{F_0}$ le signal devient v' tel que:

$$v = v' \sqrt{1 + 4 Q^2 \left(\frac{\Delta F}{F_0}\right)^2}$$

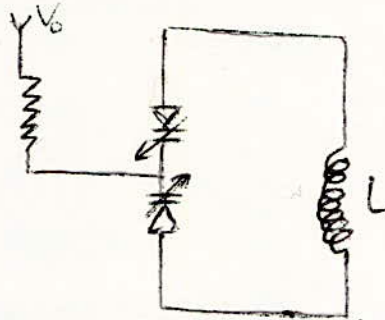
$$v = v' \sqrt{1 + 4 Q^2 \left(\frac{\Delta F}{F_0}\right)^2}$$

Si on veut $v/v' = 1,01$ (distorsion à 1% = -40dB) avec un
coefficient $Q=3$ on a $\frac{\Delta F}{F_0} = 2,2 \cdot 10^{-3}$

Dans le cas le plus défavorable ($V_0=2V$) le signal parasite
qui produit une distorsion de 1% aura amplitude crête V_p tell
que: $\frac{\Delta F}{F_0} = \frac{1}{4} \frac{V_p}{V_0}$

Soit $V_p = 8 \times 2,2 \cdot 10^{-3} = 17,6 \text{ mV}$

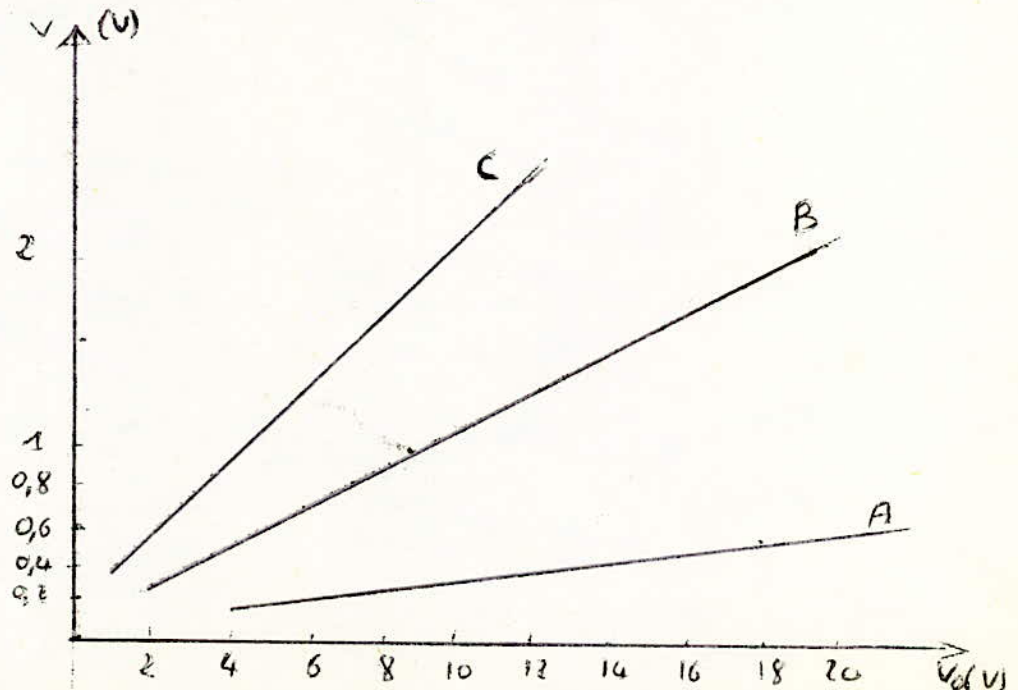
Si on veut améliorer les performances du circuit résonnant, nous pouvons réaliser le montage suivant:

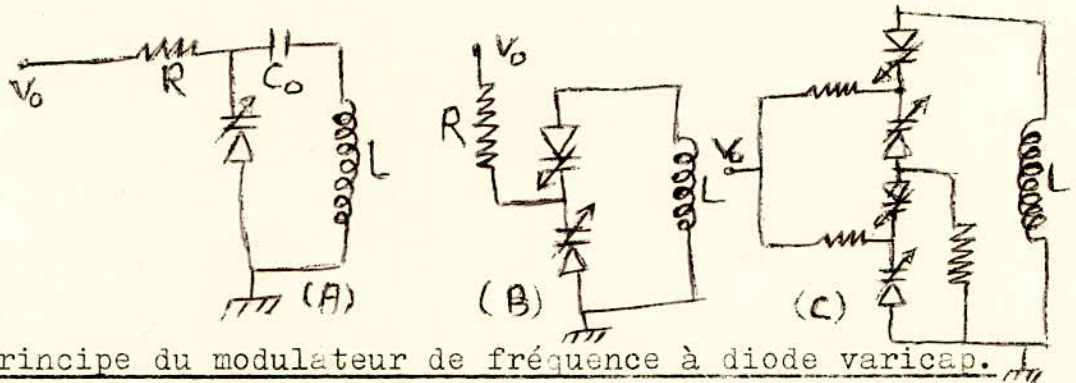


Le signal alternatif est divisé en deux et agit en sens opposé sur chaque diode. Les caractéristiques $C=f(V_0)$ se compensent. On montre que: $\frac{\Delta F}{F_0} = \frac{3}{15} \left(\frac{\Delta V}{V_0} \right)^2$

On peut donc admettre aux bornes de ce circuit un signal d'amplitude $v_{p2} = 22 \times 2,2 \cdot 10^{-3} = v_p = 220 \text{ mV}$

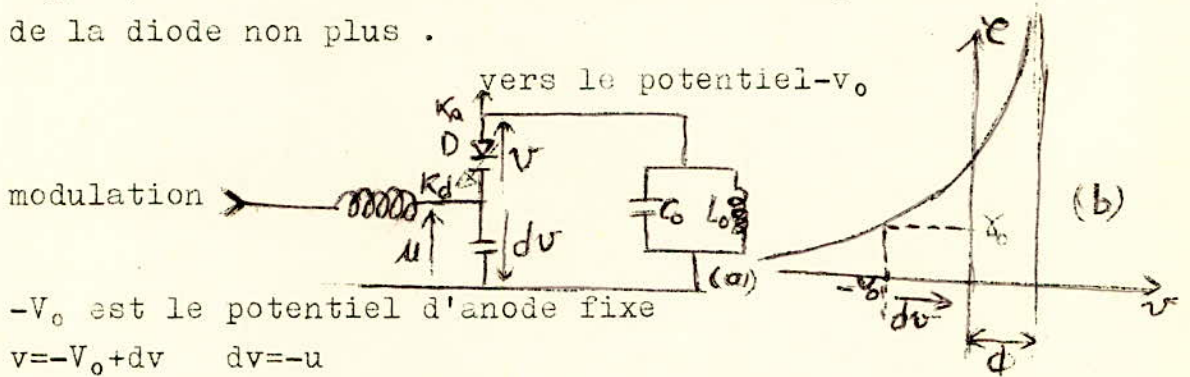
Le fait de passer d'un montage à l'autre représente un ~~signal de~~ gain de 23 dB. En pratique ce gain est réduit à environ 15 ou 18 dB à cause de la dispersion des caractéristiques. Plusieurs autres montages sont possibles. Ci-après on donne l'amplitude d'un signal aux bornes du résonateur en fonction de v_0 en admettant une distorsion de 1% (-40dB). Trois circuits sont pris en considération.





8-Principe du modulateur de fréquence à diode varicap.

Soit une diode varicap D placée aux bornes du résonateur L_0, C_0 d'un montage oscillateur délivrant une tension sinusoïdale H.F, l'oscillateur lui même n'est pas représenté sur la figure, l'alimentation en continu du montage oscillateur et de la diode non plus .



$-V_0$ est le potentiel d'anode fixe

$$v = -V_0 + dv \quad dv = -u$$

soit C la capacité variable que présente la diode, et C_0 la valeur que prend cette capacité en l'absence de modulation c'est à dire lorsque $dv=0$ la figure (b) donne l'allure de $C=f(v)$. Sur cette dernière ϕ est la tension pour laquelle C devient infinie. ($\phi = 0,5$ Volt) pour $v > \phi$ elle croit très vite en fonction de v .

On utilise la diode dans la région inverse c'est à dire celle qui correspond à $v < \phi$ raison pour laquelle l'anode est à $-V_0$.

Ab est un point chaud en H.F et en B.F, Kd point froid en H.F point chaud en B.F la valeur de la capacité entre Kd et la masse est choisie en conséquence. La bobine d'entrée empêche la H.F de remonter vers la source de modulation. La fréquence délivrée dépend de la tension par le seul intermédiaire de la capacité. On peut écrire:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_0} \cdot \frac{1}{C + C_0}}$$

$$C = f(v) = C_0 + dC$$

Comme $v = -V_0 + dv$

$$C = f(v) = f(-V_0 + dv)$$

$$C = f(-V_0) + f'(-V_0)dv + \frac{1}{2} f''(-V_0)dv^2 + \dots$$

$$C = C_0 + f'(-V_0)dv + \frac{1}{2} f''(-V_0)dv^2 + \dots \text{ qui est une relation}$$

générale. En se limitant au 1er ordre on a:

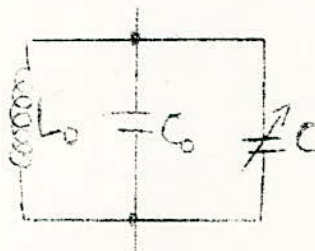
$$C = C_0 + f'(-V_0)dv = C_0 - f'(-V_0) \cdot u$$

d'où: $W = W_0 - K_d u$ qui est une loi linéaire souhaitable.

Kd est un coefficient.

9- Calcul de la variation idéale de la capacité d'une varicap

On se propose de calculer la loi $C(v)$ qui permet d'obtenir dans un modulateur à varicap une caractéristique de modulation linéaire ayant pour expression: $W = W_0 - K_d u$ pour une modulation à sens direct.



$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_0} \cdot \frac{1}{C + C_0}}$$

C'est a dire en élevant au carré:

$$W_2^2 = \frac{1}{L_0(C_0+C)} \quad W_2^2 = \frac{1}{L_0(C_0+\delta_0)} \quad (\text{en absence de modulation})$$

or $W_2 = (W_0 - K_d u)$ d'où: $\frac{1}{C_0 + C} = L_0(\omega_0 - K_d u)^2$

$$\text{d'où : } \frac{1}{C_0 + C} = L_0(\omega_0 - K_d u)^2 = L_0 \omega_0^2 \left(1 - \frac{K_d}{\omega_0} u\right)^2$$

$$\frac{1}{C_0 + C} = \frac{1}{C_0 + \delta_0} \left(1 - \frac{K_d}{\omega_0} u\right)^2$$

donc:
$$C_0 + C = \frac{C_0 + \delta_0}{\left(1 - \frac{K_d}{\omega_0} u\right)^2}$$

Si $C_0 = 0$ (ce qui est pratiquement impossible à cause des inévitables capacités parasites et interelectrodes) ou aurait:

$$C = \frac{\delta_0}{\left(1 - \frac{K_d}{\omega_0} u\right)^2} \quad \text{avec ici } \omega_0^2 = \frac{1}{L_0 \delta_0}$$

Si l'on savait réaliser une loi de variation de capacité de ce type ou une loi voisine, on aurait intérêt à ne placer dans le circuit oscillant aucune capacité C_0 (fixe) supplémentaire ou à prendre C_0 le plus faible possible.

VIII Les oscillateurs à quartz.

Le quartz constitue l'élément de base des oscillateurs de qualité. Le quartz est le cristal par excellence. Cette substance de dureté et de module élastique très élevés, de frottement interne particulièrement faible, assure des fréquences propres définies et des résonances aiguës. La propriété de piézo-électricité réalisé le couplage entre des circuits électriques extérieurs et les vibrations mécaniques. L'entretien est ainsi effectué. Les oscillateurs à quartz sont des oscillateurs actifs. Ils peuvent être réalisés sur une plage de fréquence de quelques khz jusqu'à une centaine de MHz .

1) L'oscillateur à quartz:

L'élément essentiel de l'oscillateur à quartz est le résonateur formé d'une lame de quartz et utilisant l'effet piézoélectrique. L'étude électromécanique de ce résonateur conduit à représenter son comportement par un schéma électrique équivalent qui permet de définir deux fréquences de résonance essentielles:

- résonance série
- résonance parallèle.

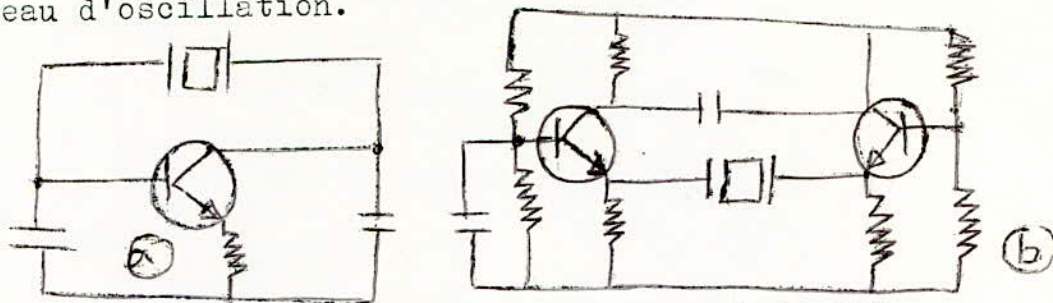
Cette dernière est liée à l'existence d'une capacité parallèle qui joue un rôle dans la détermination des caractéristiques spectrales de l'oscillateur. Un coefficient de qualité lié à ces résonances est de 10^6 en résonance série aux environs de 5 MHz pour les meilleurs résonateurs à quartz.

Le résonateur à quartz est monté dans une boucle de réaction qui comporte obligatoirement un amplificateur d'entretien.

L'un des montages les plus courants est le montage "Pierce" où le quartz est placé entre la base et collecteur d'un amplificateur à transistor (figure a). On peut également faire appel à des montages aperiodiques du type "Buttler" (figure b) où le seul élément résonant est le résonateur à quartz.

Un contrôle automatique de gain permet de pallier aux variations de fréquence liées aux fluctuations du niveau d'oscillation.

Aux variations de fréquence liées aux fluctuations du niveau d'oscillation.



L'instabilité de fréquence de l'oscillation, liée aux perturbations aléatoires lente d'origine macroscopique ne se manifeste guère à très long terme que par le phénomène de dérive. On atteint une stabilité de 10^{-11} par jour.

2- Les sources de bruit:

le bruit thermique: c'est un bruit blanc qui apparaît dans les éléments résistifs des circuits, ainsi bien que dans ceux de l'amplificateur de sortie où il sera à l'origine du bruit thermique.

Le bruit de scintillation: Il est généré dans les éléments actifs de l'oscillation et il est responsable de l'instabilité des oscillateurs, à moyen terme.

3- Stabilité d'un oscillateur à quartz

La stabilité en fréquence d'un oscillateur à quartz est conditionnée d'une part par la stabilité propre au cristal et d'autre part par les caractéristiques du montage. Nous savons que ^{pour} satisfaire les conditions d'entretien de l'oscillation, il importe que la rotation de phase totale de la bouche amplificateur rétroaction soit de 2π si une rotation de phase indésirable due par exemple à des variations de capacité ou de résistance des éléments actifs ou passifs de l'amplificateur, vient à se produire il faut qu'elle soit composée par une rotation équivalente et de sens opposé produite par le déplacement du point de fonctionnement du cristal sur la courbe $X=f(\omega)$. Etant donné la pente importante de cette courbe, le quartz s'il est de bonne qualité est généralement apte à corriger toute rotation de phase indésirable introduire par les variations caractéristiques des composants du montage sans qu'il en résulte une variation de fréquence vraiment notable.

On peut écrire qu'à un glissement de phase $\Delta\phi$ se produire dans l'amplificateur doit correspondre un glissement en sens inverse $\Delta\phi$ dans la boucle de rétroaction et que ce glissement de phase correctif est produit par le quartz.

$$\Delta\phi_G = -\Delta\phi_B \quad \text{mais:}$$

$$\Delta\phi_B = \frac{\Delta X}{R_m} = 4\pi L_m \frac{\Delta F}{R_m} \quad \text{d'où:}$$

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{\Delta\phi}{4\pi L_m \frac{\Delta F}{R_m}} \quad \text{ou encore:}$$

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{\Delta\phi}{4\pi \Delta F C_m R_m} = \frac{\Delta\phi}{2Q}$$

On constate que si le coefficient de surtension Q du quartz est élevé les légers glissements de phase dus aux variations de caractéristiques des composants de l'amplificateur auront une très faible influence sur la fréquence du signal délivré par l'oscillateur. Les glissements de phase dus aux ~~très faibles~~ variations des éléments R ou C du montage (en fonction de la température ou d'autres paramètres: vieillissement, variations de la tension d'alimentation, etc.) peuvent être exprimés par expression de la forme

$$\Delta\phi = R \cdot \Delta C \cdot \omega$$

Si nous reportons cette valeur dans l'expression précédente :

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{\Delta\phi}{2Q} \quad \text{nous obtenons:}$$

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{R \Delta C \omega}{2Q} = R \Delta C \frac{2\pi F}{2Q}$$

Ce dont on peut conclure que lorsque la fréquence du quartz augmente, il faut, pour maintenir une même stabilité que son coefficient de surtension augmente dans les mêmes proportions. Or il n'en va généralement pas ainsi. Ce qui nous amène à conclure que lorsqu'une haute stabilité est recherchée il est préférable de partir d'un quartz à fréquence relativement ~~www~~ basse, quitte à faire,

Suivre le pilote d'étages multiplicateurs de fréquence, cette conclusion se verra du reste confirmée par la suite. Quatre facteurs agissent sur la stabilité propre du quartz:

- la température
- le taux d'excitation
- les contraintes mécaniques.
- le vieillissement.

a) Influence de la température: En ce qui concerne l'action des variations de la température, elles dépendent beaucoup de la taille du quartz. Ceux de la taille AT et GT sont ceux qui présentent le meilleur coefficient de stabilité en fonction de la température. La ~~combe~~ ^{combe} de variations de la fréquence en fonction de la température d'un cristal de coupe AT présente une zone à pente nulle ~~de la température~~ aux environs de 60°C c'est pour cette température que devra être réglé le thermostat de l'encenite dans laquelle sera enfermé le quartz pour obtenir la meilleure stabilité possible. Il est toutefois préférable d'avoir recours à un dispositif électronique de régulation proportionnelle mettant en oeuvre une thermistance à coefficient positif ou négatif de température. A titre.

b) Influence du taux d'excitation: Pour qu'un oscillateur à quartz soit stable en fréquence. il faut que le taux d'excitation du cristal ne soit pas trop important et qu'il varie le moins possible. L'amplificateur auquel le cristal est associé devra donc, pour obtenir une haute stabilité, être muni d'un dispositif de ^{régulation} réglage automatique de gain qui maintienne constant le taux d'excitation du quartz, quelles que soient les variations de la charge, de la température laquelle on le fait agir également sur le gain, ou de la tension d'alimentation.

De plus une excitation trop importante peut être cause d'un échauffement anormal du cristal, c'est pourquoi il est recommandé de faire fonctionner

Les quartz des oscillateurs à haute stabilité avec le courant ~~www~~ d'excitation le plus faible possible. Par exemple des quartz de couple AT sont capables d'osciller d'une manière satisfaisante avec une puissance d'excitation de 10mW; la stabilité est alors de 2 à $3 \cdot 10^{-9}$ par dB de variation de la puissance d'excitation, performances tout à fait impossibles à atteindre avec le même cristal fonctionnant avec une puissance d'excitation de ~~5mW~~ ^{1mW} par exemple:

c) Influence des contrainites mécaniques: Les chocs et vibrations influent d'une manière pernicieuse sur la fréquence des oscillateurs à quartz qui devront lorsqu'un haut niveau de stabilité sera recherché être montés sur des dispositifs antichoc. Ici encore ce sont les cristaux de coupe AT qui se comportent le mieux quant à la tenue aux chocs et vibrations.

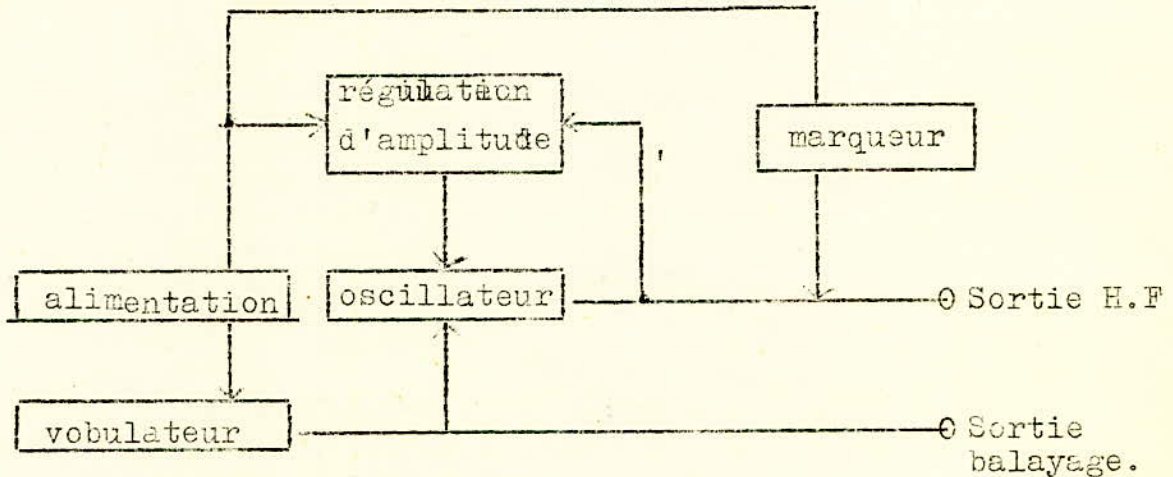
d) Vieillessement: La variations de la fréquence naturelle d'un cristal en fonction du temps est d'abord relativement importante pendant les premières semaines de fonctionnement pour diminuer ensuite progressivement. Ce sont les cristaux de coupe AT prévus pour des fréquences comprises entre 1 et 5 MHz qui se comportent le mieux en vieillissant. Une température de fonctionnement excessive ou une puissance d'excitation trop importante sont des précautions particulières à ~~www~~ ~~www~~ de taille et de montage on est parvenu à produire des quartzs dont la stabilité à long terme est meilleure que 10^{-8} par an (soit 0,01 Hz par an pour un quartz de 1 MHz).

e) Quelques considérations à retenir lors de l'établissement d'un oscillateur à quartz. La réalisation d'un oscillateur à quartz de moyenne stabilité ne pose pas de problèmes particuliers, le calcul du circuit de polarisation du transistor est

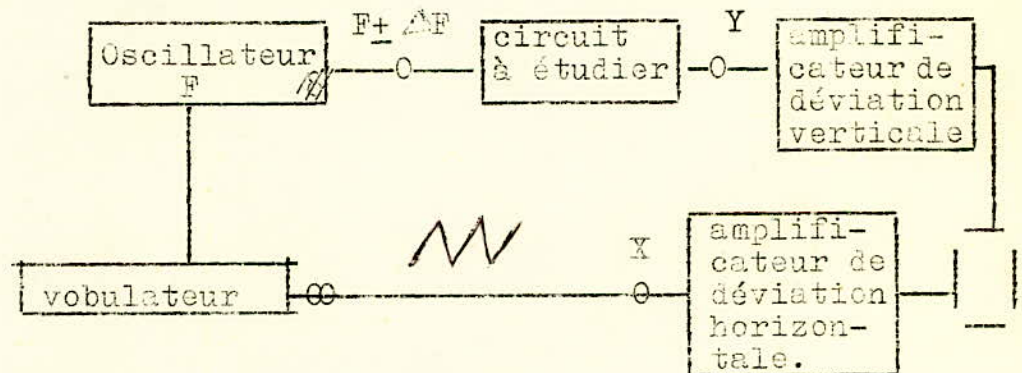
Identique à celui d'un oscillateur L.C classique. Cependant lorsque la réalisation envisagée est plus ambitieuse (haute ou très haute stabilité) quelques points essentiels sont à retenir. Le montage "Pierce" est celui qui présente les résultats les plus sûrs dans de nombreux oscillateurs de faible puissance. Il procure le maximum de stabilité en fréquence. On doit distinguer les oscillateurs à quartz qui ne comportent pas d'autre élément d'accord que le cristal et les oscillateurs stabilisés par le quartz dans lesquels le cristal a pour fonction de synchroniser un oscillateur comportant un circuit accordé. Les oscillateurs du premier type n'oscilleront en aucun cas si le quartz est retiré de son support. Les seconds par contre, peuvent dans certaines cas, osciller même en l'absence du cristal grâce à un couplage par capacité parasite. Même dans les cas ~~où le cristal est absent ou défectueux~~ *où le cristal est absent ou défectueux les oscillateurs* fonctionnant en over tone de même que les multivibrateurs et relaxateurs stabilisés par le quartz entrent toujours dans cette catégorie. Les cristaux oscillant en fondamental sur des fréquences comprises entre 1 et 5 MHz sont ceux qui présentent la meilleure stabilité et ainsi, en général ceux qui demandent le minimum de puissance d'excitation. Bien qu'il soit possible actuellement de livrer des cristaux pour des fréquences comprises entre 1 KHz et 200 MHz lorsqu'une haute stabilité est requise il est préférable chaque fois que ceci est possible de partir d'un pilote de fréquence comprise entre 1 et 5 MHz et de procéder ensuite à une division ou une multiplication de fréquence.

X LE GENERATEUR VOBULE A DIODE VARICAP.

On a vu les avantages de la vobulation par diode varicap par rapport à la vobulation mécanique ou magnétique. C'est pour cela que nous nous proposons d'étudier ici plus en détail le générateur vobulé à varicap, dont nous avons déjà vu la conception générale.



1- Principe de fonctionnement:



Le circuit de vobulation délivre un signal périodique de basse fréquence en forme de dents de scie. Ce signal est appliqué:

— d'une part sur l'oscillateur de fréquence F

— d'autre part sur l'entrée X de l'oscilloscope afin de permettre le balayage horizontal. On distinguera donc dans la suite de vobulation et le signal de balayage, l'oscillateur de fréquence F (455 KHz, 1,6 MHz...) comporte un dispositif qui va faire varier F autour de sa valeur moyenne indiquée précédemment.

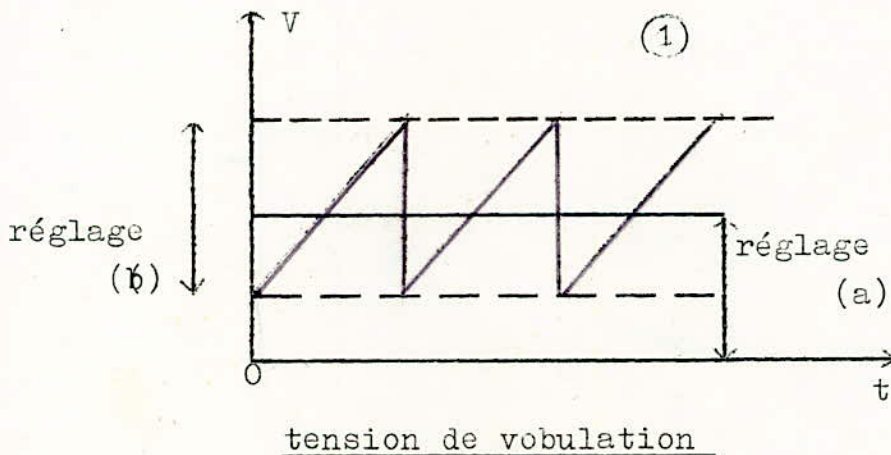
Le processus est le suivant:

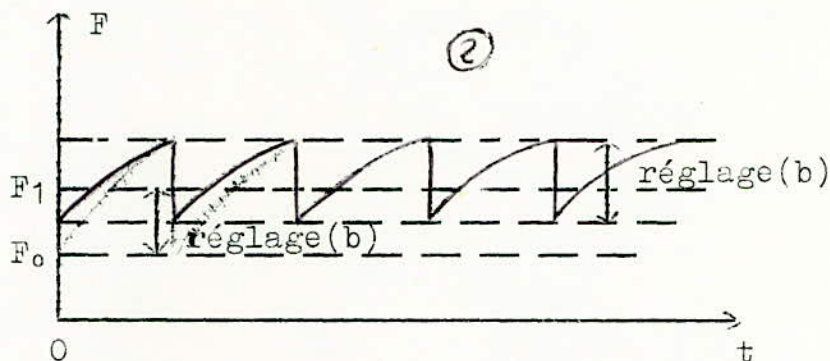
Un oscillateur H.F est le plus souvent réalisé à l'aide d'un circuit accordé LC auquel cas la fréquence F délivrée est en première approximation $F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. La variation de F peut s'obtenir en faisant varier L ou C . Dans cette étude on a utilisé la variation de C qui est plus facile à obtenir. Elle s'effectue au moyen d'une diode à capacité variable dont la capacité est fonction de la tension qui lui est appliquée en inverse. Ce qui précède s'exprime symboliquement par:

$$\begin{array}{l} C = f(V) \\ F = g(L, C) \end{array} \left. \begin{array}{l} \leftarrow \\ \rightarrow \end{array} \right\} \implies F = h(V) \text{ avec } L \text{ maintenue constante.}$$

Supposons qu'une relation simple de la forme $F = aV$ permette d'exprimer F en fonction de V (Ce n'est pas le cas parce que comme on l'a déjà vu F, C et V ne sont pas liées par des relations linéaires mais, cela ne change rien à la compréhension du fonctionnement). Dans ces conditions, toute variation de l'amplitude du signal de modulation va se traduire par une variation de la fréquence F délivrée par l'oscillateur.

Le signal de modulation est soumis à deux réglages (fig.1.). D'après ce qui précède on peut reproduire le graphe de 1 en remplaçant V par F et en ~~changeant~~ changeant l'échelle.

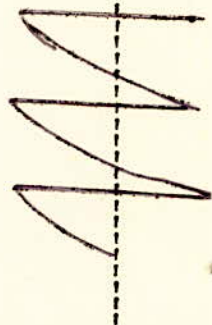
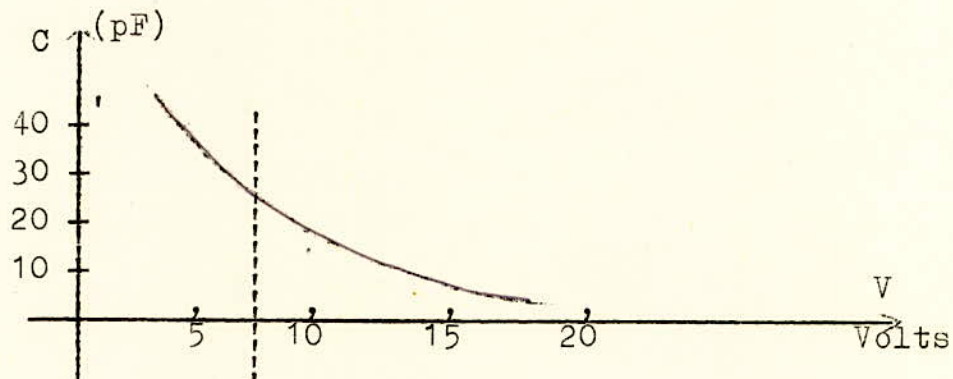




variation de la fréquence de sortie.

Il faut remarquer que lorsque $V=0$, F n'est pas nul, car ~~la~~ outre la capacité de la diode le terme C de la formule $F = 1/2 \sqrt{V_{LC}}$ comprend les capacités fixes qui déterminent la fréquence initiale F_0 . Donc pour $V=0$ (tension de vobulation nulle) on obtient $F=F_0$.

Supposons les réglages(a) et(b) au minimum; ce qui correspond à une tension de vobulation nulle; on obtient alors la fréquence F_0 . Si on augmente(a) on obtient une fréquence $F_1 \neq F_0$. Le réglage (a) est celui de la "fréquence centrale" Augmentons maintenant (b); F_1 qui avait une valeur fixe va varier d'une valeur $\pm \Delta F$ et ceci de façon périodique. On dit qu'il y a vobulation ou modulation de fréquence de F_1 et la variation $\pm \Delta F$ s'appelle l'excursion de fréquence. Le réglage (b) sera donc celui de l'excursion de fréquence. La variation de fréquence ne peut être linéaire que si le vobulateur fournit une dent de scie non linéaire. En effet la courbe de réponse de la diode à capacité variable présente une courbe hyperbolique? Il faut donc que les courbes de variation de la diode à capacité variable et de la tension en dents de scie se compensent mutuellement.



dents de scie
(concavité quelconque)

2- Principe de l'oscillation:

On utilise un montage dérivé de l'oscillateur Colpitts. Le transistor est monté en collecteur commun et le circuit oscillant se trouve dans la base à laquelle il est très faiblement couplé ce qui constitue la première condition pour avoir une oscillation stable. Le circuit oscillant comporte la bobine L , les capacités C_1 , C_2 , C_3 , parmi lesquelles C_1 est l'élément de couplage et où C_2 et C_3 forment un pont capacitif dont le rapport détermine la réaction d'émetteur. Pratiquement $C_2 = 20$ à 50 fois C_1 et $C_3 = 4$ à 6 fois C_1 . Il faut remarquer que c'est essentiellement C_1 qui intervient dans la fréquence d'accord avec le condensateur ajustable et la diode varicap.

Le montage porte le nom d'oscillateur de "Lee" et ne ~~est~~ doit pas être confondu avec l'oscillateur Clapp qui est aussi dérivé du Colpitts et dans lequel L et C sont inversés l'un par rapport à l'autre. L'oscillateur de Lee est plus intéressant car la bobine unique n'a pas de prise intermédiaire et l'une de ses sorties est à la masse.

Ce genre d'oscillateur se prête mal à la couverture d'une gamme étendue. En effet c'est C_1 qui intervient principalement dans la fréquence d'accord d'où la nécessité de faire varier C_1 ~~qui intervient~~ pour couvrir une gamme importante. Nous avons vu que C_2 et C_3 sont fonctions de C_1 si l'on désire conserver le même coefficient de réaction il faut faire varier aussi C_2 et C_3 d'où la limite technologique dont on parlait.

Pendant on peut agir sur L et dans certaines limites sur la capacité ajustable. Ce sont ces éléments qui permettront le réglage initial sur la fréquence choisie pour chaque gamme. La variation nécessaire autour de cette fréquence est assurée par la varicap.

Nous sommes amenés à prévoir un ensemble C_1, C_2, C_3, L, C , ajustable et capacité de liaison à la diode varicap différent pour chaque gamme.

Ceci entraîne la commutation de trois circuits.

Nous pensons avoir résolu ce problème de commutation grâce au montage qu'on verra.

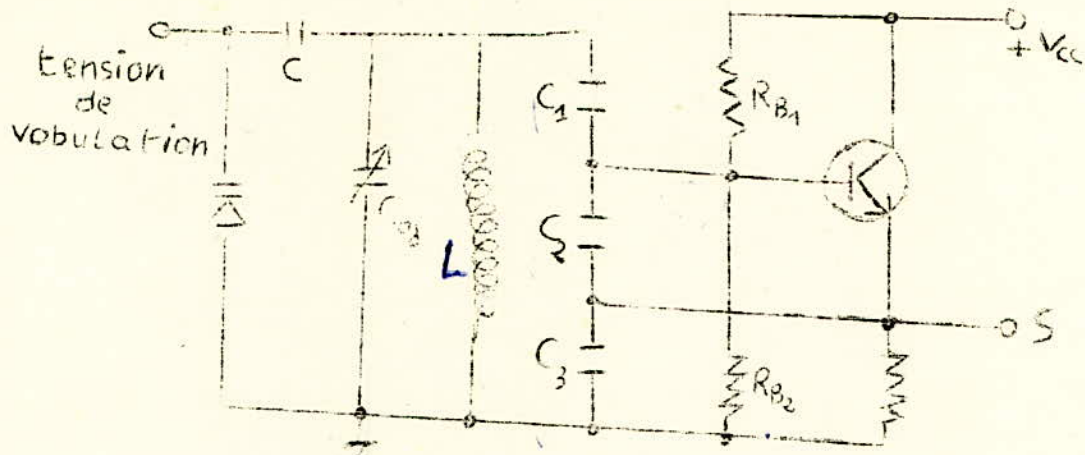
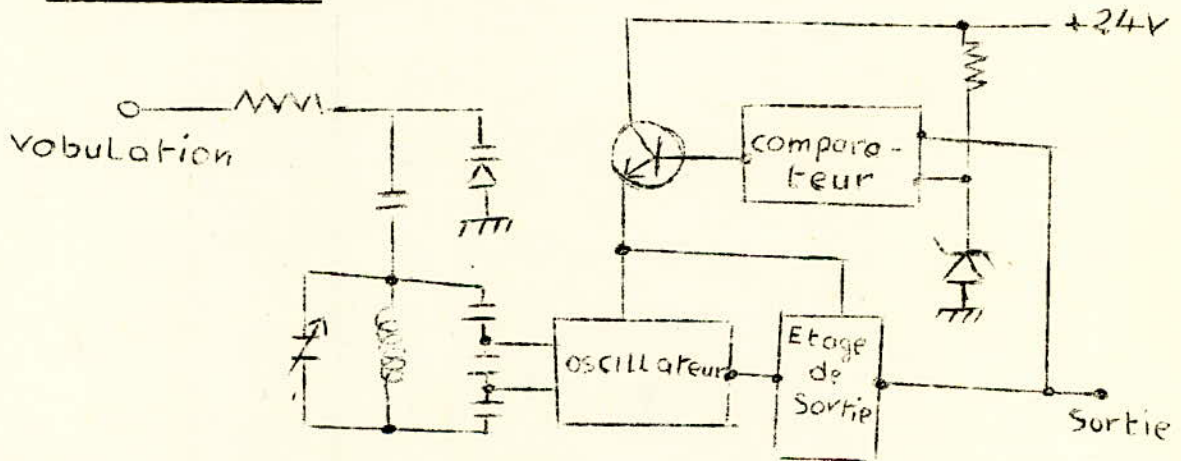


Schéma de principe de l'oscillateur.

Le Générateur:



Structure de la partie générateur.

Le schéma fonctionnel du générateur est représenté ci dessus. La régulation destinée à maintenir constante l'amplitude du signal de sortie agit par modification de la tension d'alimentation de l'oscillateur. Le principe de cette régulation est identique à celui utilisé dans les alimentations régulées. Le signal de sortie est redressé et comparé à une tension de référence. La tension d'erreur qui en résulte commande un transistor ballast qui agit sur la tension d'alimentation de l'oscillateur.

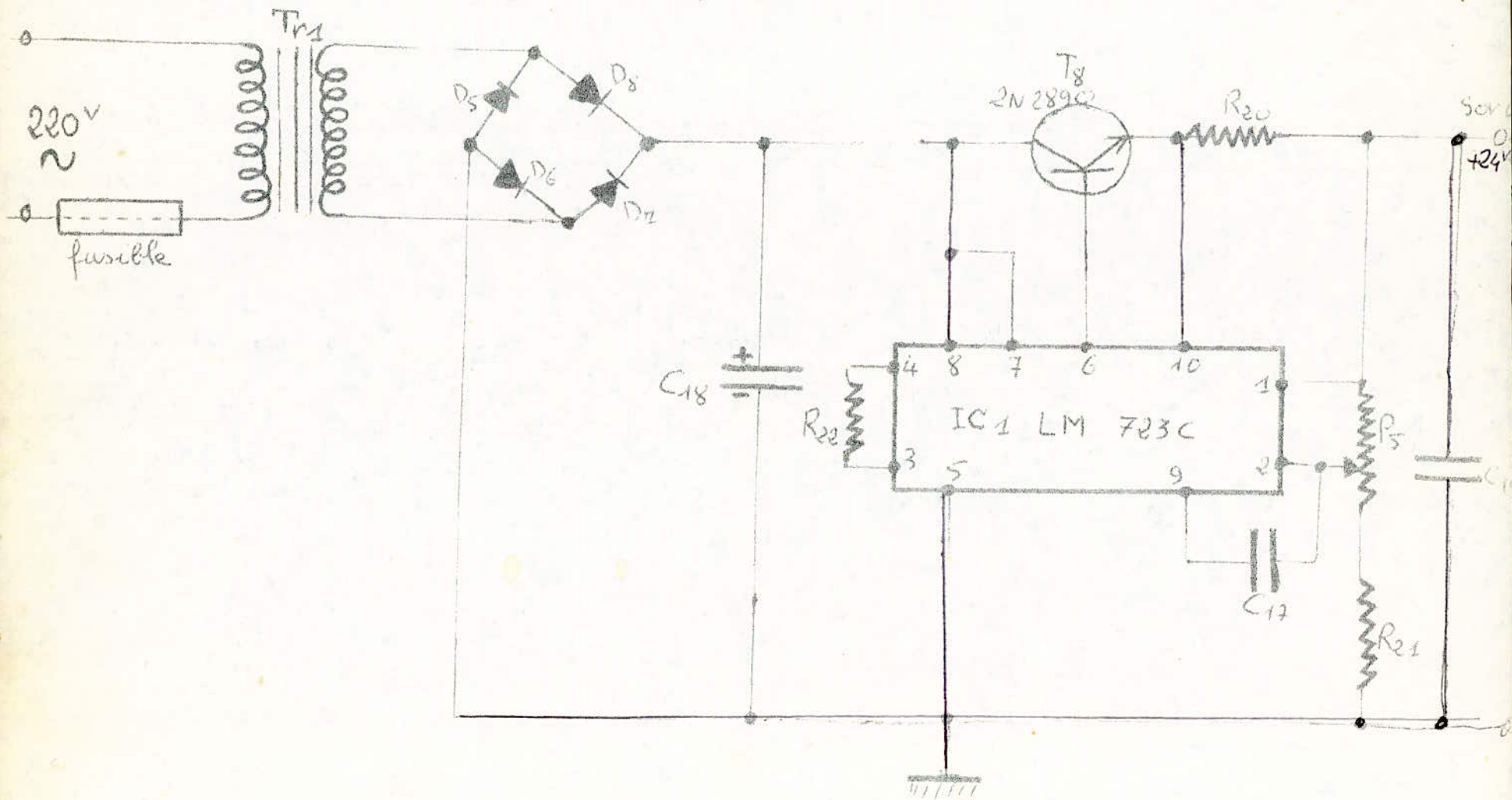
Supposons à titre d'exemple que l'amplitude du signal de sortie ait tendance à diminuer, le comparateur délivre une tension

d'erreur qui fait augmenter la tension d'alimentation de l'oscillateur. On obtient une augmentation de l'amplitude du signal H.F de sortie par déplacement du point de repos du transistor oscillateur.

Lorsque l'amplitude du signal H.F augmente le processus s'inverse. L'ensemble constitue une chaîne bouclée et quel que soit le point de la chaîne où une modification peut faire varier l'amplitude de sortie il y a contre réaction.

Le schéma complet est donné dans la figure suivante.

Le circuit oscillateur commuté en fonction de la gamme choisie est relié à la base et à l'émetteur de T_3 du type BF 365 A. La base de ce transistor est polarisée par R_6 et R_7 . l'émetteur est chargé par une résistance R_8 . T_4 également du type BF 365 A est monté en émetteur suiveur avec liaison continue sur l'étage précédent. On dispose ainsi d'une faible impédance de sortie. Le signal H.F disponible sur l'émetteur de T_4 est appliqué d'une part sur le potentiomètre de réglage du niveau de sortie, d'autre part à travers R_5 au redresseur doubleur de tension constitué par C_2 , D_1 , D_2 , C_3 .



DISPOSITIF DE RÉGULATION ET STABILISATION
DE LA TENSION

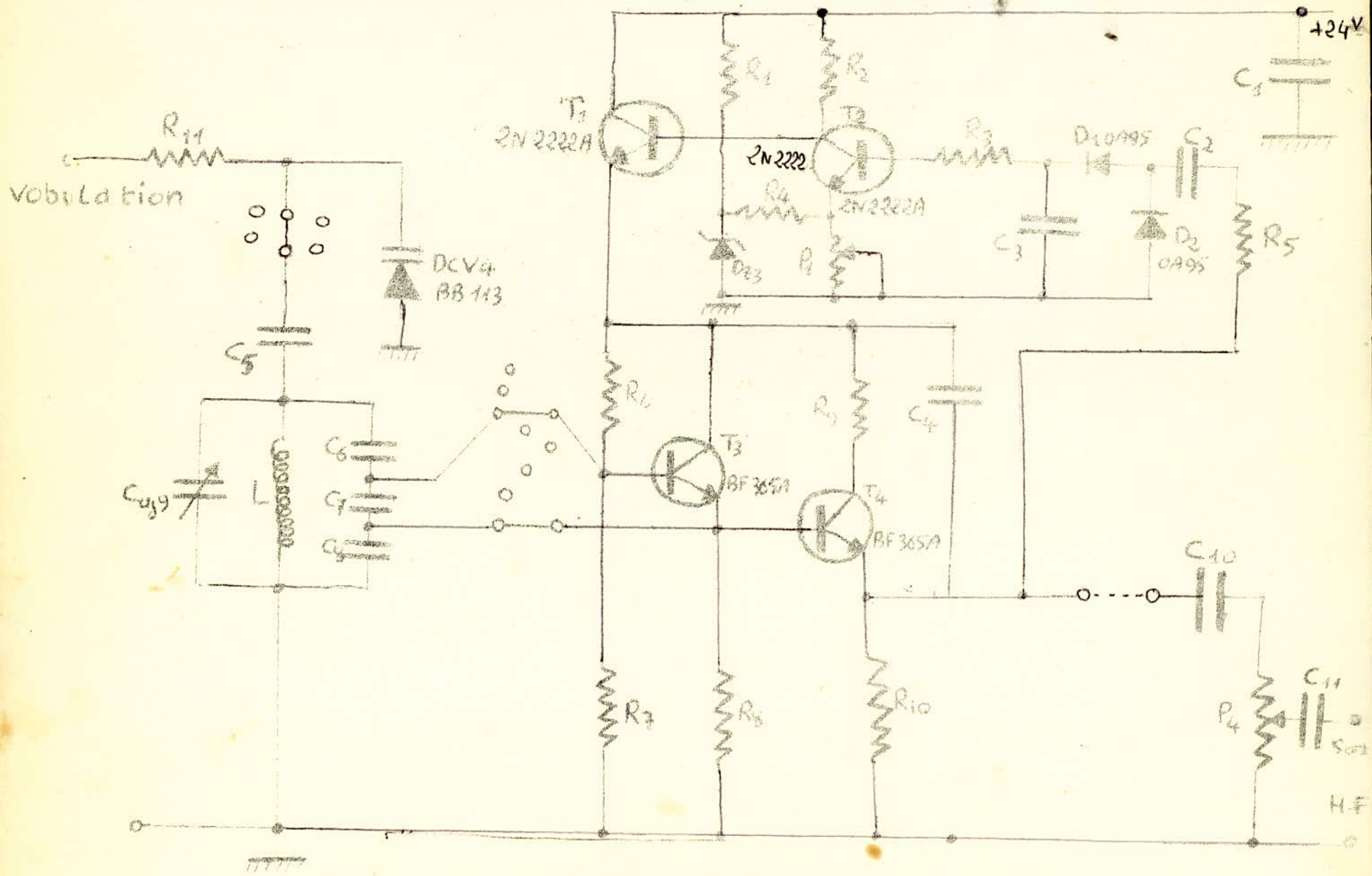


schéma du Générateur

Le transistor comparateur T_2 reçoit sur sa base une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal H.F. L'émetteur de ce transistor est porté à un potentiel fixe. La tension d'erreur apparaissant sur le collecteur de T_2 varie en sens inverse de V_{be} et commande le transistor ballast T_1 donc la valeur de la tension d'alimentation de l'oscillateur. En ce qui concerne l'oscillateur nous n'ajouterons rien aux principes exposés précédemment. On remarque seulement le montage de la diode varicap en parallèle sur le circuit oscillant. Le condensateur C_5 permet de limiter la capacité résultante aux bornes du circuit oscillant. La polarisation de la diode varicap est assurée par la tension de modulation à travers la résistance R_{11} destinée à éviter l'amortissement du circuit oscillant.

Le Modulateur:

- On a vu le but de ce circuit. Celui-ci a deux réglages.
- Valeur moyenne de la tension appliquée à la varicap qui détermine la valeur moyenne de la fréquence délivrée par le générateur.
 - Amplitude de la variation autour de cette valeur moyenne.

Entree X oscilloscope

Sortie Vibration

+24V

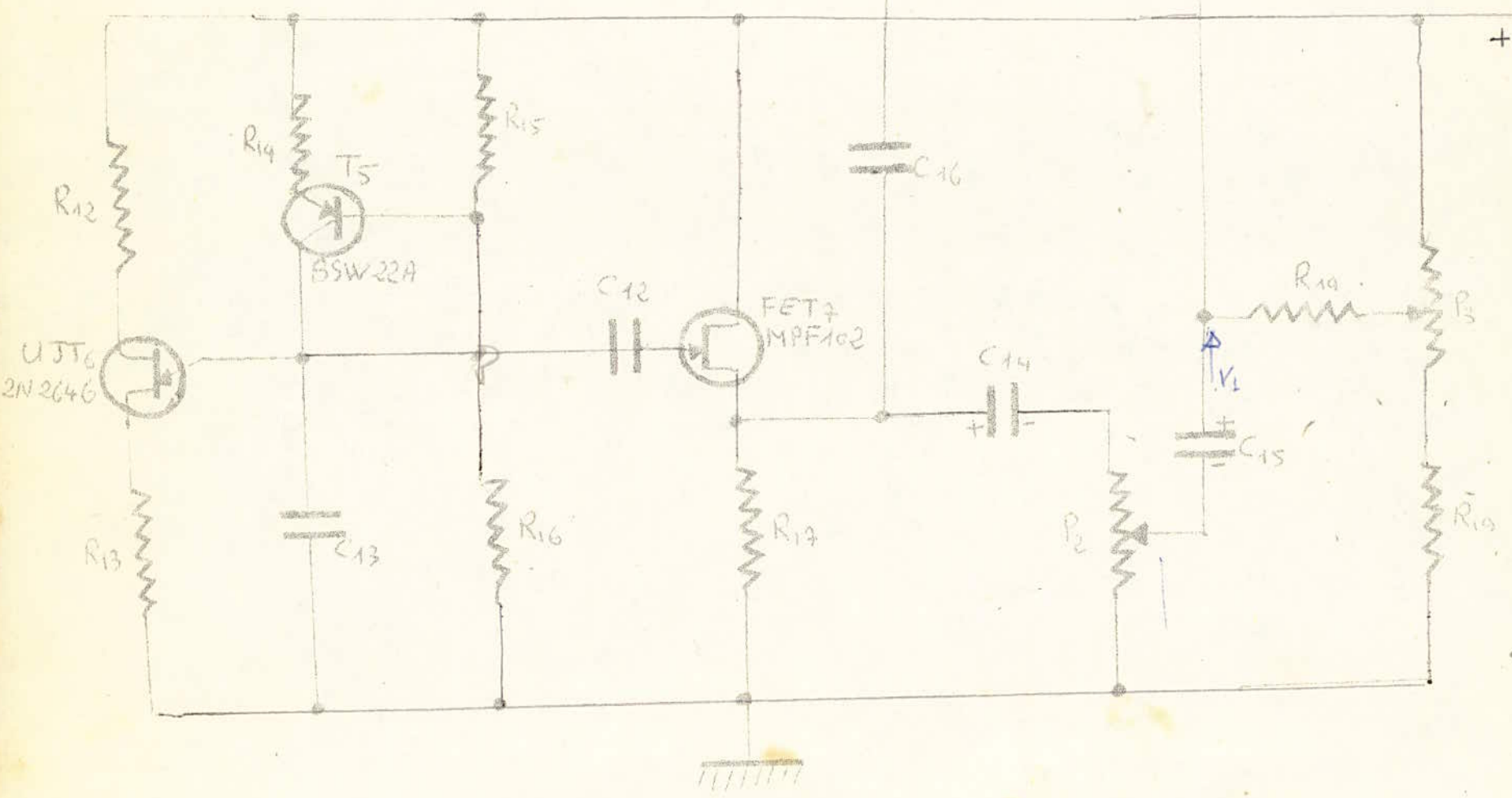


schéma du Vibulateur.

L'UJT est monté en oscillateur à relaxation. La fréquence est fixée par C_{13} et la polarisation de T_5 qui permet une charge à courant constant sur le collecteur de T_5 et l'émetteur de l'UJT nous prélevons un signal en dents de scie linéaire. Nous trouvons ensuite un étage adaptateur d'impédance à FET monté en drain commun. A partir de la source de FET deux départs:

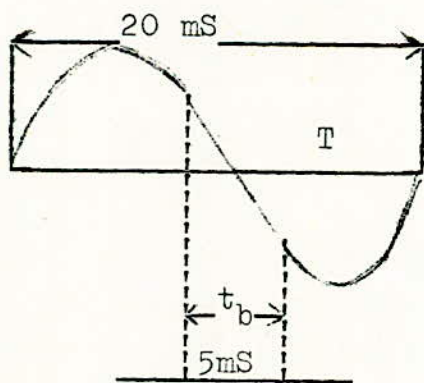
- l'un vers la sortie destinée au balayage horizontal de l'oscilloscope.

- l'autre vers la varicap à travers le dispositif de réglage.

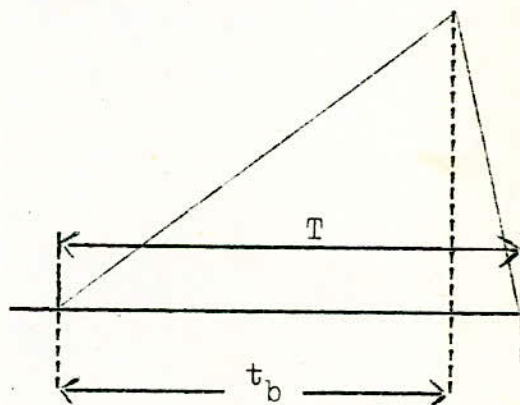
Les réglages s'effectuent par P_2 qui agit sur l'amplitude de la tension de modulation et P_3 qui fixe la valeur moyenne de cette tension.

En ce qui concerne la tension de modulation d'autres solutions pouvaient être adoptées, notamment l'utilisation du 50 Hz du réseau.

$$t_b \neq T \text{ (cas (b))}$$



(a)



(b)

On ne peut alors utiliser que la partie relativement linéaire de la sinusoïde dont la durée est de 5mS environ.

Lorsqu'on a affaire à des circuits dont l'amortissement est relativement important, cette durée est suffisante pour que ceux-ci puissent prendre un régime entretenu. Mais lorsqu'on a affaire à une fréquence de l'ordre de 500 Hz à des circuits couplés dont la surtension est supérieure à 100, la constante de temps est suffisamment grande pour provoquer une déformation très apparente de la courbe de réponse. L'utilisation du 50 Hz sinusoïdal comporte aussi les inconvénients suivants:

- le retour de la trace lors du balayage à la même durée que l'aller et les inévitables déphasages vont se traduire par deux ~~carbes~~ courbes distinctes d'où la nécessité d'un réglage supplémentaire de superposition des courbes.
- la forme sinusoïdale de la tension de modulation accentue la non linéarité de la variation de fréquence du générateur.
- l'alimentation par piles ou accumulateurs est alors impossible.

Pour éviter les inconvénients mentionnés il suffit en effet de travailler avec une fréquence de modulation plus réduite et ~~plus~~ avec un signal en dents de scie de façon à pouvoir utiliser toute la durée de la période. Ainsi une dent de scie de 20 Hz donne une variation de fréquence dix fois moins rapide qu'une sinusoïde de 50 Hz.

Il est également possible d'utiliser le signal en dents de scie de l'oscilloscope (base de temps) avec les modifications suivantes:

- Supprimer R_{13} , R_{14} , R_{15} , R_{16} , C_{13} , C_{16} , UJT₆, T₅
- Relier C_{12} à la prise oscilloscope à travers un diviseur de tension éventuellement.
- Régler le diviseur de tension pour obtenir 12 à 17 V crête sur la grille du RET

Cette solution necessite une intervention dans les circuits de l'oscilloscope afin de prélever le signal de balayage et ne devra être adoptée que pour les modèles ne comportant pas d'entrée X. La fréquence de vobulation qu'elle soit délivrée par les circuits internes du générateur ou qu'elle soit prélevée sur l'oscilloscope, doit être fixée en tenant compte des remarques suivantes:

- être suffisamment élevée pour que l'observation de la trace ne soit pas pénible par suite de la persistance rétinienne faible. - être suffisamment faible pour que la régulation d'amplitude agisse convenablement. Dans le cas d'une tension de vobulation interne, on peut agir sur C13 et éventuellement sur les résistances R15 et R16 pour fixer la fréquence de vobulation aux environs de 40 Hz. Dans le cas d'une vobulation prélevée sur le balayage de l'oscilloscope, c'est le commutateur de vitesse de balayage qui règle la fréquence de vobulation. La figure suivante représente les circuits de l'alimentation un transformateur permet d'obtenir une tension ^{de 24 V}. Ce dernier utilise un circuit intégré qui commande un transistor ballast monté sur un petit radiateur. La résistance ajustable P₅ permet de régler la tension d'alimentation générale.

Le calibreur - marqueur:

Le calibreur-marqueur ci dessous est un générateur H.F dont la fréquence d'oscillation fondamentale de 10 MHz permet grâce à trois diviseurs successifs de délivrer des points de repère très précis tous les 10 MHz, tous les 1 MHz, tous les 100 KHz et enfin tous les 10 KHz. C'est un dispositif de haute précision que l'on peut qualifier d'étalon de fréquences car l'oscillation est obtenue à partir d'un quartz. Le calibreur marqueur permet en particulier de vérifier et éventuellement retoucher l'étalonnage d'un récepteur il permet aussi de marquer un volubateur, d'étalonner les hétérodynes générateur H.F et V.F.O.

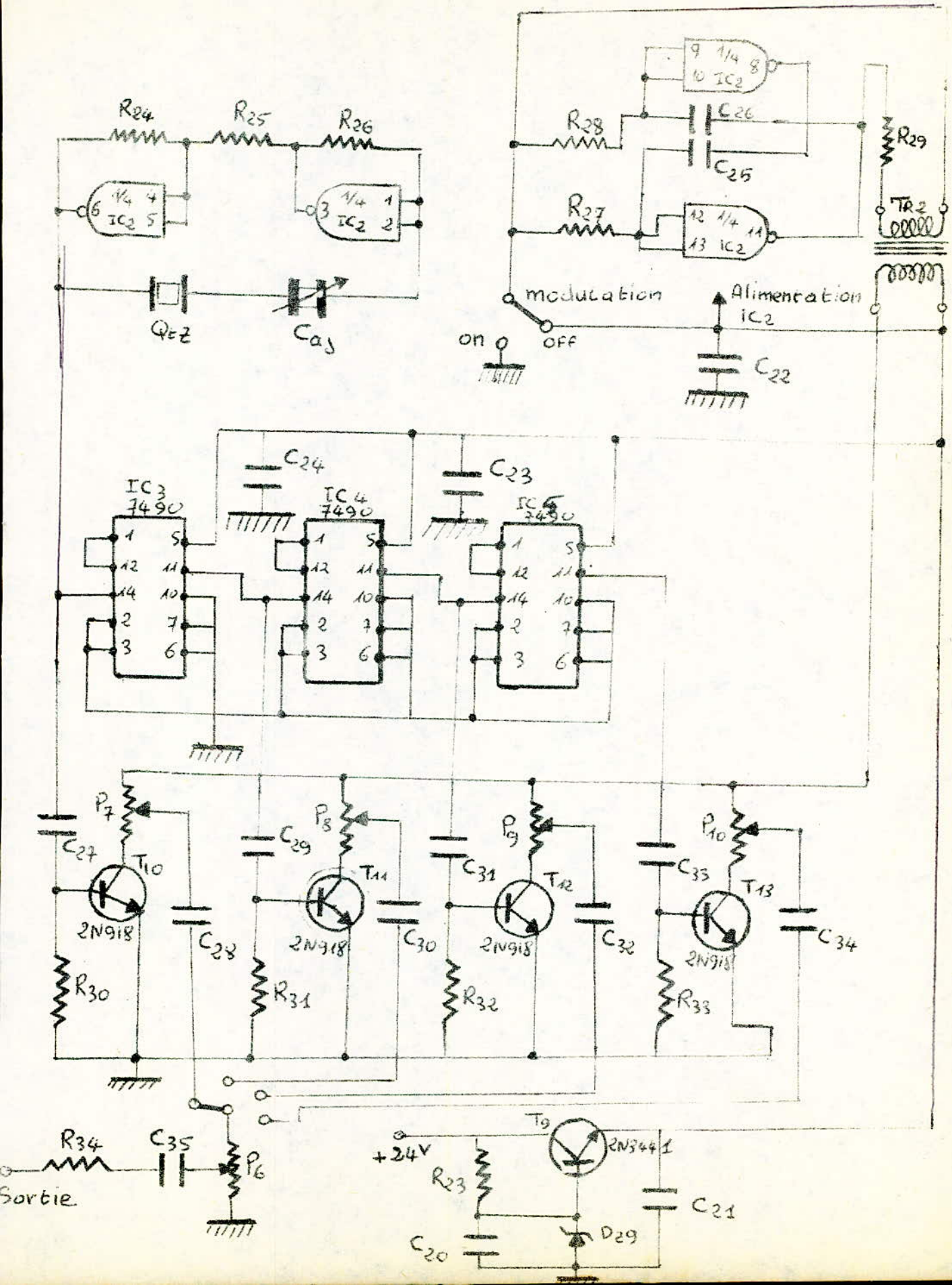
Le schéma de principe complet du calibreur-marqueur est donné sur la figure. L'oscillateur à quartz utilise deux portes NAND d'un SN 7400 il est suivi de trois diviseurs par 10 du type 7490 . L'ensemble délivre les fréquences de 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz et 10 kHz. Il faut tenter d'obtenir à partir des fréquences précédentes le plus grand nombre d'harmoniques possible. Or les diviseurs délivrent des signaux rectangulaires dont le spectre ne comporte que des harmoniques impairs d'amplitude décroissante (30 kHz, 50 kHz ...) . 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. Une approche de ce signal peut être obtenue en dérivant un signal rectangulaire avec une constante de temps suffisamment faible.

Cette fonction sera remplie par quatre transistors 2N910~~2N910~~ montés entre les diviseurs SN 7490 et le commutateur de sortie. Les circuits adoptés n'étant pas parfaits, l'amplitude des harmoniques décroît avec leur rang mais reste néanmoins exploitable jusqu'à 500 MHz. Afin d'identifier plus facilement les signaux du calibreur-marqueur, on l'a équipé d'une modulation commutable. Les deux autres portes du SN 7400 utilisé pour l'oscillateur 10 MHz sont montés en multivibrateur astable et délivrent une fréquence d'environ 1 kHz.

Cette fréquence modulé par l'intermédiaire de TR_2 la ligne d'alimentation des transistors amplificateurs d'harmoniques T_{10} à T_{13} .

La présence de circuits intégrés T.T.L nécessite pour cette partie de l'appareil une tension d'alimentation de 5,5V. Cette tension est délivrée par T_9 du type 2N 3441 à partir de 24V de l'alimentation générale. La consommation du calibre marqueur étant assez élevée (100mA) il faut utiliser pour T_9 un transistor de moyenne puissance monté sur un petit radiateur.

LE CALIBRATEUR - MARQUEUR



Caractéristiques:

une grande précision,

Les appareils professionnels sont caractérisés par une stabilité élevée, des sorties étalonnées, une bonne couverture des gammes de radio et de télévision.

Moyennant quelques artifices, l'étude présentée sans prétendre rivaliser avec ces appareils professionnels pourra néanmoins rendre sensiblement les mêmes services pour l'alignement des circuits à fréquence intermédiaire (ou moyenne fréquence) des récepteurs radio.

a) Précision en fréquence:

L'utilisation d'un marqueur à quartz permet de situer les fréquences directement sur l'écran de l'oscilloscope, l'étalonnage en fréquence du générateur n'est pas nécessaire.

b) Stabilité en fréquence:

Elle est difficile à obtenir sur une gamme importante, mais si on se limite aux seules fréquences nécessaires, la réalisation d'oscillateurs stables est relativement aisée.

Nous avons retenu les gammes suivantes:

- 455 kHz : F.I des récepteurs AM "grand public"
- 1,6 et 3 MHz : F.I des récepteurs de trafic O.C.
- 10 MHz : F.I des récepteurs à modulation de fréquence (FM : 10,7 MHz) et
F.I des récepteurs OC avec filtre à quartz (9 MHz)
- 28 MHz : 1^{ère} F.I des récepteurs V.H.F.

Il est possible de choisir d'autres gammes si nécessaire ex: 5 MHz qui est une F.I parfois utilisée sur certaines récepteurs de trafic O.C.

c) Excursion de fréquence:

L'excursion de fréquence maximale est de ± 40 kHz sur 455 kHz et ± 500 kHz sur 28 MHz.

d) Amplitude de sortie:

On n'a pas recherché une précision et un étalonnage du niveau de sortie. L'amplitude est réglable de 0 à 1Vc.c sur toutes les gammes. Elle varie avec la charge et les réglages de niveau du générateur et du marqueur. Un dispositif stabilise cette amplitude lorsque la fréquence varie.

e) Fréquence de modulation:

- Modulation interne : 40 Hz ajustable à la mise au point.
- Modulation externe : suivant la position du commutateur de la vitesse de balayage de l'oscilloscope.

f) Marqueur- calibrateur:

fréquences de 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz avec une amplitude variable de 0 à 2V suivant la position du réglage de niveau et le rang de l'harmonique utilisé.

Gamme	Fréquence couvertes	Excursion de fréquence.
455 kHz	440 kHz à 520 kHz	+ 40 kHz en bas de gamme. + 10 kHz en haut de gamme.
1,6 MHz	1450 kHz à 1700 kHz	+ 150kHz en bas de gamme. + 30 kHz en haut de gamme.
3 MHz	2,7 MHz à 3;3 MHz	+ 300kHz en bas de gamme. + 50 kHz en haut de gamme.
10 MHz	9 MHz à 11 MHz	+ 600kHz en bas de gamme. + 400kHz en haut de gamme.
28 MHz	28 MHz à 30 MHz	+ 500 kHz sur toute la gamme.

Gamme	C ₅	C ₆	C ₇	C ₈	C _{aj} 9	L
455 kHz	2,2 nF	270 pF	22 nF	1 nF	10 à 60 pF	410 H
1,6 MHz	2,2 nF	200 pF	10 nF	560 pF	10 à 40 pF	40 H
3 MHz	470 pF	100 pF	6,8nF	430 pF	10 à 40 pF	16 H
10 MHz	100 pF	33 pF	1,5nF	120 pF	3 à 12 pF	3,5 H
28 MHz	12 pF	12 pF	430 pF	33 pF		1,8 H

P₁ : résistance ajustable.

P₅ : résistance ajustable.

P₇ à P₁₀ : résistances ajustables.

IC₁ : circuit intégré régulateur de tension

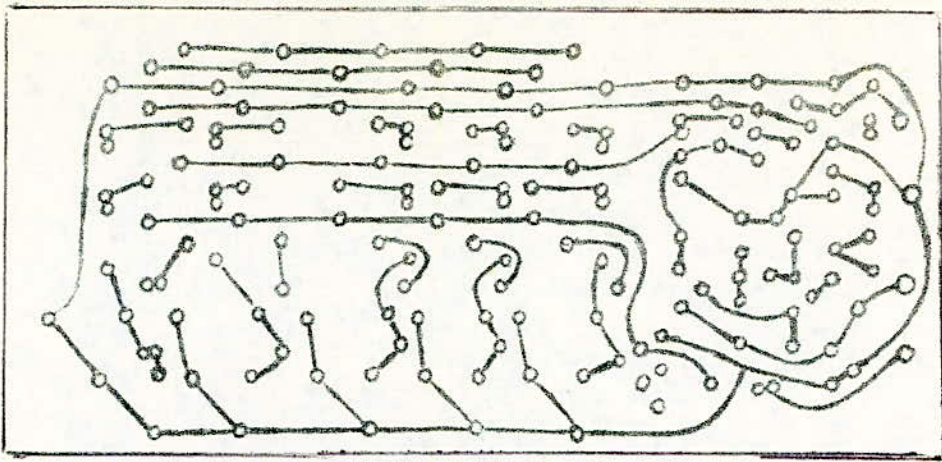
D₁ à D₈ : diodes 1N 4385.

TR₁ : transformateur Pr 110/220V
Sd 24V 15 VA.

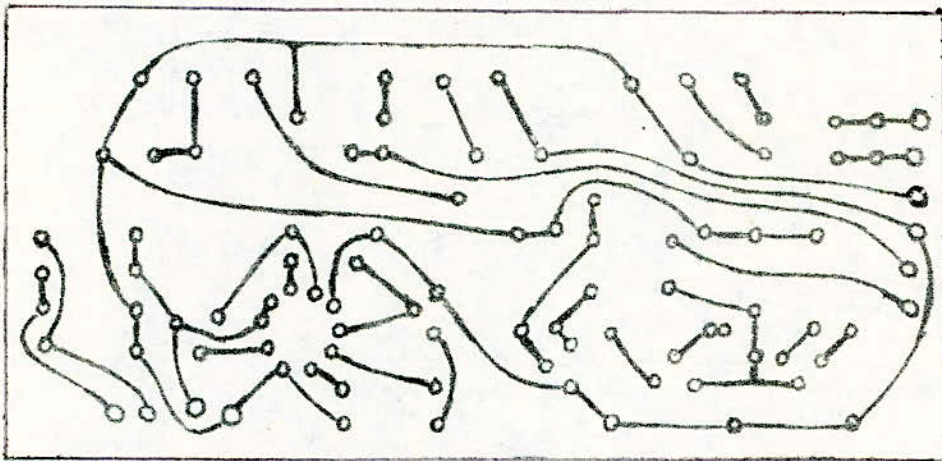
TR₂ : transformateur modulateur.

Caj 36: condensateur ajustable, 10 à 60 pF.

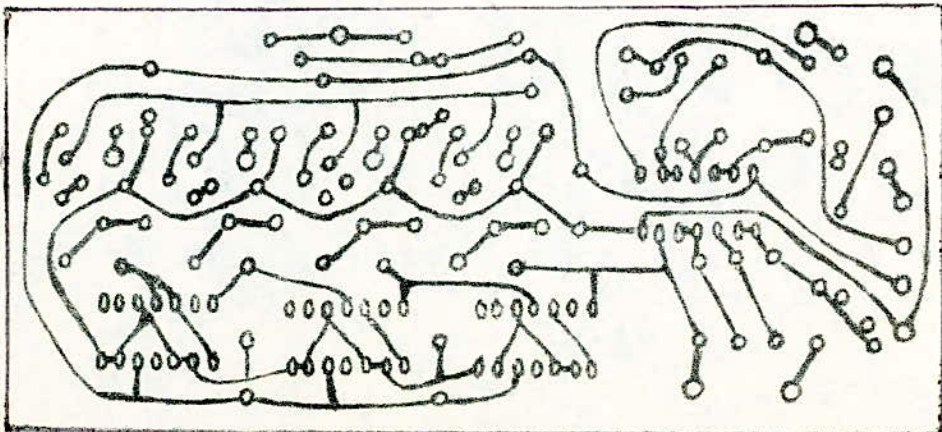
DZ 9 : diode ZENER 87x85
C5 V6.



LE GENERATEUR



LE VOBULATEUR

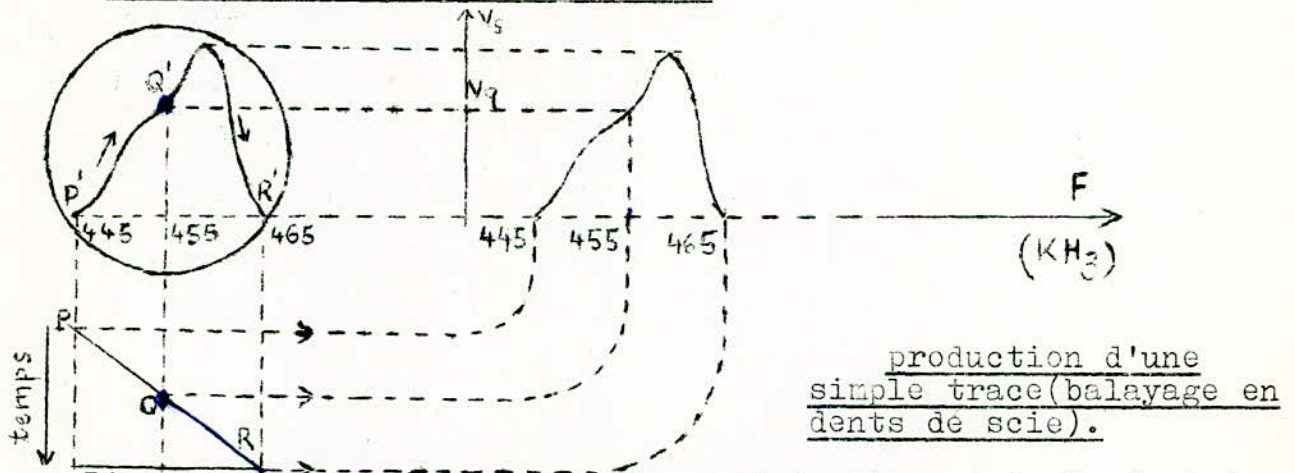


LE MARQUEUR

X MECANISME DU TRACE DES COURBES DE REPONSE.

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

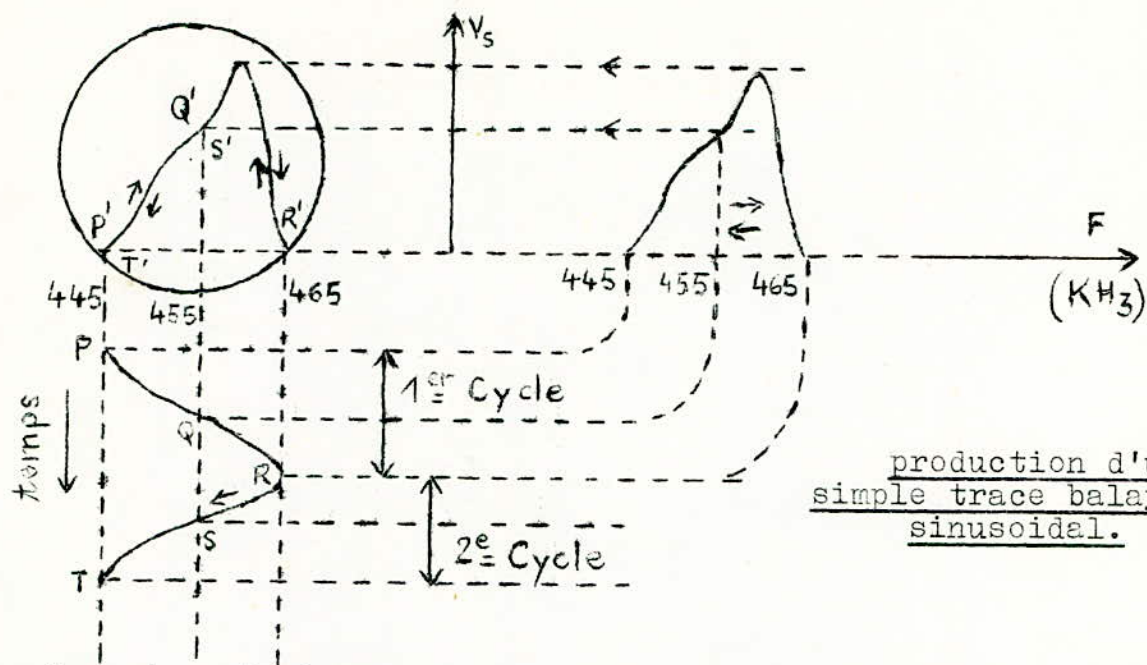
1- Méthode de la simple trace:



L'appareil est réglé pour qu'au point milieu Q de la dent de scie qui se trouve au milieu de l'axe horizontal corresponde la fréquence 455 kHz par exemple de l'oscillateur. Comme à 455 kHz la tension de sortie de l'amplificateur essayé est V_a , le spot ~~nk~~ ~~nkx~~ apparaîtra sur l'écran au point Q' (Pour faciliter la démonstration on a choisi une courbe de selectivité dissymétrique).

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 kHz à 465 kHz et le spot trace la variation de tension 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'. Comme les tracés successifs se superposent exactement, la courbe est stable. Un oscillogramme relevé dans ces conditions est reproduit sur la figure. C'est la méthode de la simple trace.

On obtient un résultat similaire en utilisant une tension sinusoïdale pour le balayage et pour le glissement, comme le montre le diagramme.



En raison de la variation d'amplitude plus lente de le sinusoïde au voisinage des sommets, les cotés de la caractéristique sont un peu resserés, ce qui fait paraître la selectivité de la courbe à la base de la jupe meilleure 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 445 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 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 décrite qu'une fois à chaque période et de gauche à droite, le balayage et glissement sinusoidaux provoquent donc deux traces 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.

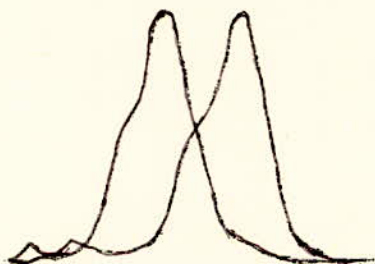
La figure suivante montre qu'il y a une discordance entre la théorie et la pratique.



On peut voir que les deux courbes ne se superposent pas exactement. Le fait en est à une certaine distorsion du niveau réseau 50 Hz utilisé pour le balayage et le glissement?

Pour éviter la difficulté d'arranger une superposition exacte des deux traces ou se contente souvent d'en effacer une par l'application au wehnelt d'une tension 50 Hz judicieusement phasée dérivée par exemple de l'une des plaques X. On obtient ainsi un oscillogramme propre.

S'il y a un déphasage entre les tensions de balayage et de glissement on voit apparaître deux courbes identiques, mais décalées comme sur la figure.

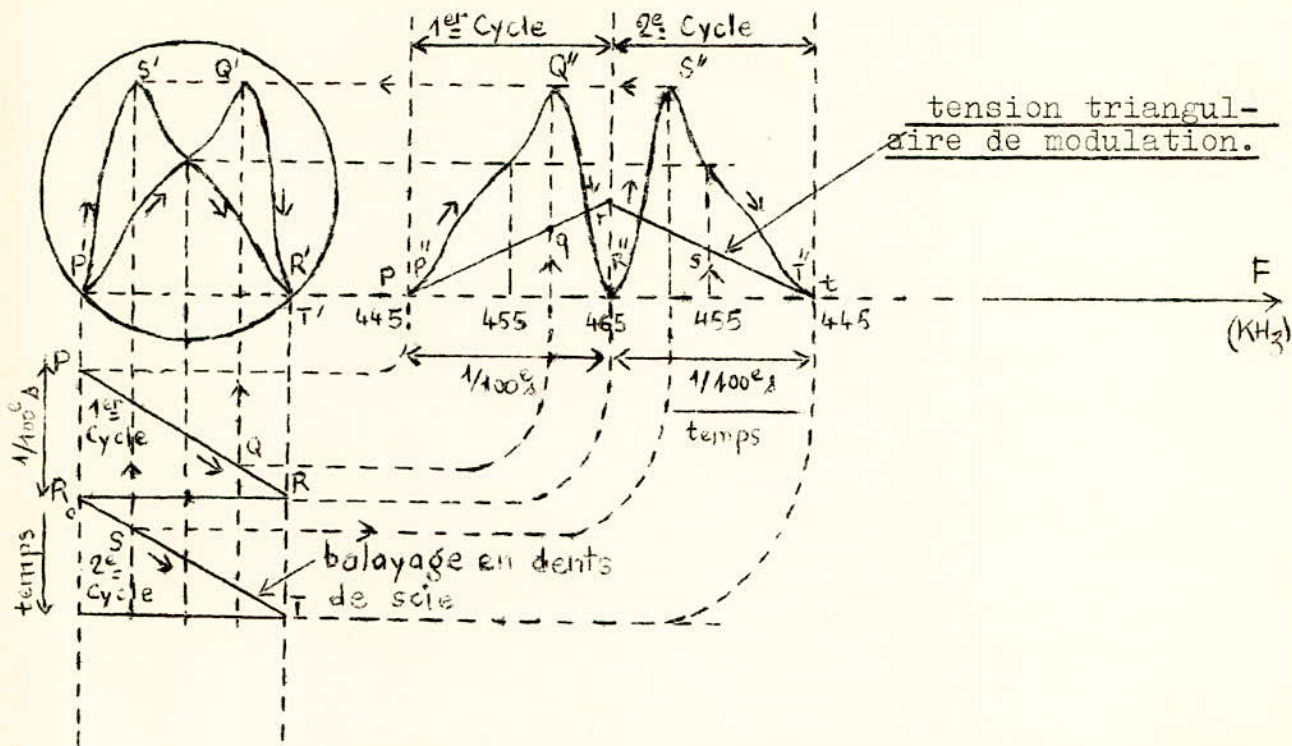


simple trace, phase incorrecte

Par un circuit déphaseur adéquat on peut toujours superposer ces deux courbes, ou encore on peut en effacer une, comme indiqué plus haut, En tout cas, bien qu'on voie apparaître deux courbes c'est toujours une méthode de simple trace, si les tensions de balayage et de glissement sont de même forme d'onde et fréquence. d'une manière générale nous sommes toujours en présence d'une méthode de simple trace

2- Méthode de la double trace:

On obtient une représentation intéressante et utile de la courbe de selectivité en employant une tension de glissement de forme triangulaire (obtenue par exemple par intégration d'une onde rectangulaire 50 Hz) et en réglant la base de temps sur 100 Hz. La figure montre le mécanisme du tracé de la courbe.



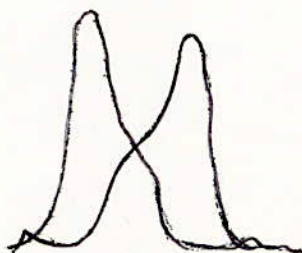
Developpement d'une double trace. Balayage en dents de scie, tension de glissement triangulaire.

Pendant la première dent de scie PQR la tension triangulaire de glissement augmente linéairement (pqr) et la fréquence de l'oscillateur glisse de 445 à 465 kHz. Ceci correspond à la courbe de tension de sortie ~~R~~ P"Q"R" et le spot trace la courbe P'Q'R'. Pendant le second cycle de balayage R.ST 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 ~~xx~~ courbe R"S"R" et le spot trace la courbe P'S'T'. C'est là un diagramme à double trace vrai car bien que les deux courbes soient tracées de gauche à droite l'une d'elle est inversée comme par un effet de miroir.

L'intérêt de cette méthode réside dans la facilité de mise en évidence de dissymétries dans la courbe de sélectivité comme c'est le cas de la figure.

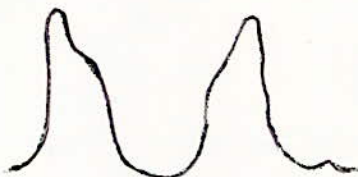
Double trace, fréquence correcte manque de symétrie des jupes.

Bien que les sommets se superposent (ce qui indique que la fréquence d'accord est correcte) les jupes des courbes ne se recouvrent pas. Si de plus la fréquence d'accord n'est pas correcte les deux sommets s'écartent comme on le voit sur la figure.



manque de symétrie et fréquence incorrecte.

En faisant fonctionner la base de temps sur 50 Hz on obtient l'oscillogramme de la figure suivante qui est pratiquement inutilisable.



double trace, réglage incorrect de la base temps

Il correspond à la courbe P"Q"R"S"T". Les courbes devraient d'ailleurs avoir la même largeur; l'inégalité provient d'un manque de symétrie de l'onde triangulaire provoqué à son tour par une onde rectangulaire à alternances inégales.

On voit que la méthode de la double trace permet l'alignement le plus précis des circuits accordés dont on peut "figurer" la courbe de selectivité à souhait. Les oscillogrammes sont cependant plus difficiles à interpréter et le générateur vobulé est plus compliqué (la nécessité de disposer d'une onde triangulaire de glissement bien linéaire et symétrique se comprend en regardant la figure précédente.)

3- Précautions à prendre:

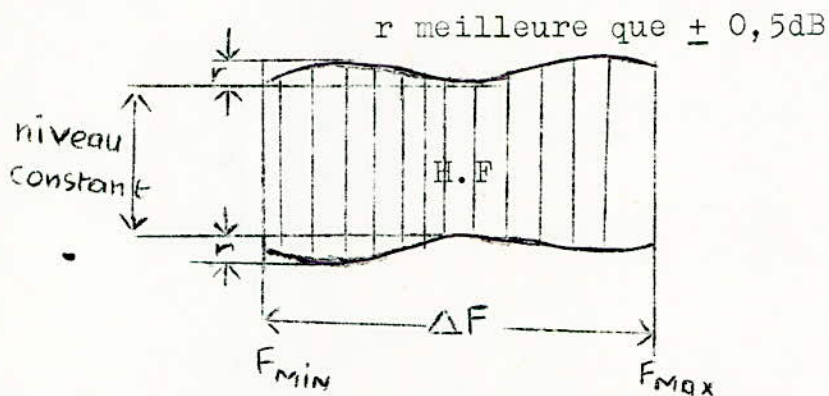
Il est nécessaire pour avoir une courbe de réponse significative sur l'écran de l'oscilloscope, de respecter certaines conditions:

- la tension de sortie H.F délivrée par le générateur vobulé doit être constante quelque soit 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 de l'oscilloscope 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 modulation doit être inférieure à 50 Hz.



La réponse est d'autant plus respectée que la modulation est régulée en amplitude.

4- Problèmes à résoudre en modulation B.F.:

Lorsqu'il s'agit de moduler une bande de fréquence assez élevée par rapport à sa fréquence centrale, si l'on fait exception des problèmes de régulation d'amplitude, les précautions à prendre ne s'avèrent guère difficiles: en télévision ceci se pratique couramment. Il n'en est plus de même si l'on pousse l'analyse dans des domaines d'excursions faibles: si l'on désire une bonne précision, la fréquence centrale doit posséder une stabilité parfaite sans quoi l'image qui découle d'une telle analyse risque de "trembler" sur l'écran de l'oscilloscope. Ceci suppose que l'oscillateur à moduler est parfaitement maîtrisé sur sa fréquence de repos, propriété qu'il est parfois difficile d'obtenir aux basses fréquences.

L'observation d'une courbe de réponse peut se faire évidemment en linéaire, toutefois une telle courbe se trace plus généralement en dB. Il faut donc prévoir un convertisseur linéaire/logarithmique.

Enfin le marquage pouvant s'opérer très près de la fréquence moyenne; lors des faibles excursions d'analyse, il ne faut pas perdre son temps à rechercher la fréquence par un quelconque réglage manuel. Ainsi il est conseillé de placer la marque soit au centre de l'écran, soit au début et à la fin de l'analyse mais à condition que cette ou ces marques suivent les réglages de la "fenêtre" de modulation choisie. Par ailleurs une bonne précision de la fréquence de la marque ne peut s'obtenir qu'au moyen d'un fréquencemètre qui s'arrête sur la fréquence particulière du battement.

5- Tracé des courbes de réponse en B.F:

Le principe du générateur modulé à battements est parfaitement applicable au relevé automatique des courbes de réponse en B.F. Toutefois un tel générateur modulé est assez difficile à réaliser car il faut travailler avec un balayage très lent (quelques secondes) en particulier si le montage comporte des éléments à coefficients de surtension élevé, ce qui demande un tube cathodique à rémanence, des amplificateurs à courant continu et de nombreuses précautions.

XI UTILISATION DES GENERATEURS VOBULES.

Le générateur vobulé constitue pour le technicien un appareil ^{Fondamental} il permet le contrôle rapide et précis en dynamique des étages H.F le réglage l'alignement des circuits F.I et de façon plus générale l'examen des courbes de réponse globales ou partielles quand on l'utilise conjointement avec un oscilloscope. Le technicien peut ainsi observer de façon instantanée le résultat de ses réglages au fur et à mesure qu'il les réalise. Dans la pratique de dépannage l'emploi du générateur vobulé est encore intéressant puisqu'il permet de deceler une tendance à l'accrochage avant qu'elle se produise.

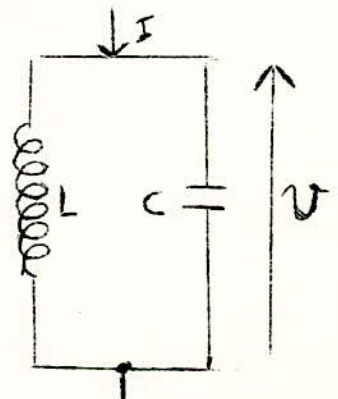
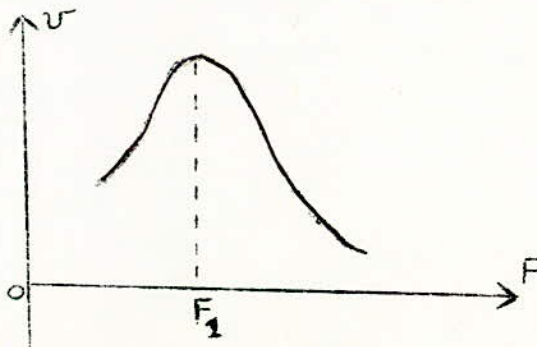


Instabilité un peu en dessous de la fréquence d'accord.

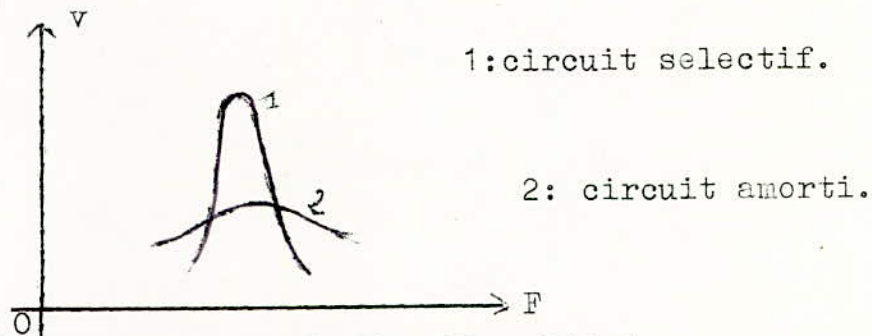
Il permet également de deceler le gain anormalement faible, et d'autres défauts. L'alignement des circuits d'accord permet de passer la sensibilité au maximum. En réalisant les conditions d'alignement spécifiées ou doit obtenir la plus forte tension de sortie pour un réglage donné et réduire ainsi au minimum le bruit de fond et les interférences.

1- Les courbes de sélectivité:

Considérons un circuit accordé alimenté à intensité ^{Fixée} constante et à fréquence variable, nous obtenons aux bornes de ce circuit une d.d.p dont la valeur efficace varie suivant le graphique.

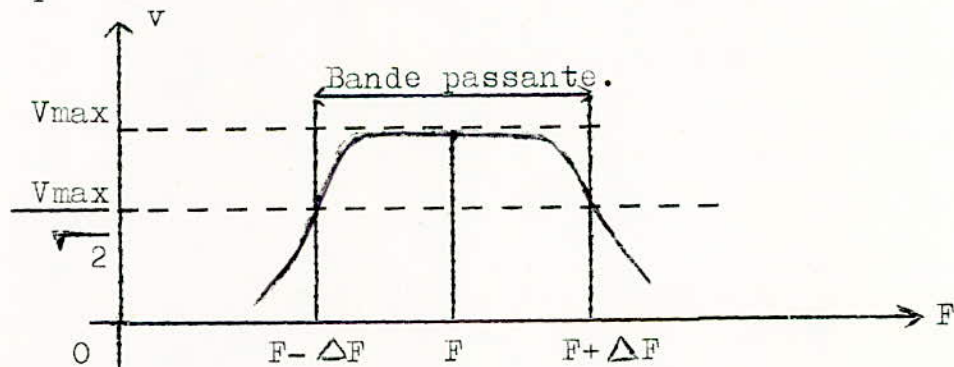


La fréquence de résonance F_1 est caractérisée par l'amplitude maximale. Les résultats relatifs à un circuit peuvent être appliqués à plusieurs circuits en cascade. Si tous sont accordés sur la même fréquence et peu amortis on a la courbe 1, s'ils sont accordés sur des fréquences voisines ou amortis on a la courbe 2.



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 trois ondes sinusoïdales de fréquence F , $F+f$, $F-f$. Si l'on souhaite recevoir et amplifier ce signal il faut que les amplificateurs soient capables de transmettre F ainsi que les fréquences $F \pm f$. La bande passante est : $B = 2\Delta F$



Corbe 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 $B.F$ à transmettre. La bande passante est : $B = 2(\Delta F + F)$

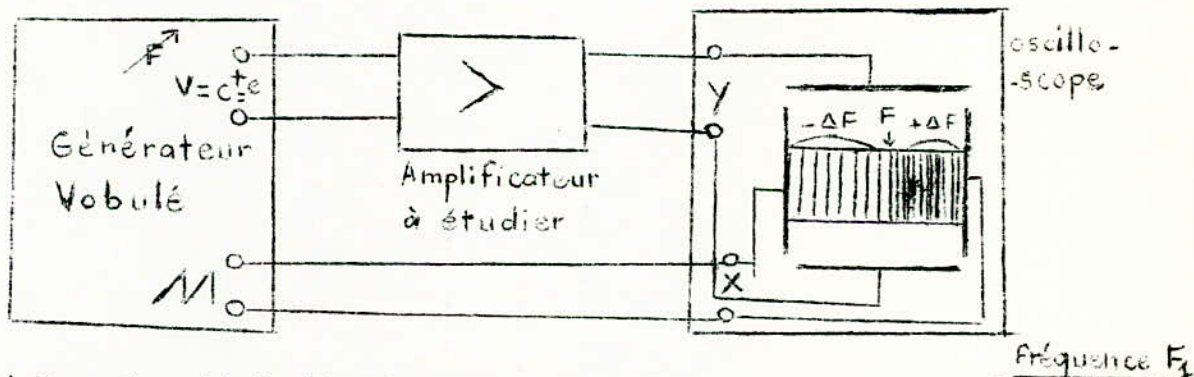
La courbe de réponse ne diffère de la précédente que par la fréquence porteuse F et la bande passante beaucoup plus importante.

2- Principe du relevé des courbes:

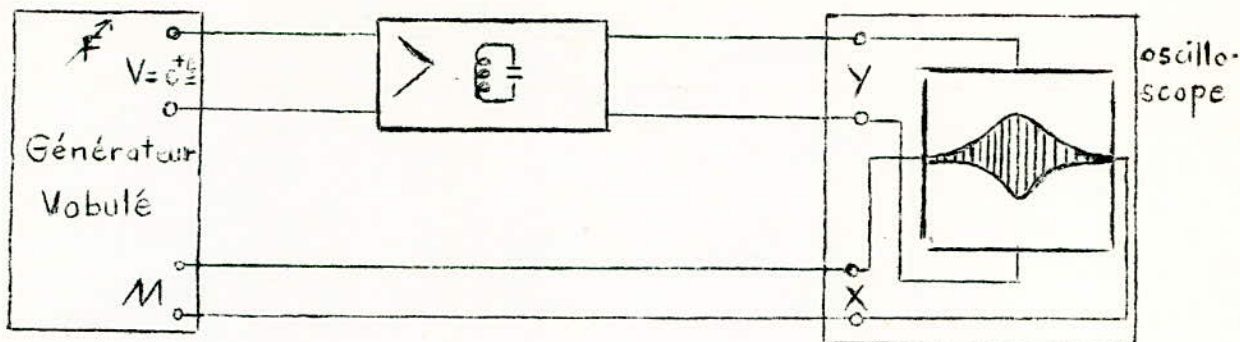
a- Le circuit à étudier est indépendant de la fréquence:

Lorsque la fréquence délivrée par l'oscillateur augmente, la tension de balayage horizontal augmente aussi. 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. Nous avons supposé pour ceci:

- Que la tension de sortie du générateur était constante.
- Que l'amplificateur vertical avait une bande passante supérieure à la fréquence à observer.
- Que le circuit étudié était parfaitement apériodique.
- Que les réglages du gain horizontal assuraient le balayage de la totalité de l'écran.



b)- Le circuit à étudier est un amplificateur accordé sur la
Nous obtenons sur l'écran une couche différente de celle du cap 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.

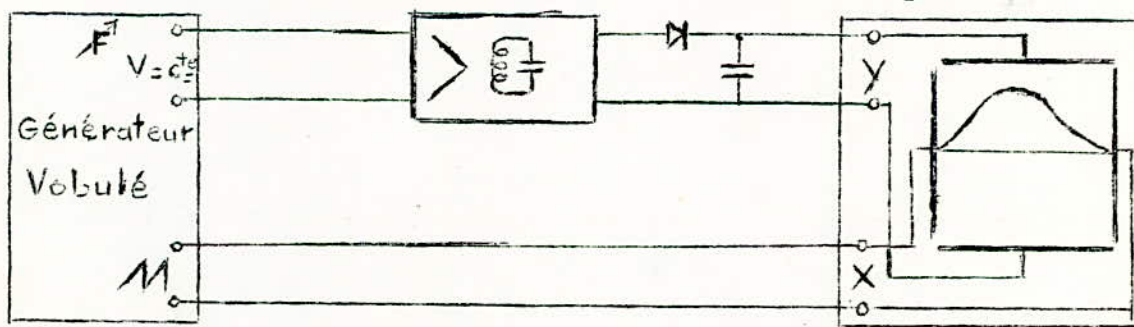


c) Circuit accordé suivi d'une détection:

Dans ce cas le signal H.F à la sortie du circuit est redressé par la diode, la composante H.F s'écoule à travers le condensateur. Le signal appliqué aux plaques de déviation verticale n'est que l'enveloppe du signal H.F.

La valeur du condensateur est telle qu'il se présente comme un court circuit vis à vis de la fréquence F_1 mais constitue une impédance élevée pour les variations lentes dues à la réponse de l'amplificateur aux diverses fréquences. La courbe que l'on observe caractérise parfaitement le circuit considéré.

Si la diode est inversée on obtiendra la courbe enveloppe inférieure. On a intérêt à utiliser une sonde détective sur le câble de liaison à l'entrée Y de l'oscilloscope.



d) Remarque: Il faut se rappeler que :

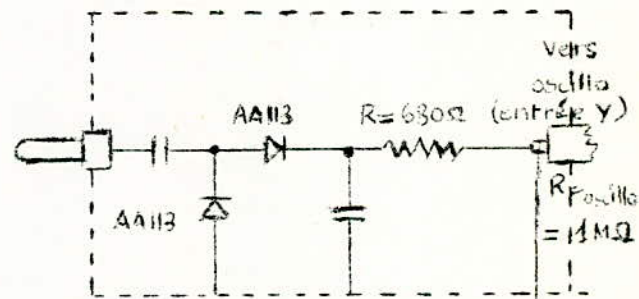
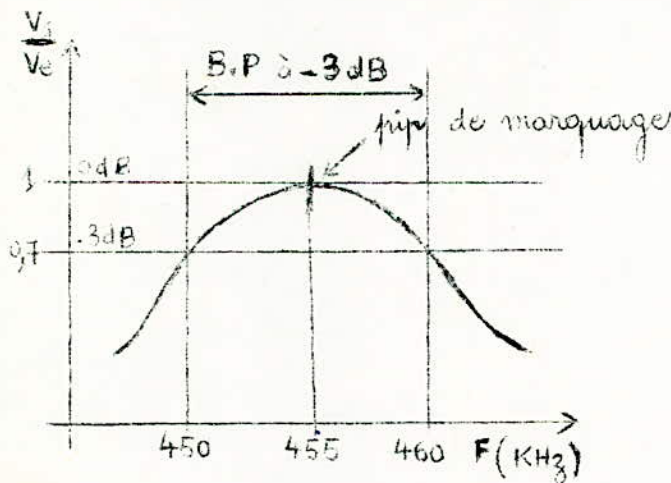
- L'observation du signal H.F nécessite un oscilloscope dont la bande passante est supérieure à la fréquence de ce signal.
- L'observation de l'enveloppe du signal H.F peut s'effectuer sur tous les oscilloscopes quelles que soient leurs performances (sauf cas (a) où l'enveloppe est une tension continue).

3- Alignement des circuits F.I d'un récepteur:

Le montage est le même que le précédent. Le montage à essayer est un circuit F.I 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 (F.I) du circuit à étudier, l'excursion de fréquence $\pm \Delta F$ étant nulle, on ajuste, pour obtenir une courbe d'amplitude maximum sur l'oscilloscope, les noyaux en se rappelant que les réglages agissent les uns sur les autres.

- Une fois l'alignement global réalisé on commute l'oscilloscope sur entrée horizontale extérieure et on augmente l'excursion de fréquence du générateur (réglage $\pm \Delta F$) jusqu'à apparition de la courbe de réponse. La fréquence centrale (F.I) étant ^{repérée} grâce aux pips du marqueur on s'arrangera à avoir une courbe parfaitement symétrique par rapport à la fréquence centrale d'amplitude maximum. On allie ainsi la sélectivité au gain maximum possible.



sonde détectrice pour oscilloscope.

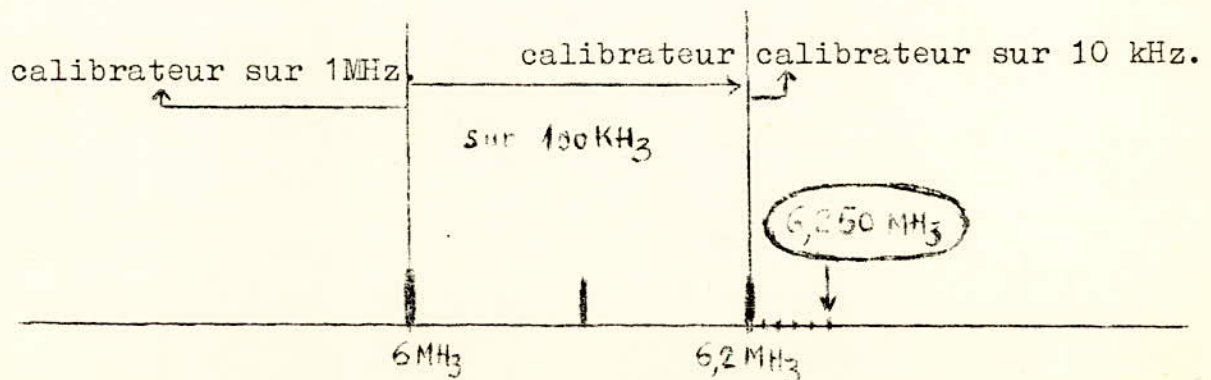
4- Utilisation du marqueur calibrateur:

Le calibrateur-marqueur qui est autonome du générateur vocalisé a de nombreuses utilisations. Lorsque deux fréquences F_1 et F_2 différentes sont en présence dans un circuit non linéaire on obtient aussi ^{en pratique} des signaux indésirables constitués par les fréquences incidentes et leurs harmoniques ainsi que les harmoniques de $|F_1 - F_2|$ et de $F_1 + F_2$, au même temps que les fréquences $|F_1 - F_2|$ et $F_1 + F_2$.

Soit par exemple le générateur réglé sur 299 kHz et le marqueur commuté sur 100 kHz on aura battement entre 299 kHz et l'harmonique 3 du marqueur. Ce battement produit entre autres la fréquence de $(300 - 299)\text{kHz} = 1\text{ kHz}$, qui est une fréquence audible. Si on fait tendre la fréquence du générateur vers 300 kHz la fréquence audible initialement à 1kHz va diminuer jusqu'à s'annuler lorsque:

$$F \text{ générateur} = F \text{ marqueur.}$$

Supposons qu'on veuille caler très exactement un récepteur en O.C sur 6,250 MHz. On met en marche le générateur, sans toucher au commutateur de gamme. On relie la sortie de l'appareil au ~~xxx~~ circuit d'entrée du récepteur. On place le commutateur du calibrateur sur 1 MHz et le ~~niveau~~ marqueur à mi-course. On manoeuvre le bouton d'accord du récepteur pour entendre l'harmonique 6 MHz. On passe ensuite sur la position 100 kHz et on manoeuvre lentement le bouton d'accord du récepteur dans le sens de l'augmentation de la fréquence. On compte 2 pips. On place le commutateur sur 10 kHz et on compte cinq pips le récepteur se trouve alors sur 6,250 MHz.



Valeurs des Composants

1) Les Résistances

$R_1 : 1,5 K\Omega$; 1/2W 5%
 $R_2 : 18 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_3 : 3,3 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_4 : 680 \Omega$; 1/4W 5%
 $R_5 : 220 \Omega$; 1/4W 5%
 $R_6 : 10 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_7 : 5,6 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_8 : 5,6 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_9 : 2,2 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{10} : 2,2 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{11} : 100 K\Omega$; 1/4W 5%
* $R_{12} : 390 \Omega$; 1/4W 5%
* $R_{13} : 47 \Omega$; 1/4W 5%
 $R_{14} : 47 \Omega$; 1/4W 5%
 $R_{15} : 10 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{16} : 22 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{17} : 2,2 K\Omega$; 1/4W 5%

$R_{18} : 22 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{19} : 22 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{20} : 2 \Omega$; 1W
 $R_{21} : 2,2 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{22} : 1,5 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{23} : 1,8 K\Omega$; 1/2W 5%
 $R_{24} : 560 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{25} : 220 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{26} : 1,8 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{27} : 1,5 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{28} : 1,5 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{29} : 330 \Omega$; 1/4W 5%
 $R_{30} : 10 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{31} : 10 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{32} : 10 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{33} : 10 K\Omega$; 1/4W 5%
 $R_{34} : 470 \Omega$; 1/4W 5%

2) Les Potentiomètres

P_1 : résistance ajustable 100 Ω
 P_2 : 47 K Ω linéaire
 P_3 : 100 K Ω linéaire
 P_4 : 2,2 K Ω linéaire
 P_5 : résistance ajustable 10 K Ω
 P_7, P_8, P_9, P_{10} : résistances ajustables : 1 K Ω
 P_6 : 1 K Ω linéaire.

3) Les Condensateurs

$C_1 : 47 nF$
 $C_2 : 3,3 nF$
 $C_3 : 47 nF$
 $C_{30} : 0,1 \mu F$
 $C_{31} : 0,1 \mu F$
 $C_{32} : 3,2 nF$
 $C_{33} : 0,22 \mu F$
 $C_{34} : 4,7 \mu F$; 40V
 $C_{35} : 4,7 \mu F$; 40V

$C_{16} : 0,1 \mu F$
 $C_{17} : 100 pF$
 $C_{18} : 500 \mu F$ électrochimique 40V
 $C_{19} : 0,1 \mu F$
 $C_{20} : 10 nF$
 $C_{21} : 0,1 \mu F$
 $C_{22}, C_{23}, C_{24} : 10 nF$
 $C_{25}, C_{26} : 0,22 \mu F$
 $C_{27} : 10 pF$

C₂₈ : 40 pF
C₂₉ : 22 pF
C₃₀ : 47 pF
C₃₁ : 47 pF
C₃₂ : 150 pF

C₃₃ : 220 pF
C₃₄ : 470 pF
C₃₅ : 10 nF
C₃₆ : ajustable 10/60 pF

Les différentes valeurs de C₅, C₆, C₇, C₈, C₃₃ et L suivants la gamme de fréquence choisie sont dans le tableau du paragraphe f) Marqueur - Calibrateur.

4) Les Diodes

D₁, D₂ : OA85 ou AA 119
D₃ : zener BZX 85 C6 V2 6,2V 1W
D_{CV4} : varicap BB 443
D₅, D₆, D₇, D₈ : 1N4385 ou 1A 400V
D_{z9} : zener : BZX 85 C5 V6 5,6V 1W

5) Les Transistors

T₁ : 2N 2222A
T₂ : 2N 2222A
T₃, T₄ : 3F 365A
T₅ : BSW 22A
UJT₆ : 2N 2646
FET₇ : MPF 102
T₈ : 2N 2830
T₉ : 2N 3444
T₁₀, T₁₁, T₁₂, T₁₃ : 2N 918

6) Les Circuits Intégrés

IC₁ : LM 723C (régulateur de tension)
IC₂ : SN 7400N ou MIC 7400N ou SFC 400E
IC₃, IC₄, IC₅ : SN 7490N ou MIC 7490N ou SFC 490E

7) Divers

TR₁ : transformateur : Pr 110/220V ; Sd 24V 15VA
TR₂ : transformateur modulateur. TRSS4 Audax
Qtz : Quartz : 10MHz

A prévoir :

Commutateur 4 circuits 5 touches : S1
Commutateur rotatif 2 circuits 6 positions : S2
Inverseur miniature à position momentanée. S3
Cable coaxial avec sonde.
Prise coaxiale
Prise miniature
Bouton de commande
Fusible et porte fusible
Coffret
Visserie diverse
Clips Y173 : raccordements entre câblages et circuits

XII CONCLUSION

Si on ne le rencontre que rarement dans le laboratoire de l'amateur de radio du fait de son prix élevé, il n'en demeure pas moins que le générateur bobulé occupe une place de choix dans l'industrie, pour ses nombreuses applications, notamment dans le domaine de la télévision. En effet en raison de la grande largeur de bande nécessaire en T.V et du nombre important de circuits qui doivent être réglés avec soin car la définition c'est à dire la qualité pratique des téléviseurs en dépend grandement, le bobuloscope (générateur bobulé utilisé conjointement avec un oscilloscope adéquat), devient un outil de travail indispensable. Le marqueur y trouve aussi sa place car il permet de localiser avec précision les portuses vision, et son du canal considéré et celles des canaux sous-jacents, éventuellement - Ce qui permet de régler en conséquence les circuits réjecteurs en cas d'anomalie.

Remarques:

La documentation sur les générateurs bobulés est pratiquement inexistante. A notre grand regret nous n'avons pas trouvé les composants nécessaires à la réalisation pratique. Néanmoins pour compenser cette déficience, nous avons pris l'initiative d'étudier le calibre-marqueur, le mécanisme du tracé des courbes de réponse, et quelques applications du générateur bobulé.

B I B L I O G R A P H I E
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

- J. MARCUS : La modulation de fréquence.
V. BIGGI : La modulation de fréquence.
P. BESSON : La modulation de fréquence.
J. MORNAND : Schémas d'électronique. TOME 2.
A. HAAS : L'oscilloscope au travail.
H. SCHREIBER: Appareils électronique à transistors.

R E V U E S
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

RADIO-PLANS.

LE HAUT PARLEUR. EDITION PROFESSIONNELLE.

L'ONDE ELECTRIQUE 6-7 Vol 5 6

H.P : n^o 1547 - 1291 - 1402.

—ooOoo—