

UNIVERSITE D'ALGER

18/79

1 ex

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE



THESE DE FIN D'ETUDES

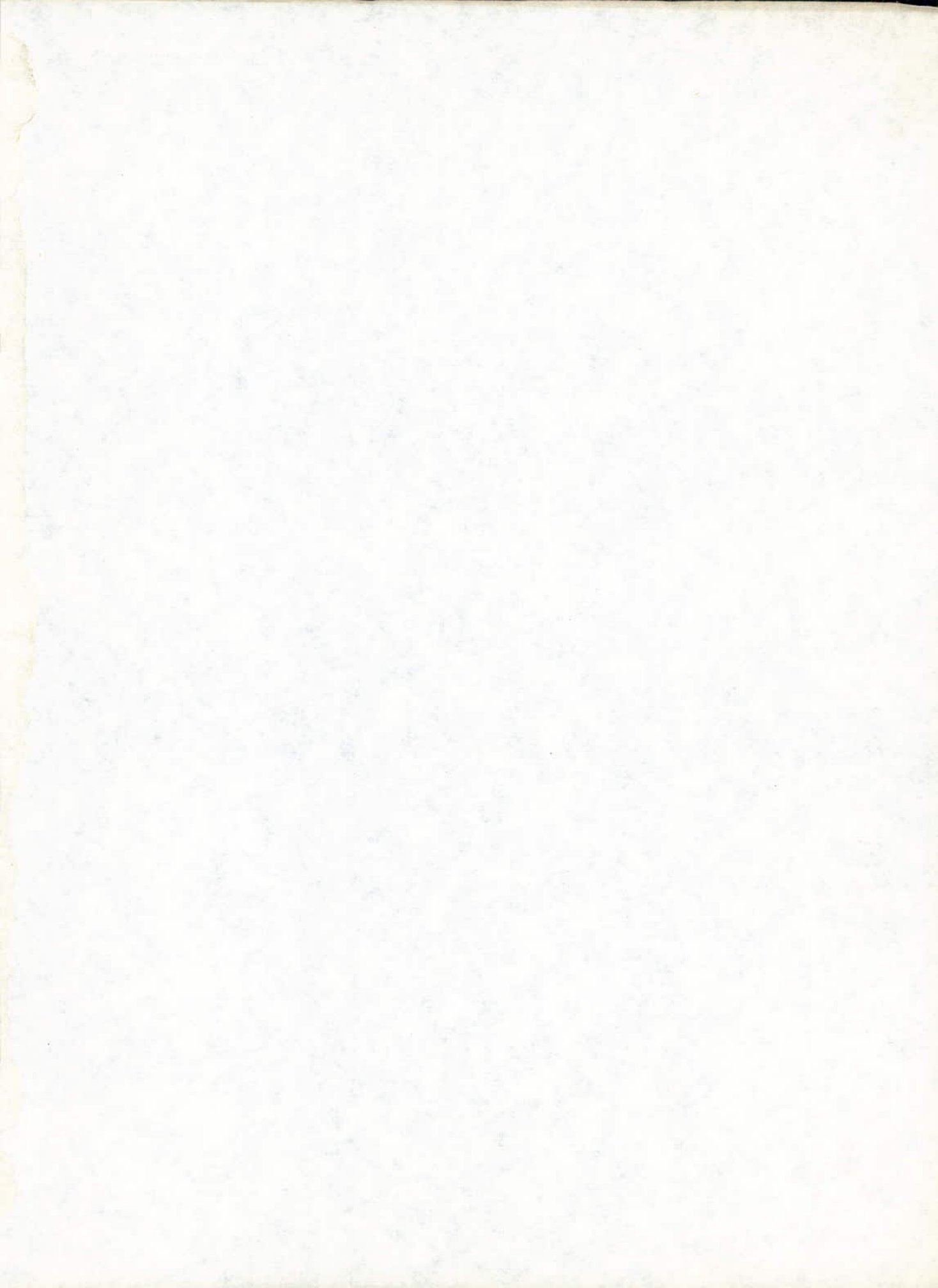
ETUDE ET REALISATION
D'UN EMETTEUR DE
BROUILLAGE G. O.



Proposé par :
Mr. P. SINTES

Etudié et réalisé :
A. LASSAL
S. - A. BERDJANI

Promotion Janvier 1979



UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

THESE DE FIN D'ETUDES

ETUDE ET REALISATION
D'UN EMETTEUR DE
BROUILLAGE G. O.

Proposé par :

Mr. P. SINTES

Etudié et réalisé :

A. LASSAL

S. - A. BERDJANI

Promotion Janvier 1979

REMERCIEMENTS

Nous remercions M^r philipe SINTES enseignant à l'ENPA notre promoteur, de nous avoir aidé et dirigé convenablement notre travail.

Nous remercions aussi M^r M^{ed} MEHENNI maître assistant à l'ENPA qui s'est intéressé à notre travail et tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

Nous tenons à remercier également M^r Mourad HAICHEUR, M^r Abdelkader LOUNES et son frère -

DEDICACES

- A mes parents et toute ma famille.
- A tous mes amis et tous mes camarades

Aliouchobane LASSAL

- A mon père et à ma mère en témoignage de mon affection et grace à qui j'écris aujourd'hui cette thèse.
- A mes deux frères Mahmoud et Mohamed et à toute la famille.
- A mon cousin Abdelkrim, mes amis Braham, Khaled et Messaoud.

Sid-Ali BERDJANI

Le but d'un émetteur est de transmettre par les ondes électromagnétiques une information :
le signal utile (parole, musique etc...)

Un signal basse fréquence ne peut être transmis que par l'intermédiaire d'une onde haute fréquence (onde porteuse) chargée de rayonner à travers l'espace.

Elle sert donc de support au signal basse fréquence. On sait que tout émetteur produit dans son entourage un rayonnement électromagnétique ou également un champ électrique ; c'est ce champ qui influence l'antenne d'un récepteur et il est plus ou moins important suivant la puissance réellement rayonnée par l'antenne de l'émetteur.

L'importance du champ ainsi créé donne une indication sur la puissance rayonnée par l'antenne donc sur la portée utile.

Une émission peut se faire soit en modulation d'amplitude, soit en modulation de fréquence ou de phase, soit en modulation d'impulsions.

La modulation consiste à faire varier l'amplitude, la fréquence ou la phase d'une onde porteuse de fréquence f_p en concordance avec un signal de modulation de fréquence f_m plus faible.

L'émetteur de brouillage que nous allons concevoir est utilisé en modulation d'amplitude.

Il permet d'envoyer un signal brouilleur afin de perturber l'émission d'une station bien précise.

L'émission de signaux brouilleurs est employée dans le domaine militaire pour perturber l'émission de l'ennemi.

Mais dans ce cas, il y a lieu de mettre en œuvre des émetteurs très puissants, des modulateurs gênants à très larges bandes -

On peut simuler les propres signaux de l'ennemi ou de lui envoyer à contre temps ces propres signaux captés antérieurement -

Les émetteurs de brouillage peuvent être fixés ou aéroportés par des avions avec ou sans pilote spécialement équipés -

On peut citer aussi le cas de la RTF qui utilise des émetteurs de brouillage afin de perturber les émissions des stations parasites -

L'objet de notre projet consiste à l'étude et la réalisation d'un petit émetteur brouilleur grandes ondes et de portée réduite -

Nous prendrons comme station de référence la chaîne III de la RTA -

Une fois la maquette réalisée, nous prévoyons des mesures du taux de modulation, et de la puissance rayonnée afin d'évaluer les performances de l'émetteur ainsi réalisé -

Ceci nous permettra aussi d'aborder un certain nombre de mesures propres aux émetteurs -

Les caractéristiques de cet émetteur sont :

- Modulation d'Amplitude
- Fréquence d'émission 250 KHz
- Puissance HF modulée 500 mW
- Alimentation 18 v

Le schéma synoptique est donné par la figure 1

Il comprend :

- Un générateur BF (Signal brouilleur)
- Un modulateur AM
- Un oscillateur HF
- Un générateur à dents de scie
- Un ampli de puissance modulée

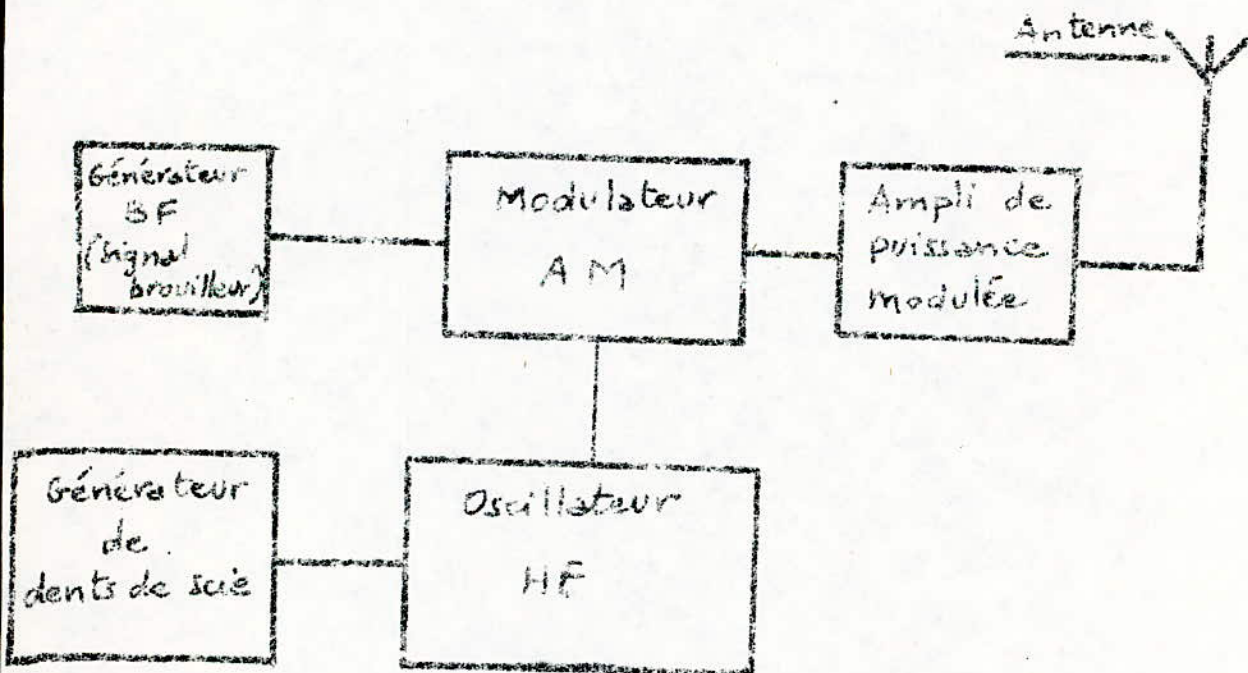


Figure 1

MODULATION DES ÉMETTEURS

I | INTRODUCTION SUR LA MODULATION D'AMPLITUDE :

La modulation en amplitude est couramment utilisée en GO - PO et OC -

Considérons en figure l'onde entretenue de haute fréquence. Ce sera "l'onde porteuse" c'est sur cette onde que l'on superpose le signal de basse fréquence qui émane du générateur basse fréquence

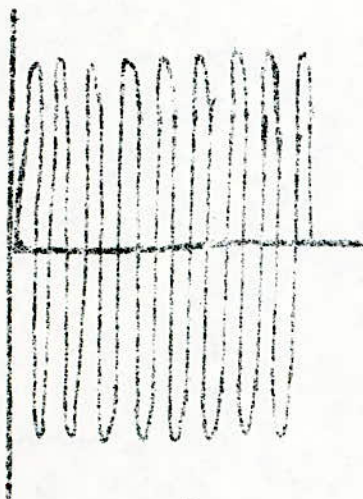


Figure 2a

Une onde entretenue pure -

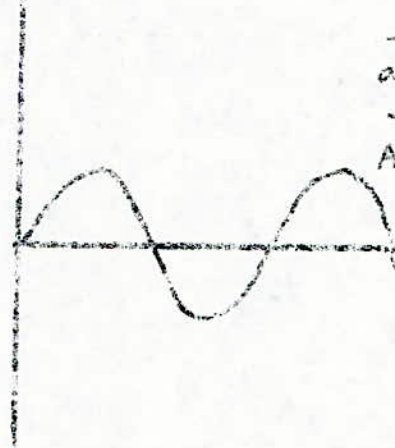


Figure 2b

Oscillation BF -

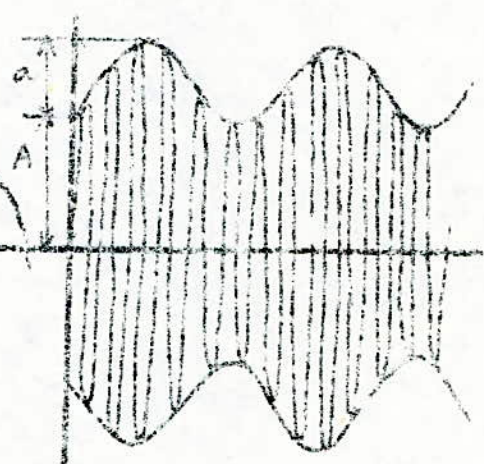


Figure 2c

Une onde entretenue modulée -
là HF est modulée par la BF -

En figure 2b nous avons représenté un signal simple de basse fréquence, en réalité il est plus irrégulier parce que représentant les variations de la parole et de la musique - On l'appelle souvent le courant de modulation et plus simplement "la modulation"

Dans l'émetteur, on arrange pour que ce courant modifie, module l'onde HF, et on aboutit à une onde modulée, ayant l'allure de la courbe figure 2c -

C'est cette onde qui est rayonnée par l'antenne.
Le rapport des deux amplitudes des ondes caractérise la profondeur de modulation, grandeur que l'on exprime par le "taux de modulation" en pourcentage.

Si a est l'amplitude de l'onde BF et A l'amplitude de l'onde HF. Le taux de modulation est défini par le rapport $\frac{a}{A}$.

On recherche toujours un taux de modulation aussi élevé que possible.

II) ETUDE THEORIQUE DE LA MODULATION D'AMPLITUDE:

1°) Principe:

On dispose d'un oscillateur HF produisant une onde de la forme:

$$y(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$$

et d'un oscillateur produisant le signal BF
Si la tension de modulation a la forme:

$$f(t) = \cos(\Omega t + \phi)$$

le signal modulé en amplitude sera représenté par une expression de la forme:

$$S(t) = A_0 (1 + m f(t)) \cos(\omega t + \varphi)$$

La modulation est dite parfaite lorsque l'amplitude des oscillations à haute fréquence suit fidèlement les variations de la tension de modulation.

$$S(t) = A_0 [1 + m \cos(\Omega t + \phi)] \cos(\omega t + \varphi)$$

Par mesure de simplification, on peut poser:

$$\underline{\varphi = \phi = 0}$$

de signal de bande étroite par le meilleur sera de la forme:

$$\delta(t) = A_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$$

A_0 : Amplitude de la porteuse (En absence de modulation)

m : Taux de modulation (Profondeur de modulation)

Ω : Pulsation de modulation

ω : Pulsation des oscillations HF modulées

L'onde émise affecte dans ce cas la forme représentée sur la figure 2c, telle qu'elle apparaîtrait sur l'écran d'un oscilloscope.

2) Spectre d'une onde modulée en amplitude:

L'expression de cette onde est:

$$\delta(t) = A_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$$

Elle peut s'écrire encore:

$$\delta(t) = A_0 \cos \omega t + A_0 m \cos \Omega t \cos \omega t$$

$$\text{ou } \delta(t) = A_0 \cos \omega t + A_0 m \left[\frac{\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t}{2} \right]$$

ce qui donne:

$$\delta(t) = A_0 \left[\frac{m}{2} \cos(\omega - \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega + \Omega)t + \cos \omega t \right]$$

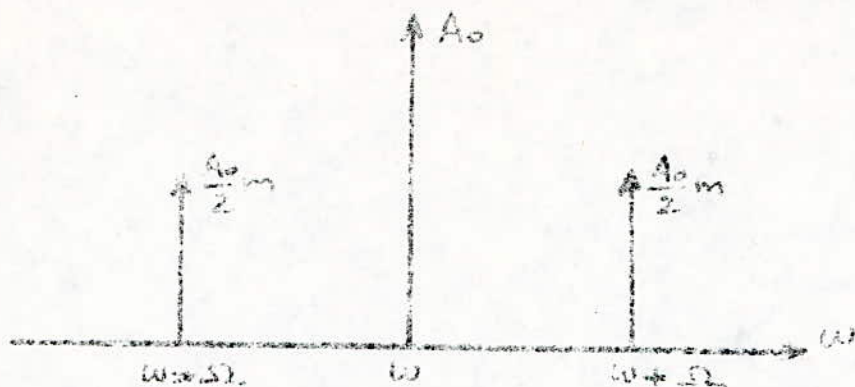
on montre ainsi que le spectre d'une onde modulée en amplitude contient trois composantes distinctes:

- L'onde $A_0 \cos \omega t$ de fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$
dite onde porteuse -

- L'onde $\frac{A_0 m}{2} \cos(\omega - \Omega)t$ de fréquence $f - F = \frac{\omega - \Omega}{2\pi}$
dite "bande latérale inférieure" -

- L'onde $\frac{A_0 m}{2} \cos(\omega + \Omega)t$ de fréquence $f + F = \frac{\omega + \Omega}{2\pi}$
dite "bande latérale supérieure" -

Graphiquement on aura :



On voit sur la figure, que le spectre d'une onde modulée en amplitude occupe une bande de fréquence égale au double de la fréquence du signal modulant.

L'onde modulée en amplitude se traduit donc par trois fréquences :

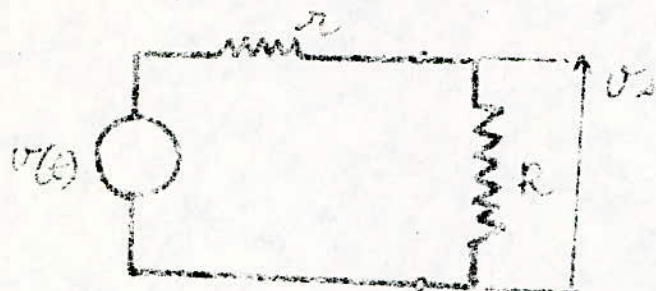
- Celle de l'onde porteuse f_0
- La fréquence $f_0 + 1000 \text{ Hz}$.
- La fréquence $f_0 - 1000 \text{ Hz}$.

Les fréquences de la parole allant de 50 Hz à 3000 Hz environ, l'espace occupé par l'onde modulée représente dans notre exemple, une largeur de bande de 1000 Hz de part et d'autre de la fréquence porteuse, soit 2000 Hz.

PUISSANCE D'UNE ÉMISSION MODULÉE EN AMPLITUDE

Une émission modulée en amplitude peut être représentée par une source de tension et une résistance r formant ainsi l'émetteur et sa résistance interne.

L'émetteur alimente une résistance d'utilisation R qui est l'impédance d'entrée de l'antenne d'émission.



La tension v_s est $v_s = \frac{v(t) R}{r+R}$ et le courant qui traverse R sera $i = \frac{v(t)}{r+R}$

La puissance instantanée fournie par cet émetteur s'écrit :

$$P(t) = v_s i = \frac{v^2(t)}{r+R}$$

or $v(t) = V(1+m \cos \omega t) \cos \omega t$

$P(t)$ deviendra :

$$P(t) = \frac{V^2}{r+R} (1+m \cos \omega t)^2 \cos^2 \omega t$$

pendant une période de la porteuse, la puissance émise sera :

$$P_{HF} = \frac{1}{T_{HF}} \int_0^{T_{HF}} \frac{V^2}{r+R} (1+m \cos \omega t)^2 \cos^2 \omega t dt$$

$\omega \gg \Omega$ le terme $(1+m \cos \omega t)$ varie très lentement par rapport à $\cos \omega t$ ceci implique que le signal modulant ne varie pratiquement pas durant une période de la porteuse

$$\cos^2 \omega t = \frac{1 + \cos 2\omega t}{2}$$

L'intégrale précédente s'écrit :

$$P_{HF} = \frac{U^2 (1+m \cos \Omega t)^2}{2(r+R) T_{HF}} \int_0^{T_{HF}} (1 + \cos 2\omega t) dt$$

d'où

$$P_{HF} = \frac{U^2}{2(r+R)} (1+m \cos \Omega t)^2$$

Vis à vis de la BF, P_{HF} joue le rôle de puissance instantanée, celle-ci étant mesurée durant le temps T_{HF} très court devant la période T_{BF} du signal modulant.

La puissance moyenne émise sera :

$$P_0 = \frac{1}{T_{BF}} \int_0^{T_{BF}} \frac{U^2}{2(r+R)} (1+m \cos \Omega t)^2 dt$$

$$P_0 = \frac{1}{T_{BF}} \frac{U^2}{2(r+R)} \int_0^{T_{BF}} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) dt$$

Tout calcul fait on trouve :

$$P_0 = \frac{U^2}{2(r+R)} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

Pour $m=0$, la puissance $P_{aimée}$ obtenue est celle qui est représentée par l'onde portuse soit :

$$P_1 = \frac{U^2}{2(r+R)}$$

La puissance répartie sur les deux bandes latérales est donnée par le deuxième terme de la puissance totale P_0 .

$$P_2 = \frac{m^2 U^2}{4(r+R)}$$

Une bande latérale correspond à une puissance de $P = \frac{P_2}{2} = \frac{m^2 V^2}{8(r+R)}$

Le rendement d'une émission en modulation AM

$$\eta = \frac{P_2}{P_0} = \frac{m^2}{2 + m^2}$$

$$\eta = \frac{m^2}{2 + m^2}$$

$$m=0 \Rightarrow P_2=0 \Rightarrow \eta=0$$

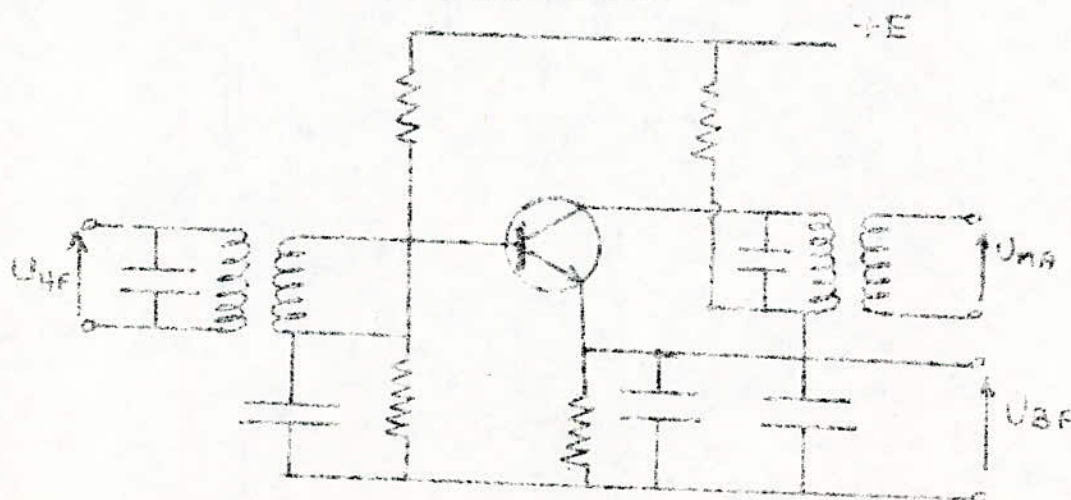
$$m=1 \Rightarrow \text{puissance utile } P_2 = \frac{P_1}{2}$$

la puissance totale P_0 est égale à $\frac{3P_1}{2}$ et $\eta = \frac{1}{3}$

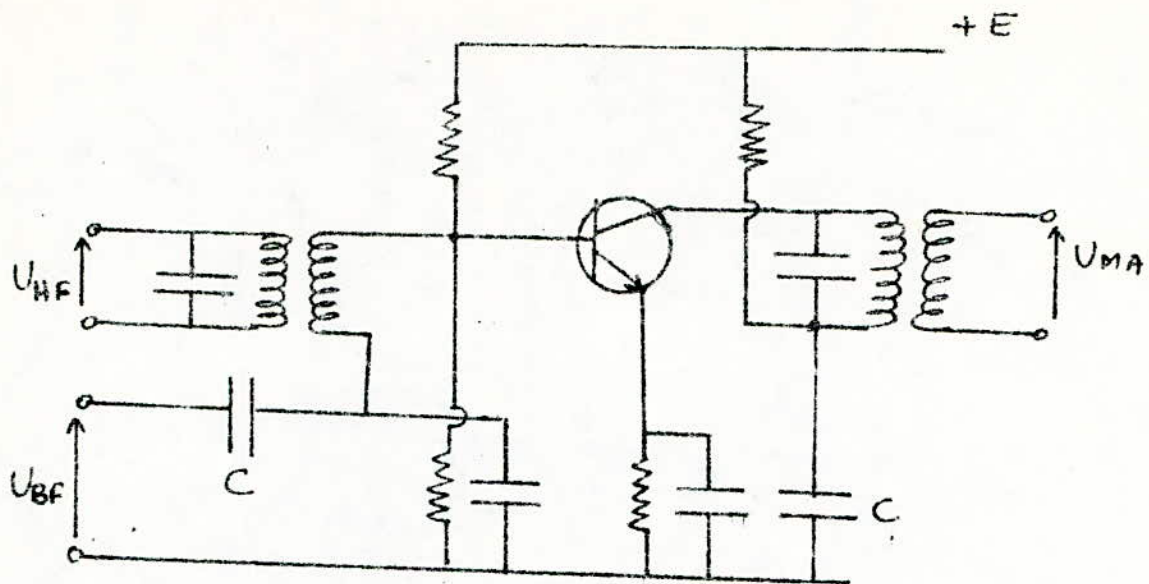
* Une émission de bonne qualité exige une transmission avec un indice de modulation faible -

En conclusion, nous tenons à citer les différents types de modulation -

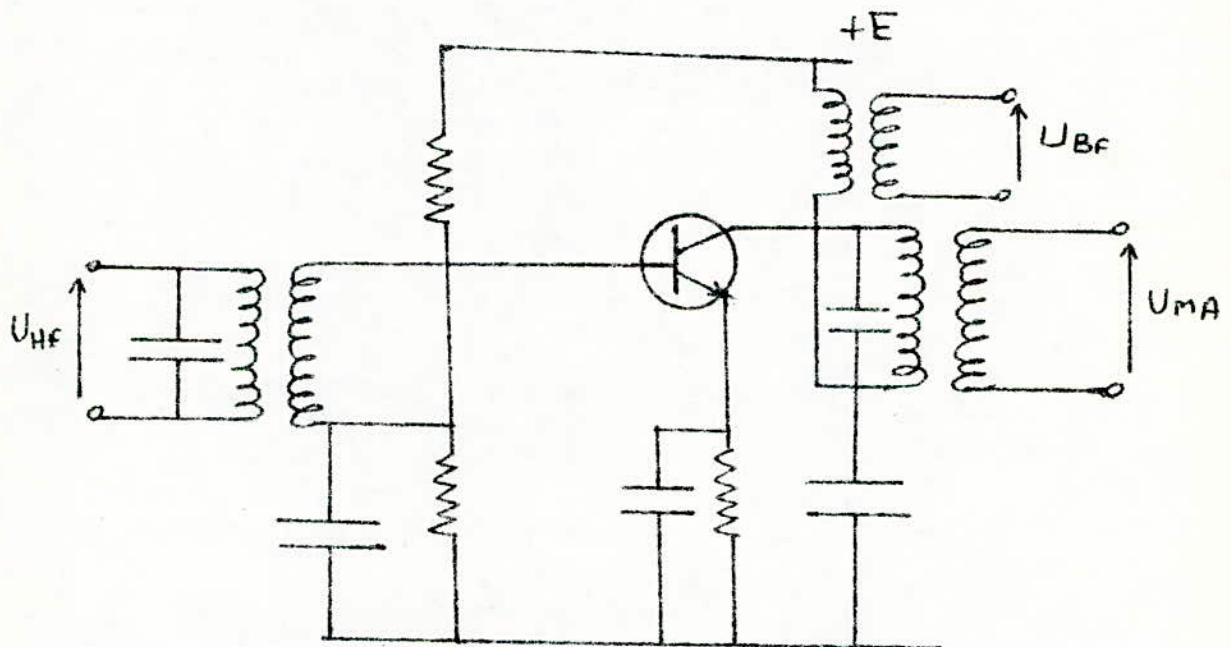
1. Modulateur par l'émetteur:



2. Modulateur par la base :



3. Modulateur par le collecteur



1°) Généralités

Portons sur un axe les fréquences de deux courbes correspondant à la sélectivité du circuit et à la fréquence spectrale du signal brouilleur (voir figure 3)

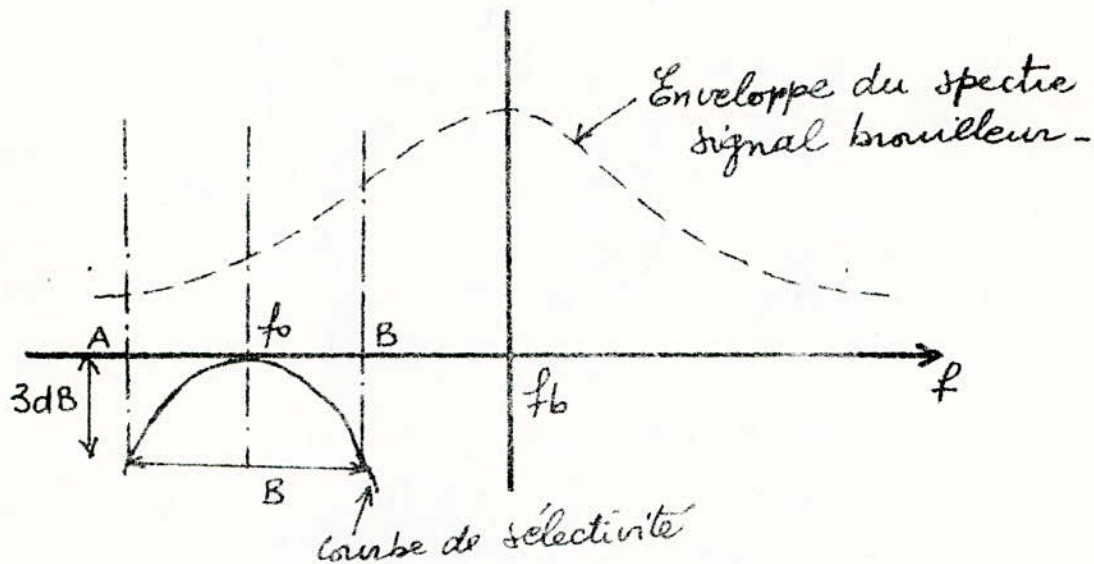


Figure 3

La partie AB comprenant la bande B dans laquelle se trouve la modulation utile est directement affectée par chaque composante du spectre du signal brouilleur -

La possibilité de brouillage dépend des propriétés sélectifs du circuit. On ramène le phénomène de brouillage à l'interférence de deux ondes -

2°) Phénomènes d'interférences:

Soient les deux valeurs du champ électrique qui vont se composer ayant pour pulsations respectives ω_1 et ω_2

$$\begin{cases} e_1 = E_1 \sin \omega_1 t \\ e_2 = E_2 \sin \omega_2 t \end{cases}$$

Le signal résultant s'écrit alors :

$$e = E_1 \left[\sin \omega_1 t + x \sin \omega_2 t \right]$$

$$\text{avec } x = \frac{E_2}{E_1}$$

La fréquence instantanée est donc :

$$f_i = f_1 + f_b \left[\frac{x^2 + x \cos(\omega_1 - \omega_2)t}{-1 + x^2 + 2x \cos(\omega_1 - \omega_2)t} \right]$$

où $f_b = f_2 - f_1$ représente la fréquence de battement

En développant le terme entre parenthèse sous forme d'une série, on aura :

$$\begin{cases} f_i = f_1 + f_b \sum_1^{\infty} (-1)^{n+1} x^n \cos n(\omega_1 - \omega_2)t \\ f_i = f_2 - f_b \sum_1^{\infty} (-1)^{n+1} x^n \cos n(\omega_1 - \omega_2)t. \end{cases}$$

La fréquence de battement et ses harmoniques se situent soit en dehors de la bande de fréquence du récepteur, soit à l'intérieur :

1^{er} cas : C'est le signal dont l'amplitude est la plus forte qui l'emporte au détriment du signal plus faible.

2^{ème} cas : Le signal le plus faible contribue au bruit et sa valeur efficace est

$$B_{\text{eff}} = \frac{f_b}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{n=1}^{m_0} b_n^2}$$

où m_0 représente alors le rang d'harmonique susceptible d'être accepté dans la bande du récepteur et $m_0 f_b$ est inférieur ou égal à la fréquence de coupure du récepteur

Nous voyons que la perturbation d'interférence est d'autant plus prononcée que la fréquence de battement f_b est plus grande et que le rapport $\frac{E_2}{E_1}$ tend vers 1. C'est-à-dire que l'amplitude du signal perturbateur devient égale à celle du signal utile -

3°) Distance maximum de la liaison :

La relation liant la puissance à l'émission et celle à la réception en fonction de la distance d et de la longueur d'onde λ et les surfaces équivalentes S_E et S_R des aériens est :

$$P_E = P_R \frac{\lambda^2 d^2}{S_E \cdot S_R}$$

En faisant intervenir le gain des aériens

$$G_E = \frac{4\pi S_E}{\lambda^2} \quad \text{et} \quad G_R = \frac{4\pi S_R}{\lambda^2}$$

$$\text{nous aurons} \quad P_E = P_R \frac{(4\pi)^2}{G_E \times G_R} \cdot \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2$$

Si les diagrammes des aériens sont omnidirectionnels :

$$\Rightarrow G_E = G_R = 1$$

$$\text{on peut écrire : } P_E = P_R \cdot \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 d^2$$

$$\Rightarrow P_E = P_R \cdot \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$$

avec $\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$ connu sous le nom de l'affaiblissement.

4 | Distance minimum pour qu'il y ait brouillage

Soit l'ensemble émetteur brouilleur, émetteur utile et récepteur schématisé par cette figure n°4.

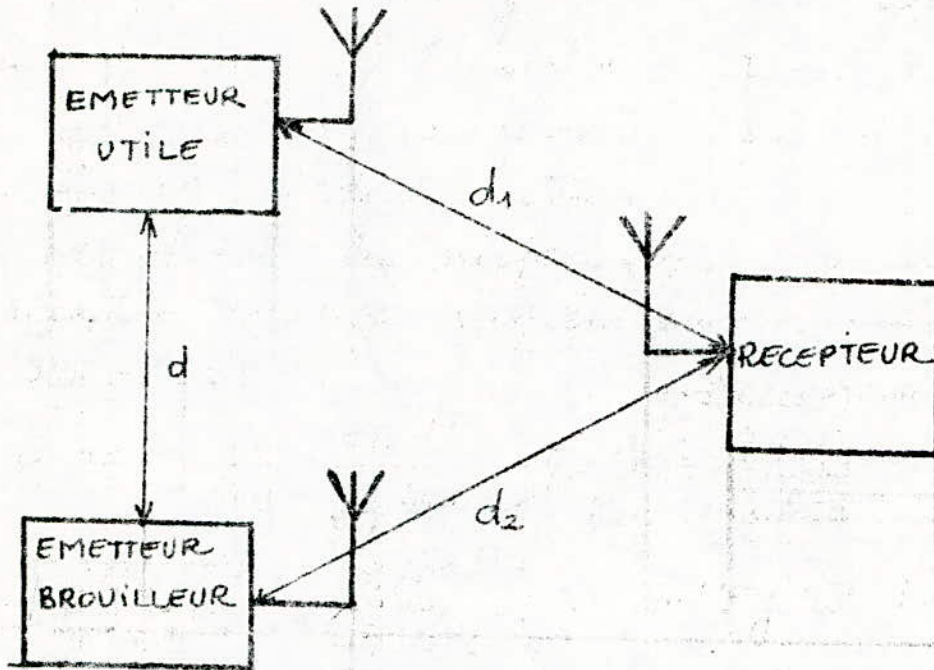


Figure 4

Le récepteur recevra deux ondes désignées par leur puissance l'une P_{RB} due au brouilleur et l'autre P_{RU} due à l'émetteur utile -

Soit G_B et G_U , les gains aériens d'émission caractérisant les deux émetteurs -

S_{RB} et S_{RU} , les surfaces effectives de l'aérien de réception relatives aux émissions -

$$S_{RB} = S_{RU}$$

on aura
$$\frac{P_U}{P_{RU}} = \frac{4\pi d_1^2}{G_U S_{RU}} \quad \text{et} \quad \frac{P_B}{P_{RB}} = \frac{4\pi d_2^2}{G_B S_{RB}}$$

on suppose que le rapport :

$$\frac{P_U}{P_B} = p = \text{constante} -$$

on tire le rapport $\frac{P_U}{P_B} \times \frac{P_{RB}}{P_{RU}} = \left(\frac{d_1}{d_2}\right)^2$

Le brouillage n'est effectif que si le rapport $\frac{P_{RB}}{P_{RU}}$ est supérieure ou égale au coefficient de brouillage appelé k .

La frontière de brouillage sera donc définie par:

$$\left(\frac{d_1}{d_2}\right)^2 = k_{\text{limite}} \times P = m^2$$

Soit $\frac{d_1}{d_2} = m$; m est une constante

$$m = \sqrt{k_{\text{limite}} \times P}$$

La distance minimum pour laquelle commence le brouillage est telle que.

$$\left(\frac{d_2}{d_1}\right)_{\text{min}} = m \Rightarrow \frac{(d_2)_{\text{min}}}{d - (d_2)_{\text{min}}} = m$$

$$\Rightarrow (d_2)_{\text{min}} = m [d - (d_2)_{\text{min}}]$$

Finalement :

$$(d_2)_{\text{min}} = \frac{m}{m+1} d$$

Le choix de l'oscillateur HF s'est porté sur le montage "COLPITTS", l'oscillateur "HARTLEY" présente l'inconvénient d'avoir une bobine à prise médiane dont la symétrie est difficile à réaliser -

Les oscillateurs à réseaux RC ont le désavantage d'avoir un affaiblissement du signal et un manque de stabilité aux hautes fréquences -

I] CALCUL DE L'OSCILLATEUR :

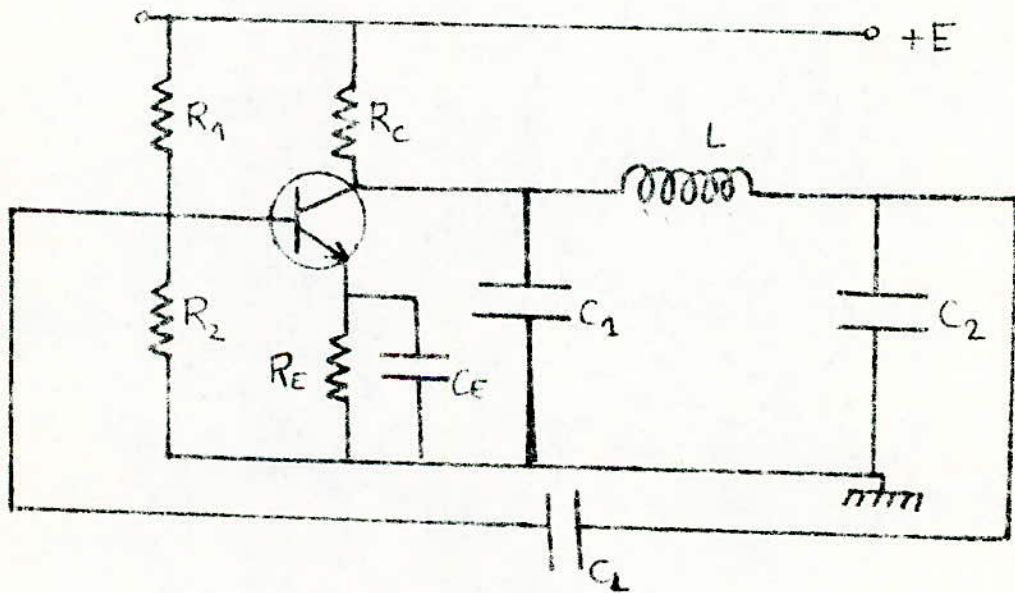


Figure 1

a) Schéma de l'oscillateur "COLPITTS"

b) Principe de l'oscillateur LC à réaction

Tout oscillateur à réaction comporte essentiellement un amplificateur de gain A rebouclé sur lui-même à travers un circuit de rétroaction (voir figure 2)

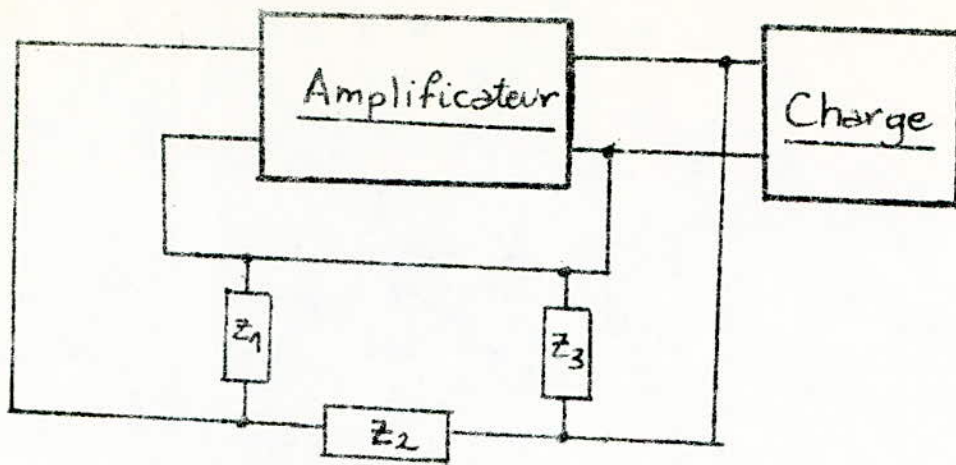


Figure 2

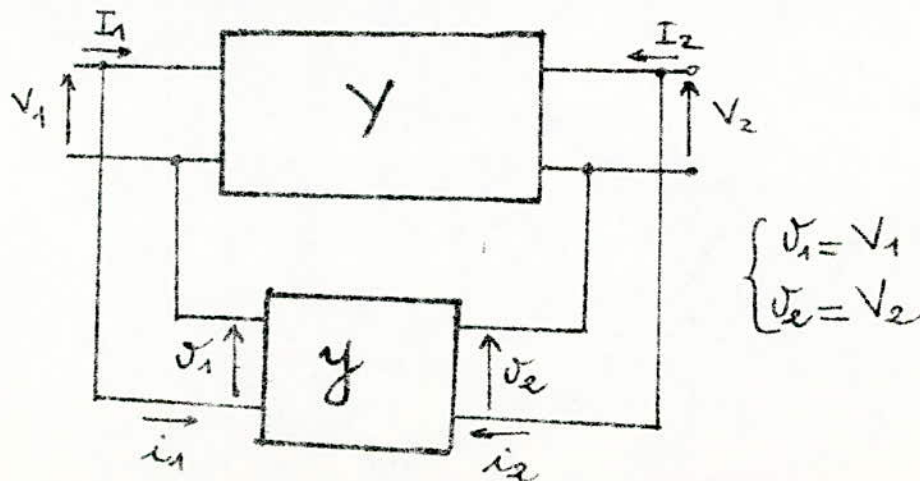
- Les impédances z_1, z_2, z_3 déterminent le type d'oscillateur -

- Pour le cas de l'oscillateur COLPITTS, les impédances z_1 et z_2 sont des capacités et l'impédance z_3 est une inductance -

Les condensateurs C_1 et C_2 associés aux enroulements de la bobine L déterminent la fréquence propre du circuit oscillant de réaction

Les condensateurs de découplage C_E et de liaison C_L doivent avoir une impédance très faible à la fréquence de travail

c) Association en parallèle de deux quadripôles :

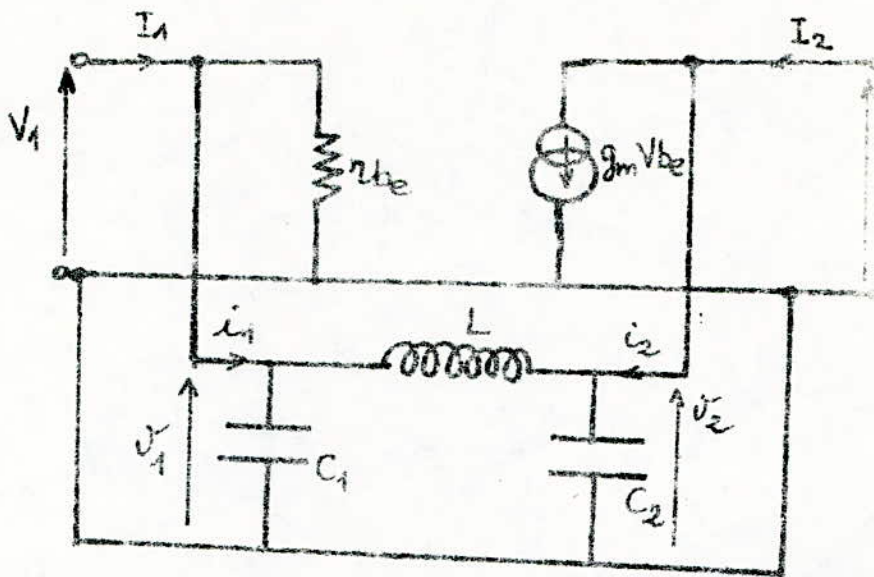


Y : Amplificateur y : quadripôle en π

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_1 = y_{11} v_1 + y_{12} v_2 \\ i_2 = y_{21} v_1 + y_{22} v_2 \end{cases}$$

d) Détermination de la matrice équivalente

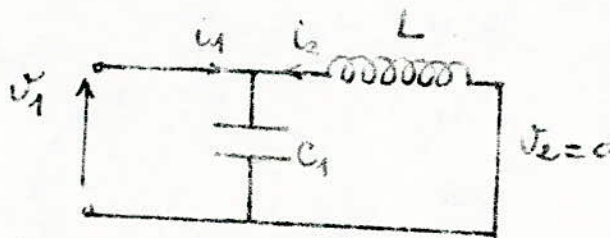


$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

$$y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$$

$$Y_{\text{équivalente}} = y + Y = \begin{bmatrix} y_{11} + Y_{11} & y_{12} + Y_{12} \\ y_{21} + Y_{21} & y_{22} + Y_{22} \end{bmatrix}$$

$$* y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0}$$



$$v_1 = -L_p i_2 \Rightarrow \frac{i_2}{v_1} = -\frac{1}{L_p} \Rightarrow y_{21} = -\frac{1}{L_p}$$

La symétrie du quadripôle nous donne $y_{21} = -\frac{1}{L_p}$

* Matrice de la cellule π

$$y_{\pi} = \begin{bmatrix} C_p + \frac{1}{L_p} & -\frac{1}{L_p} \\ -\frac{1}{L_p} & C_p + \frac{1}{L_p} \end{bmatrix}$$

* MATRIÈRE DE L'AMPLIFICATEUR :

$$Y_{amp} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} = 0 \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

r_{bc} : réaction entre collecteur et base étant considérée trop grande, on aura $Y_{12} = 0$

* Conditions d'oscillations :

La condition d'oscillation est donnée par $[Y_{amp} + Y_{\pi}] = 0$

$$Y_{eq} = \begin{bmatrix} C_1 p + \frac{1}{L} + Y_{11} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{L} + Y_{21} & C_2 p + \frac{1}{L} + Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \det [Y_{eq}] = 0 \Leftrightarrow AD - BC = 0$$

on obtient ainsi :

$$(Y_{11} + C_1 p + \frac{1}{L})(Y_{22} + C_2 p + \frac{1}{L}) + \frac{1}{L}(Y_{21} - \frac{1}{L}) = 0$$

Avec $p = j\omega$ on sépare partie réelle et partie imaginaire

$$\Delta = a + jb \Leftrightarrow \begin{cases} a = 0 \\ b = 0 \end{cases}$$

Ce qui nous donne les deux équations :

$$\begin{cases} Y_{11} Y_{22} + C_1 C_2 p^2 + \frac{C_1 + C_2}{L} = 0 & \textcircled{1} \end{cases}$$

$$\begin{cases} Y_{11} C_2 p + \frac{Y_{11}}{L} + Y_{22} C_1 p + \frac{Y_{22}}{L} + \frac{Y_{21}}{L} = 0 & \textcircled{2} \end{cases}$$

L'équation ① nous détermine la fréquence d'oscillations ($p^2 = -\omega_0^2$)

L'équation ② détermine le gain Y_{21}

* Calcul de la fréquence ω_0 :

$$p^2 = -\omega_0^2 \Rightarrow Y_{11} Y_{22} - C_1 C_2 \omega_0^2 + \frac{C_1 + C_2}{L} = 0$$

$$\text{d'où } \boxed{\omega_0^2 = \frac{1}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \left(1 + \frac{L}{C_1 + C_2} Y_{11} Y_{22} \right)} \quad \textcircled{3}$$

* Calcul du gain Y_{21} :

L'équation (2) peut s'écrire encore:

$$Y_{11} C_2 L p^2 + Y_{11} + Y_{22} C_1 L p^2 + Y_{22} + Y_{21} = 0$$

$$\Rightarrow -\omega_0^2 L (Y_{11} C_2 + Y_{22} C_1) + Y_{21} + Y_{22} + Y_{11} = 0$$

On remplace ω_0^2 par valeur et on effectue:

$$Y_{21} + Y_{22} + Y_{11} = \frac{Y_{11}(C_1 + C_2)}{C_1} + \frac{L Y_{11}^2 Y_{22}}{C_1} + Y_{22} \frac{C_1 + C_2}{C_2} + L \frac{Y_{22}^2 Y_{11}}{C_2}$$

Après simplification, on arrive à l'équation:

$$\frac{Y_{21}}{Y_{22}} = L Y_{11} \left(\frac{Y_{11}}{C_1} + \frac{Y_{22}}{C_2} \right) + \frac{Y_{11}}{Y_{22}} \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_1}{C_2}$$

D'où l'équation du gain:

$$\boxed{\frac{Y_{21}}{Y_{22}} = \frac{C_1}{C_2} + \frac{C_2}{C_1} \frac{Y_{11}}{Y_{22}} + L Y_{11} \left(\frac{Y_{11}}{C_1} + \frac{Y_{22}}{C_2} \right)} \quad (4)$$

e) Calcul des éléments de l'oscillateur:

D'après la relation (1)

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \left(1 + \frac{L}{C_1 + C_2} Y_{11} Y_{22} \right)$$

De façon à simplifier l'expression on prendra:

$$\frac{L}{C_1 + C_2} \cdot Y_{11} \cdot Y_{22} \ll 1 ; \text{ la fréquence d'oscillation}$$

aura la forme

$$\boxed{\omega_0^2 = \frac{1}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

On choisira également $C_1 \gg C_2$ de façon que le réglage de la fréquence s'obtienne seulement avec une seule capacité.

En effet si $\frac{C_1}{C_2} > 1$ on aurait $\omega_0^2 = \frac{1}{\frac{LC_1}{\frac{C_1}{C_2} + 1}}$

$$\omega_0^2 \neq \frac{1}{LC_2}$$

* Le réglage de ω_0 se fera seulement avec C_2 ce qui facilitera le montage pratique.

* Choix de la fréquence:

L'oscillateur doit délivrer une fréquence variable allant de 245 KHz à 255 KHz.

Pour cela on calcule la capacité variable qui puisse couvrir une marge de 10 KHz avec une bobine dont l'inductance est donnée $L = 1,8 \text{ mH}$

on prendra $\frac{C_1}{C_2} = 10$ $\omega_0^2 = \frac{1}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$

d'où $\omega_0^2 = \frac{11}{10 LC_2}$

$$C_2 \text{ min} = \frac{11}{10 L \omega_0^2 \text{ max}} = \frac{11}{10 (2\pi \times 255)^2 \cdot 10^6 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3}} = 238 \text{ pF}$$

$$C_2 \text{ max} = \frac{11}{10 L \omega_0^2 \text{ min}} = \frac{11}{10 (2\pi \times 245)^2 \cdot 10^6 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3}} = 257 \text{ pF}$$

Cette variation de capacité sera obtenue avec une diode "VARICAP"

La tension inverse appliquée à ses bornes fera varier sa capacité d'après la loi :

$$C = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V}{V_d}\right)^n}$$

Avec: C : Capacité de la diode pour une tension inverse
 C_0 : " de la jonction en l'absence de tension
à ses bornes -

V_d : Tension de diffusion de la diode
(0,7V environ pour le silicium)

n : Exposant dont la valeur dépend du
mode de diffusion de la diode (en générale $\frac{1}{3} \leq n \leq \frac{1}{2}$)

* Méthode pour accorder l'oscillateur
à l'aide d'une diode Varicap:

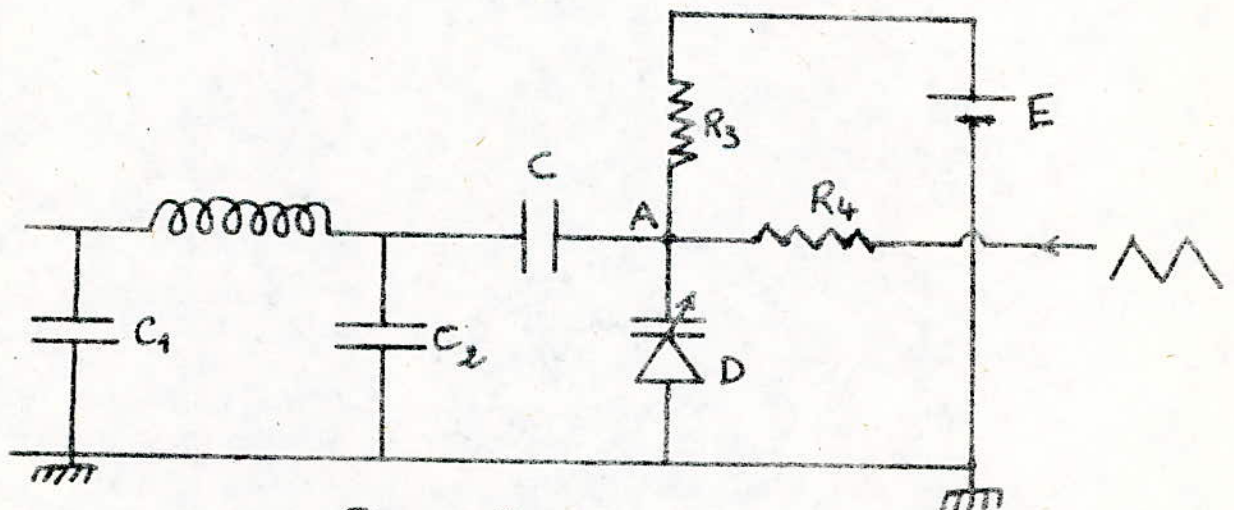


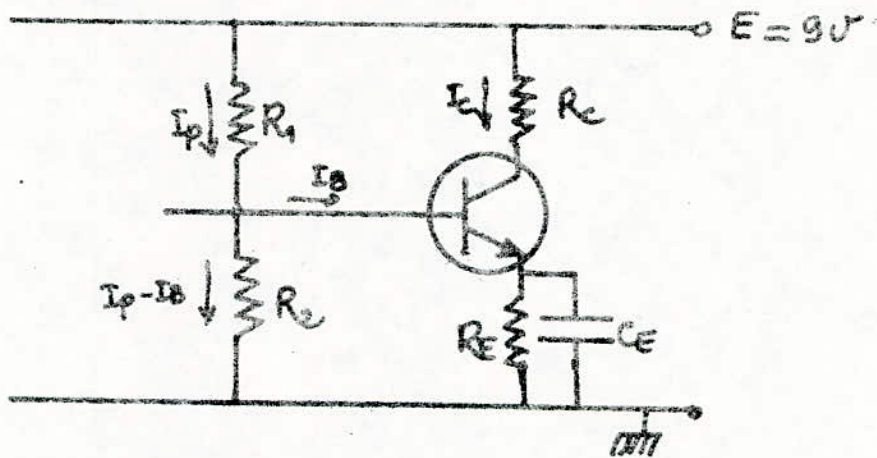
Figure 3

* Afin de polariser la diode à son point de repos, on appliquera une tension continue aux bornes de celle-ci par l'intermédiaire de la résistance R_3

La capacité C isole le circuit oscillant du point de vue continu -

- On applique ensuite une tension en dents de scie linéaires à la diode à travers la résistance R_4 cette résistance isole le potentiel du point A de la masse

II CHOIX DU TRANSISTOR ET CALCUL DU PONT DE POLARISATION :



Le transistor est polarisé en émetteur commun, sa puissance de sortie sera maximale.

Il faudra choisir un transistor de puissance de petite dimension et à faible bruit.

Le tableau nous donne le transistor BC 107

NPN au silicium - dont les caractéristiques sont :

$$I_{Cmax} = 200 \text{ mA}$$

$$V_{CEmax} = 50 \text{ V}$$

$$F_{max} = 150 \text{ MHz}$$

$$P_{max} = 300 \text{ mW}$$

$$h_{21} = 300$$

* Calcul des éléments de l'amplificateur:

Le transistor fonctionnant en classe A, on choisit le point de repos à $V_{CE} = 3V$ $I_C = 4mA$ $E = 9V$
On a alors les équations des mailles:

$$R_C I_C + V_{CE} + R_E (I_C + I_B) = E \quad (1)$$

$$I_E \approx I_C$$

$$(R_C + R_E) I_C + V_{CE} = E \quad (1)$$

$$\text{Condition de polarisation } R_E I_C = \frac{E}{5}$$

* ce qui donne pour R_E :

$$R_E = \frac{E}{5 I_C} = \frac{9}{5 \times 4} = 0,45 k\Omega \quad \boxed{R_E = 450 \Omega}$$

Le gain du transistor choisit est environ $h_{21} = 250$

$$\Rightarrow \underline{I_B} = \frac{I_C}{h_{21}} = \frac{4}{250} = 0,016 mA = \underline{16 \mu A}$$

$$\text{On choisit } \underline{I_P} = 3 I_B = 3 \times 16 = \underline{48 \mu A}$$

* Calcul de R_C :

L'équation (1) nous donne:

$$R_C = \frac{E - V_{CE} - R_E I_C}{I_C} = \frac{9 - 3 - (0,45 \times 4)}{4} = 1 k\Omega$$

$$\boxed{R_C = 1 k\Omega}$$

* Calcul du pont de base :

La tension base-émetteur d'un transistor au silicium est de $V_{BE} = 0,6V$ environ.

Le potentiel de la base par rapport à la masse sera $V_{BM} = V_{RE} + V_{BE} = (0,45 \times 4) + 0,6 = 2,4V$

- Calcul de R_2 :

La tension aux bornes de R_2 est aussi la tension V_{BM}

$$V_{BM} = R_2 (I_P - I_B)$$

$$R_2 = \frac{V_{BM}}{I_P - I_B} = \frac{2,4}{(48 - 16) \cdot 10^{-3}} = 75 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_2 = 75 \text{ K}\Omega}$$

- Calcul de R_1 :

$$E = R_1 I_P + V_{BM}$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{E - V_{BM}}{I_P} = \frac{9 - 2,4}{48 \cdot 10^{-3}} = 137 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_1 = 137 \text{ K}\Omega}$$

3°) Calcul des capacités de découplage et de liaison :

* Calcul de C_E :

on doit avoir $X_{CE} \ll R_E$

$R_E = 450 \Omega$ on choisit $X_{CE} = 6 \Omega$

$$\text{avec } X_{CE} = \frac{1}{C_E \omega_0}$$

$$C_E = \frac{1}{\omega_0 X_{CE}} = \frac{1}{2\pi \times 250 \cdot 10^3 \times 6} = 0,1 \mu F$$

* Calcul de C_L

La capacité de liaison C_L doit avoir une impédance très faible par rapport à P : $P = R_1 // R_2$.

$$P = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{137 \times 75}{137 + 75} = 48 \text{ k}\Omega$$

on choisira aussi $X_{CL} = 6 \Omega$

ce qui donne $C_L = C_E = 0,1 \mu F$

4°) Calcul des capacités C_1 et C'_2 pour la fréquence de référence $f = 250 \text{ kHz}$:

$$L = 1,8 \text{ mH} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{L \frac{C_1 C'_2}{C_1 + C'_2}} \quad \text{avec } \frac{C_1}{C'_2} = 10$$

$$\Rightarrow \omega_0^2 = \frac{11}{L C_1}$$

$$C_1 = \frac{11}{\omega_0^2 L} = \frac{11}{(2\pi \times 250)^2 \cdot 10^6 \times 1,8 \cdot 10^{-3}} = 2,47 \text{ nF}$$

d'où les valeurs de C_1 et C'_2 :

$$C_1 = 2,47 \text{ nF}$$

$$C'_2 = 247 \text{ pF}$$

$$\underline{C'_2 = C_2 + C_0}$$

C_2 : capacité fixe

C_0 : capacité de la diode Varicap pour sa tension nominale -

OSCILLATEUR BF

1°) Principe :

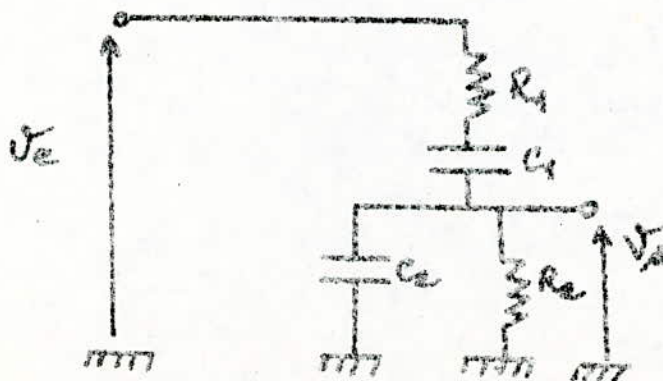
Cet oscillateur a pour rôle de délivrer le signal basse fréquence qui agira sur le signal HF délivré par l'oscillateur décrit précédemment -

On utilisera un oscillateur du type "pont de Wien" qui présente une facilité de commutation de fréquences en agissant sur un seul élément R ou C -

L'oscillation est obtenue en rebouclant un amplificateur sur lui-même par un réseau de Wien ; amplificateur non inverseur de gain convenable pour obtenir des oscillations. Une grande stabilité en fréquence n'étant pas nécessaire -

2°) Etude du réseau de réaction :

Il est constitué d'un circuit comportant deux résistances et deux capacités disposées comme l'indique le schéma de la figure suivante :



* Calcul de la fréquence d'oscillation et du gain :

$$-\frac{V_s}{V_e} = \frac{\frac{R_2}{1+jR_2C\omega}}{R_1 + \frac{1}{jC\omega} + \frac{R_2}{1+jR_2C\omega}}$$

on aura ainsi :
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2 C^2 \omega^2}{C_1} + j \left(R_1 R_2 C \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)}$$

Le déphasage entre l'entrée et la sortie sera nul si la partie imaginaire est nulle :

Ce qui donne $R_1 R_2 C \omega - \frac{1}{C_1 \omega} = 0$

ou bien : $R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 = 1$

soit
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Si $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$ alors $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

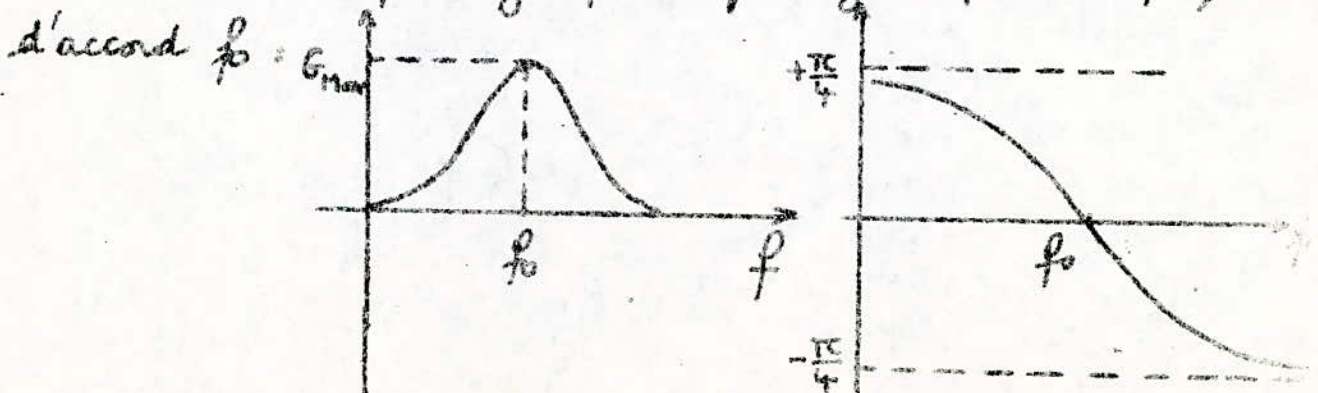
d'où la fréquence des oscillations :

$$\boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi RC}}$$

Ainsi le gain sera :
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{2R + \frac{RC}{C}} = \frac{1}{3}$$

Le gain passe par un maximum pour $\omega = \omega_0$

la courbe de déphasage passe par zéro pour la fréquence



Avantage:

Il y a oscillation si le gain de l'amplificateur compense l'atténuation due au réseau sélectif -

Il est donc facile de changer la fréquence sans perturber le fonctionnement.

si l'on prend $C_1 = 2C_2$ et $R_1 = R_2 = R$.

$$\text{on aura } \beta = \frac{R}{2R + \frac{R C_1}{2 C_2}} = \frac{R}{R \times \frac{5}{2}} = \frac{2}{5}$$

Comme le gain a été fixé à la valeur 3 on aura :

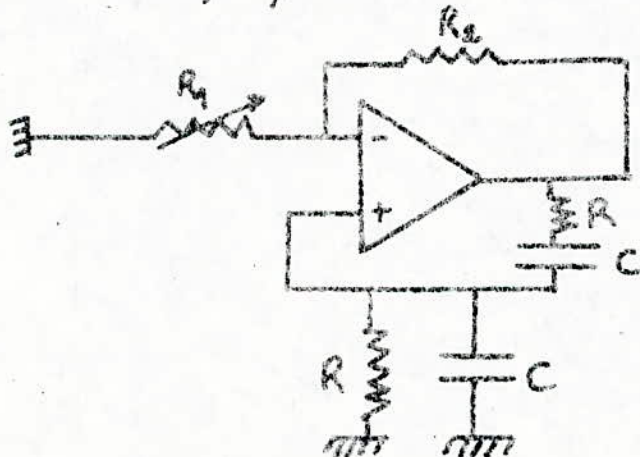
$$A\beta = 3 \times \frac{2}{5} = 1,2$$

Dans ce cas il y aura une distorsion du signal de sortie

3°) Etude du schéma :

On réalise cet oscillateur avec une des résistances variable (R_1 ou R_2) - voir schéma suivant -

On notera alors les variations du signal de sortie en fonction de la fréquence.



On fixe la capacité C , le choix de la résistance R dépendra de la fréquence d'oscillation désirée

Connaissant la valeur de C et de f on détermine la valeur de R à l'aide de la formule :

$$R = \frac{1}{2\pi f C}$$

* La résistance R_1 permet d'obtenir l'écrouchage des oscillations, celui-ci est obtenu lorsque la tension aux bornes de R_1 est égale au tiers de la tension de sortie.

* On prend $f = 8 \text{ KHz}$ et $R_2 = 1,5 \text{ K}\Omega$

on note $R_1 = 600 \Omega$

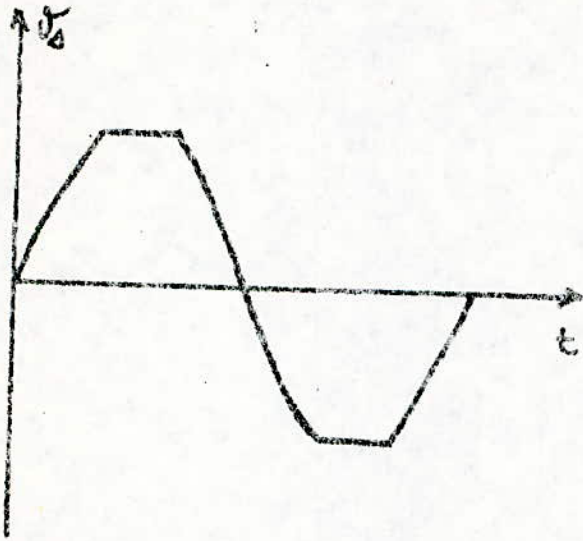
Le signal de sortie a une forme sinusoïdale.

En gardant les mêmes valeurs de résistances R_1 et R_2 on commute sur une fréquence de 3 KHz à l'aide de la résistance R . Le signal de sortie se trouve saturé.

Pour le corriger il suffit d'augmenter la valeur de la résistance R_1 (environ 660Ω) - La tension de sortie prendra donc une forme sinusoïdale.

En gardant toujours la même valeur, on ramène $R_1 = 600 \Omega$, on commute sur 500 Hz , on constate que le signal de sortie se sature, pour y remédier, il suffit d'augmenter la valeur de R_1 ($R_1 \approx 680 \Omega$)

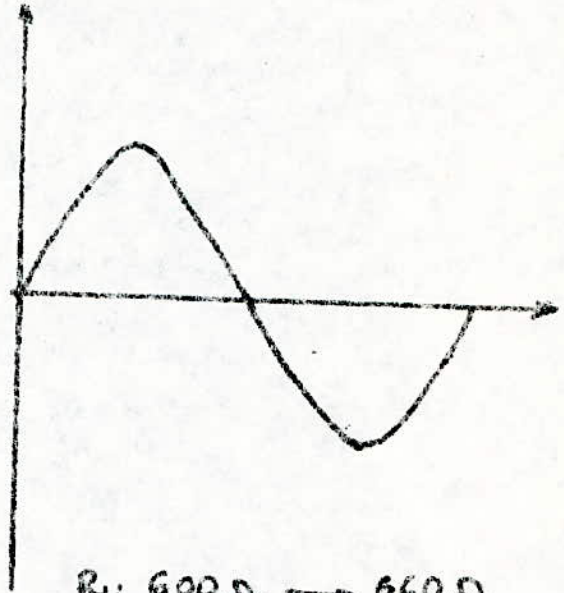
* Forme des signaux obtenus:



$$R_1 = 600 \Omega$$

$$R_2 = 1,5 \text{ K}\Omega$$

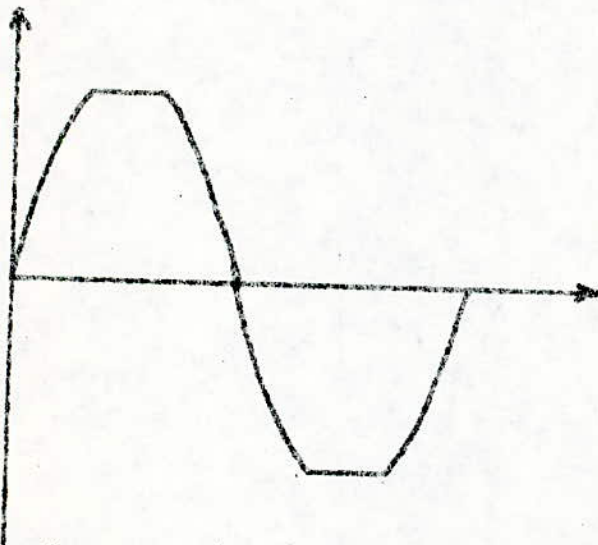
$$f = 3 \text{ KHz}$$



$$R_1: 600 \Omega \rightarrow 660 \Omega$$

$$R_2 = 1,5 \text{ K}\Omega$$

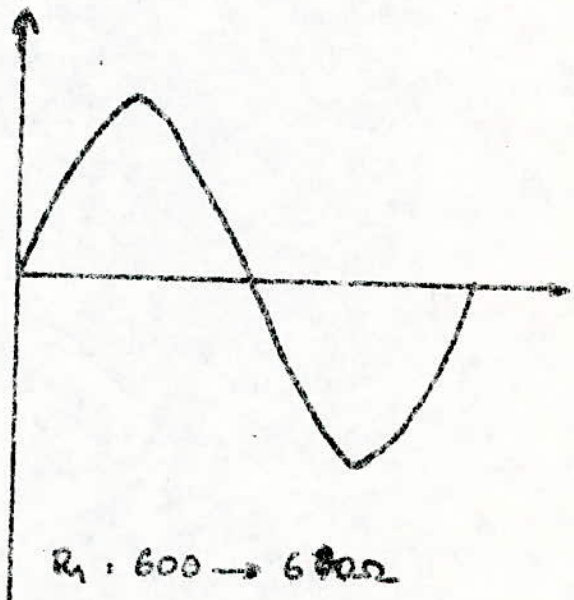
$$f = 3 \text{ KHz}$$



$$R_1 = 600 \Omega$$

$$R_2 = 1,5 \text{ K}\Omega$$

$$f = 300 \text{ Hz}$$



$$R_1: 600 \rightarrow 660 \Omega$$

$$R_2 = 1,5 \text{ K}\Omega$$

$$f = 300 \text{ Hz}$$

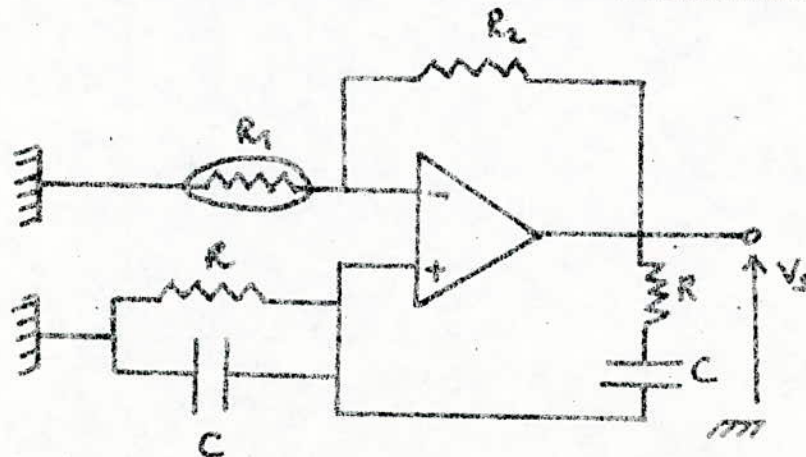
Si par contre on opère d'une manière inverse, en augmentant la fréquence, les oscillations disparaissent pour y remédier, il faut diminuer la valeur de la résistance R_1 . Le signal de sortie varie en opposition avec la fréquence (lorsque la fréquence augmente le signal diminue et réciproquement), donc il est préférable de régler l'amplitude avec l'une des différentes méthodes que nous allons décrire :

4°) Régulation d'amplitude :

Il existe plusieurs méthodes pour maintenir le montage juste au dessus de la limite de l'accrochage et pour avoir une tension de sortie constante quelque soit la fréquence -

L'introduction d'un élément non linéaire est un dispositif très employé. Lorsque la fréquence du signal de sortie ne descend pas au dessous de 30 Hz -

a.) Utilisation d'une lampe à incandescence :



La moindre diminution du gain entraîne un déséquilibre tandis que toute augmentation se traduit par une distorsion du signal de sortie -

L'élément non linéaire présentant une résistance croissante avec la tension à ses bornes sert à maintenir le pont avec juste le minimum de déséquilibre pour que le montage oscille.

Cet élément sera placé dans la branche aperiodique du pont afin d'obtenir un taux de régulation satisfaisant.

Il est préférable d'utiliser un voyant à incandescence de telle sorte que lorsque l'oscillateur a atteint son régime permanent, le voyant soit parcouru par un courant voisin de la moitié de son courant nominal -

Lorsque l'on passe d'une fréquence à une autre le signal n'apparaît pas immédiatement, mais dès qu'il apparaît, il se stabilise -

On constate qu'entre 300 Hz et 3 KHz, l'amplitude reste constante, à partir de cette dernière l'amplitude commence à diminuer -

* La fréquence d'oscillation utilisée étant de 1000 Hz

$C = 4,7 \text{ nF}$ alors la résistance R sera

$$R = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 10^3 \times 4,7 \cdot 10^{-9}} = 33 \text{ K}\Omega$$

5°] Conclusion :

Les oscillateurs à pont de Wien qui ont connu leur heures de gloire depuis le début de l'électronique tendent à céder maintenant leur place aux générateurs de fonction -

Mais, ils permettent de réaliser des oscillateurs économiques et sont donc souvent retenus pour les appareils de bas de gamme -

ETUDE DU GENERATEUR DE DENTS DE SCIE - EMISSION WOBULEE

I | INTRODUCTION:

Il est intéressant de pouvoir émettre un signal sur une plage de fréquence : c'est le principe du modulateur que l'on se propose d'étudier.

Pour brouiller une certaine station, il faut émettre un signal accordé sur la même fréquence qu'à la réception soit f_0 .

Cependant il peut arriver que la fréquence d'émission varie légèrement et devienne $f_0 \pm \Delta f$. Pour que le récepteur puisse recevoir l'émission, il suffira de faire varier légèrement le bouton d'accord de celui-ci. Mais ce récepteur ne sera donc plus soumis à la fréquence de brouillage de notre émetteur : l'émission n'est donc pas perturbée.

Pour remédier à cet inconvénient, il nous faudra émettre une fréquence variant périodiquement autour de la fréquence f_0 .

Le signal brouilleur balayera donc une plage de fréquence $f_0 - \Delta f$ à $f_0 + \Delta f$.

Pour réaliser ce balayage, nous devons concevoir un générateur délivrant des dents de scie linéaires.

Le générateur s'appliquera à l'oscillateur HF par l'intermédiaire d'un circuit LC avec C variable. (Voir chapitre OSCILLATEUR HF)

La fréquence d'oscillation variera donc au rythme du signal dents de scie, ce signal faisant varier la capacité d'une diode varicap qui à son tour fera varier la fréquence d'émission périodiquement.

II. PRINCIPE :

On s'intéresse maintenant à constituer le schéma du montage du générateur délivrant la tension en dents de scie.

Le schéma de principe est donné à la figure 1.

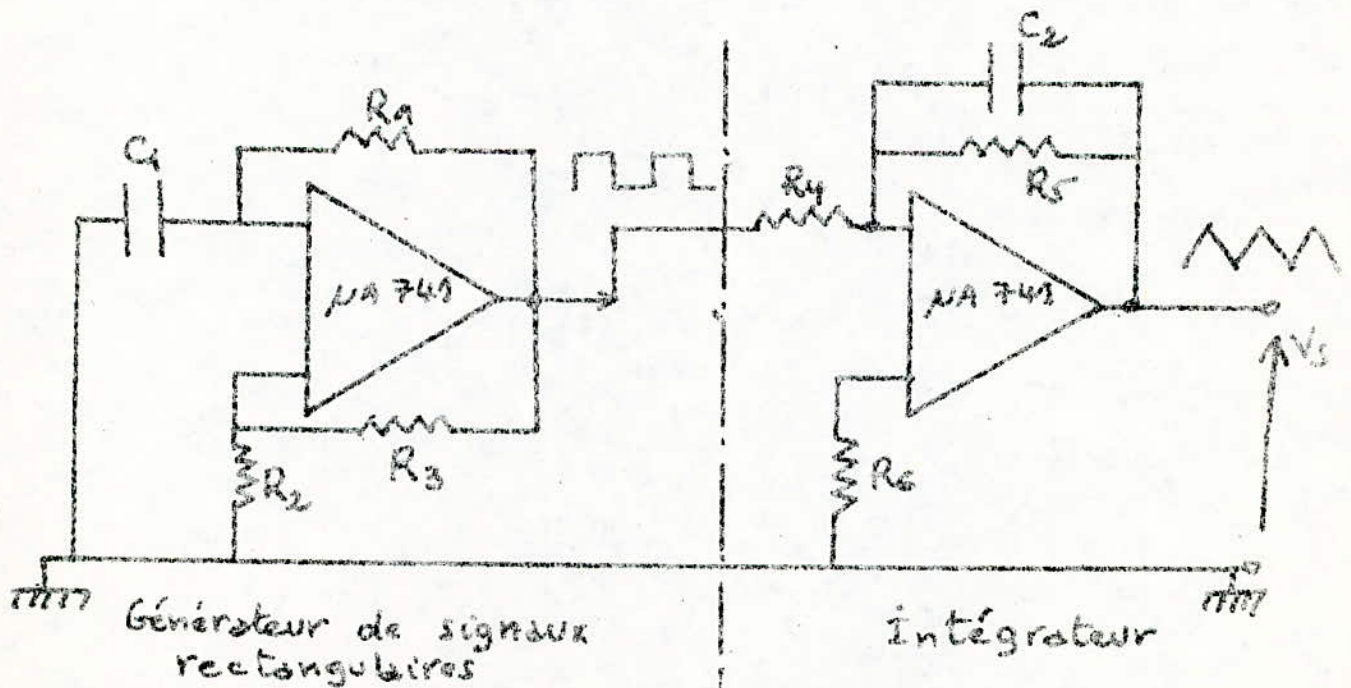
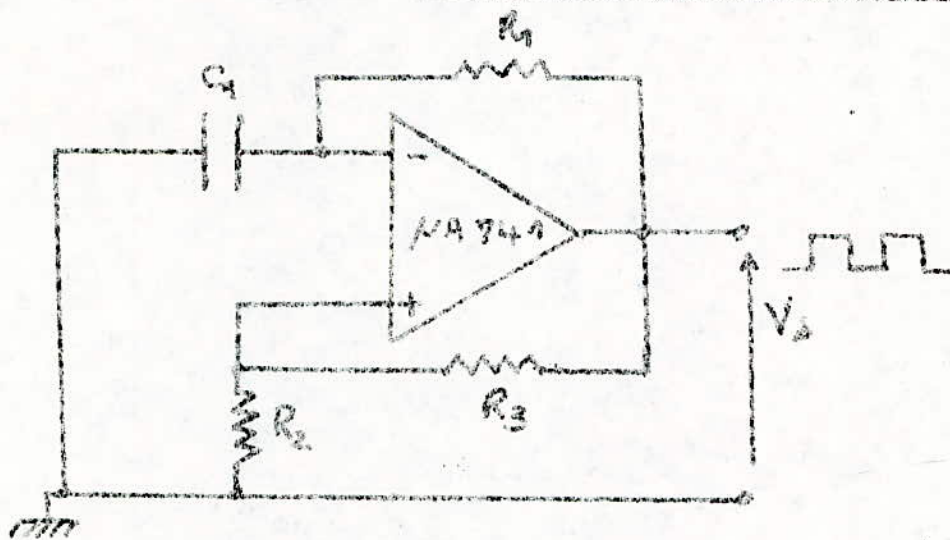


Figure 1

On utilise deux circuits intégrés, l'un fonctionnant en générateur de tension rectangulaire, l'autre fonctionnant en intégrateur transformant la tension rectangulaire en tension triangulaire.

III | MULTIVIBRATEUR ASTABLE A CIRCUIT INTEGRE



Le multivibrateur est caractérisé par son double réseau de réaction et de contre réaction.

L'amplificateur opérationnel fonctionne entre ses deux états de saturation tous deux instables.

La tension de sortie oscille pour tout ou rien.

* Fonctionnement :

Imaginons que la sortie soit dans l'état de saturation $+V_{sat}$. Cette tension sera appliquée à l'entrée directe par le diviseur $R_3 - R_2$ et à l'entrée avec inversion par R_1 .

Le montage ne peut pas rester longtemps dans cet état car la capacité C_1 va se charger à travers R_1 .

Le potentiel de l'entrée \ominus augmentera donc jusqu'au niveau du potentiel de l'entrée \oplus -

L'amplificateur est soumis donc à une entrée positive, la tension de sortie devient négative rapidement -

Cette tension de commutation V_+ est donnée par :

$$V_+ = +V_{sat} \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

La sortie étant négative, la tension V_- est appliquée à l'entrée directe \oplus , cette impulsion accentue le basculement -

$$V_- = -V_{sat} \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

Le condensateur C chargé positivement doit alors se décharger, puis se recharger en sens inverse pour qu'une nouvelle commutation survienne.

Le phénomène cumulatif a une durée très courte devant la constante de temps $R_1 C_1$ de la capacité et on observera un basculement instantané de la tension de sortie (voir figure 2)

L'amplificateur est soumis à une entrée négative.
Le montage bascule et se retrouve dans l'état initial.

Le cycle recommence indéfiniment, et la tension de sortie est constituée par une succession de signaux rectangulaires.

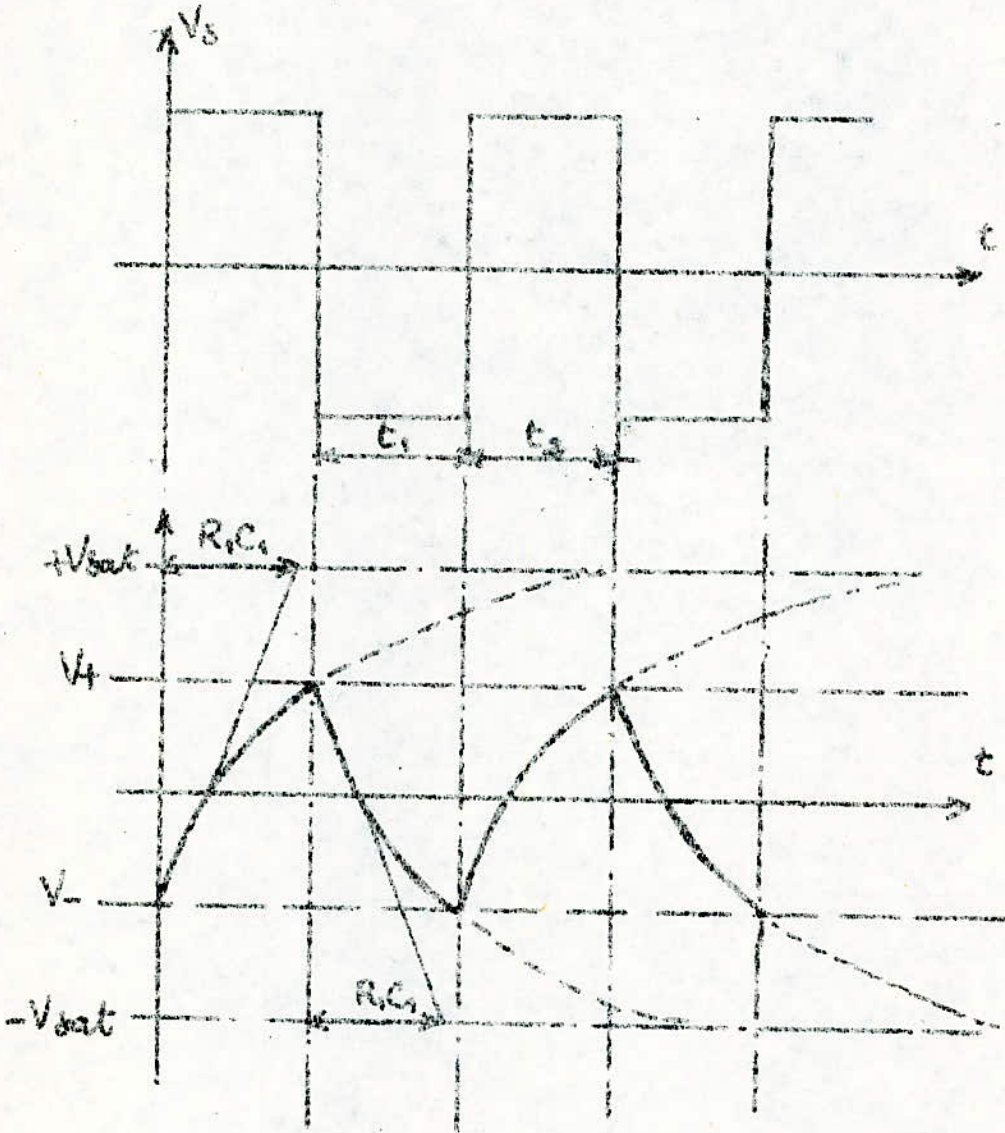


Figure 2

Quant à la période T , on peut la régler à l'aide de R_1 ou C_1 , en évitant toutefois de ne pas dépasser la tension d'entrée maximale de l'amplificateur opérationnel.

* Période du multivibrateur:

La résistance R_2 étant reliée à la masse, le signal de sortie est alternatif. La demi-période correspond au temps mis par l'entrée \ominus pour passer du potentiel V_+ à V_- ou réciproquement ($t_1 = t_2$)

$$V = A \exp\left(\frac{-t}{R_1 C_1}\right) + B.$$

avec

$$V(t=0) = V_+ = A + B$$

$$V(t \rightarrow \infty) = -V_{sat} = B$$

$$V(t) = (V_+ + V_{sat}) \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right) - V_{sat}$$

La tension V_- est atteinte au bout du temps t_1 défini par $V_- = (V_+ + V_{sat}) \exp\left(-\frac{t_1}{R_1 C_1}\right) - V_{sat}$.

$$\exp\left(\frac{t_1}{R_1 C_1}\right) = \frac{V_+ + V_{sat}}{V_- + V_{sat}} = 1 + 2 \frac{R_2}{R_3}$$

La période est donc:

$$T = 2t_1 = 2R_1 C_1 \log\left(1 + 2 \frac{R_2}{R_3}\right)$$

En reliant la résistance R_2 à un potentiel autre que la masse, le rapport $\left(\frac{t_2}{t_1}\right)$ du signal de sortie prendra une valeur différente de l'unité.

* Application numérique

afin d'avoir un bon rythme de modulation nous choisissons une fréquence d'oscillation $f = 500 \text{ Hz}$.
ce qui donne une période $T = 1,25 \text{ ms}$

Pour déterminer donc les valeurs des éléments donnant cette fréquence.

La période du signal rectangulaire est donnée par la formule:

$$T = 2R_1C_1 \text{Log} \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right)$$

on se fixe la constante de temps R_1C_1

avec $R_1 = 16 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$

$$1,25 \cdot 10^{-3} = 2 \times 16 \cdot 10^3 \times 0,1 \cdot 10^{-6} \text{Log} \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right)$$

$$\text{Log} \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) = 0,39$$

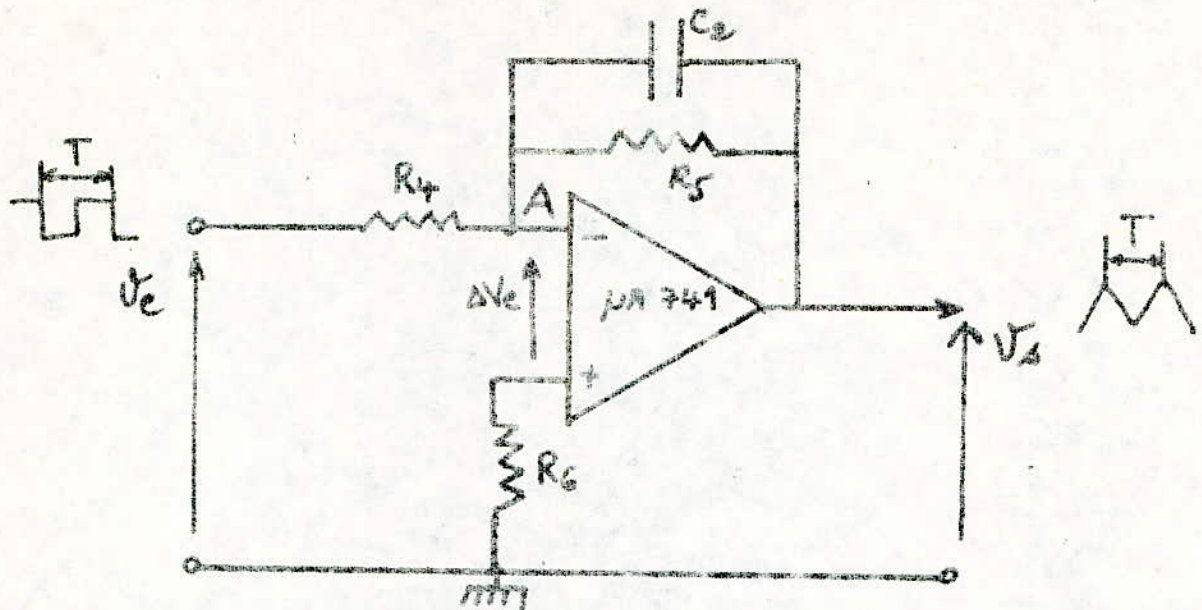
$$1 + \frac{2R_2}{R_3} = e^{0,39} \quad \text{ce qui donne : } \frac{2R_2}{R_3} = 0,47$$

$$\Rightarrow R_3 = 4,3 R_2$$

on choisit $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ nous aurons alors R_3

$$R_3 = 86 \text{ k}\Omega$$

IV | ETUDE DE L'INTÉGRATEUR :



Le montage permet de transformer un signal carré en signal triangulaire - Son schéma de principe est simple, un amplificateur recevant une contre-réaction totale à travers le condensateur C_2 -

* Fonctionnement :

En l'absence de signal d'entrée, la tension de sortie de l'amplificateur est $V_a(0)$ -

Si nous appliquons une tension continue V_e à l'entrée elle va tendre à s'élever d'une valeur ΔV_e , mais la tension de sortie croît d'une valeur $G \cdot \Delta V_e$ qui est réinjectée à l'entrée à travers la capacité C_2 ce qui interdit à V_e de croître -

Si le gain de l'amplificateur était infini, la tension du point A restera constante -

La tension V_s diminuant, le condensateur C_2 va se charger à courant constant. La tension de sortie de l'amplificateur sera donc une pente descendante.

Si le signal d'entrée est une tension rectangulaire, la tension de sortie sera une succession de pentes ascendante et descendante du fait de la charge et de la décharge de la capacité C_2 .

Il est cependant nécessaire d'introduire la résistance R_5 dans la boucle de l'amplificateur afin que ce dernier ne soit pas en boucle ouverte du point de vue continu. En effet le moindre décalage dans les courants d'entrée provoquerait en sortie un décentrage du signal pouvant aller jusqu'à la saturation.

— Le fonctionnement de l'intégrateur est meilleur dans la mesure où :

* L'impédance d'entrée est plus élevée : une simple fraction de courant fourni par la résistance R_4 sera dérivée vers l'entrée.

* Le gain de l'amplificateur est plus élevée : afin que la variation de V_e reste faible pour une importante variation de la tension de sortie.

* L'impédance de sortie est faible : de manière à ce que le courant de charge de C_2 soit fourni

uniquement par l'amplificateur (V_e restera alors constante)

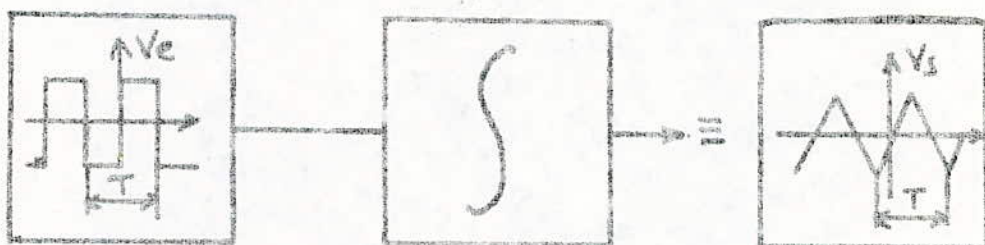
* Afin que les flancs du signal triangulaire restent linéaires, il faudra choisir

$$R_5 C_2 \gg R_4 C_2 \gg T$$

T étant la période du signal d'entrée, l'intégrateur donne la valeur moyenne du signal d'entrée -

$$-C_2 \frac{dV_s}{dt} = \frac{V_e}{R_4} \Rightarrow V_s = -\frac{1}{R_4 C_2} \int V_e dt$$

ce qui donne la forme triangulaire de V_s lorsque V_e est rectangulaire -



Dans l'intervalle de temps 0 à T ,

$$V_s = -\frac{1}{R_4 C_2} \int_0^T V_e dt \Rightarrow V_s = -\frac{V_e}{R_4 C_2 p}$$

$\frac{1}{p}$: symbole de l'intégration en notation de Laplace -

$R_4 C_2$ est la constante d'intégration qui représente réellement le temps exigé par la tension de sortie pour changer d'une valeur égale à la moyenne de la tension d'entrée pendant le temps Δt -

Le signal de sortie est une tension proportionnelle à la fréquence

$$\text{en effet } V_s = - \frac{V_e}{t_p} = \frac{k}{t} = kf.$$

Les fréquences au dessous de laquelle le montage fonctionne comme intégrateur sont:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_5 C_2}$$

Pour une meilleure linéarité on choisira f supérieure à f_0

$$f = 10 f_0$$

* Calcul des éléments :

1^{ère} Condition:

$R_4 C_2 \gg T$ T : période du signal d'entrée

$$f = 800 \text{ Hz} \Rightarrow T = 1,25 \text{ ms}$$

on prendra $R_4 C_2 = 10T$ avec $C_2 = 1 \mu\text{F}$

$$\text{on aura } R_4 = \frac{10T}{C_2}$$

$$R_4 = \frac{12,5 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 12,5 \cdot 10^3 \Omega = 12,5 \text{ K}\Omega.$$

on prendra $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$.

2^{ème} Condition:

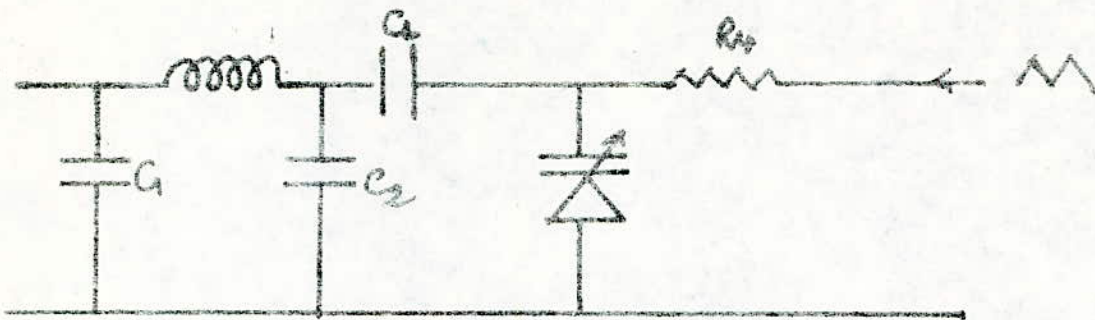
$R_5 C_2 \gg R_4 C_2 \Rightarrow R_5 \gg R_4$ on prendra $R_5 = 10 R_4$

d'où $R_5 = 100 \text{ K}\Omega$

3^{ème} Condition: Pour avoir un décalage nul il faut prendre

$$R_6 = R_4 \parallel R_5 = \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} \text{ ce qui donne } R_6 = 9,1 \text{ K}\Omega$$

* Application de la diode Varicap :



Le circuit oscillant est représenté par cette figure.
 La diode varicap présente une capacité C_D pour une tension de polarisation de 4 volt.

on appelle $C' = \frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2'}$ avec $C_2' = C_2 + C_D$.
 à la fréquence de résonance nous aurons :

$$\boxed{L C' \omega_0^2 = 1} \quad (1)$$

$$\frac{1}{C'} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2'} \quad \text{on différentie cette expression :}$$

$$\frac{\Delta C'}{(C')^2} = \frac{\Delta C_2'}{(C_2')^2} \quad \text{puisque } C_1 \text{ est fixe.}$$

$$\Delta C' = \frac{(C')^2}{(C_2')^2} \times \Delta C_2' = \frac{(C_1 C_2')^2}{(C_1 + C_2')^2} \frac{\Delta C_2'}{(C_2')^2}$$

$$\Delta C' = \frac{C_1^2}{(C_1 + C_2')^2} \Delta C_2'$$

en différentiant (1) on trouve :

$$\frac{\Delta C'}{C'} = \frac{2 \Delta f}{f_0} \quad \text{d'où} \quad \frac{\Delta C'}{C'} = \frac{C_1}{C_2' (C_1 + C_2')} \Delta C_2'$$

on sait que $\Delta C_2' = \Delta C_D$

$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{C_1}{C'_2(C_1 + C'_2)} \Delta C_D$ on tire la variations de la capacité de la diode ΔC_D .

$$\Delta C_D = \frac{\Delta f}{f_0} \frac{C'_2(C_1 + C'_2)}{C_1} \quad (1) \quad \text{avec } \underline{C'_2 = C_2 + C_0}$$

Cette formule donne donc la variation de capacité en fonction des autres capacités et de l'excursion de fréquence.

La diode varicap utilisée est du type BA 102 qui pour une tension inverse nominale de 40 a une capacité de 30 pF et qui peut varier de 15 pF à 60 pF.

La tension triangulaire appliquée à cette diode étant centrée sur 40 la capacité de la diode variera donc de la façon suivante $30 \text{ pF} \pm \frac{\Delta C_D}{2}$.

on sait que $C'_{2 \text{ min}} = 238 \text{ pF}$ et $C'_{2 \text{ max}} = 257 \text{ pF}$

nous aurons alors $C'_{2 \text{ moy}} = 247 \text{ pF}$

d'où $C_2 = C'_2 - C_0$;

$$C_2 = 247 - 30 \text{ pF} = 217 \text{ pF}$$

$$\boxed{C_2 = 217 \text{ pF}}$$

$$\text{et } C_1 = 10 C_2 \Rightarrow \boxed{C_1 = 2170 \text{ pF}}$$

nous pouvons remplacer dans la formule (1)

$$\Delta C_D = \frac{2 \times 10}{250} \cdot \frac{247(2170 + 247) \cdot 10^{-12}}{2170} = 22 \text{ pF}$$

$$\boxed{\Delta C_D = 22 \text{ pF}}$$

nous aurons alors :

$$\boxed{C_D = 30 \pm 11 \text{ pF}}$$

* Détermination de l'amplitude de la dent de scie:

La loi de variation de la capacité d'une jonction en fonction de la tension appliquée est:

$$C = \frac{C_0}{(1 + V/V_d)^{1/2}} \quad (\text{voir précédemment})$$

En faisant des approximations on détermine la relation $C = \frac{K}{\sqrt{V}}$ K : constante

Une tension nominale de 4V nous donne $C = 30 \text{ pF}$
on détermine ainsi la constante $K \approx 60$

d'où la variation de la capacité en fonction de la tension inverse appliquée:

$$C = \frac{60}{\sqrt{V}} \quad \begin{array}{l} C \text{ en pF} \\ V \text{ en Volts.} \end{array}$$

(voir caractéristique: $C = f(V)$)

$$\Delta C_0 = 22 \text{ pF} \Rightarrow C_0 = 30 \text{ pF} \pm 11 \text{ pF}$$

C_0 doit varier de 19 pF à 41 pF

C_0 (pF)	19	30	41
V (V)	10	4	2

Valeurs limites pour C et V

La tension de dents de scie doit donc avoir une amplitude

$$\Delta V = 8 \text{ V}$$

* Détermination de l'amplitude de la dent de scie:

La loi de variation de la capacité d'une jonction en fonction de la tension appliquée est:

$$C = \frac{C_0}{(1 + V/V_d)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{voir précédemment})$$

En faisant des approximations on détermine la relation $C = \frac{K}{\sqrt{V}}$ K : constante

Une tension nominale de 4V nous donne $C = 30 \text{ pF}$
on détermine ainsi la constante $K \approx 60$

d'où la variation de la capacité en fonction de la tension inverse appliquée:

$$C = \frac{60}{\sqrt{V}} \quad \begin{array}{l} C \text{ en pF} \\ V \text{ en Volts} \end{array}$$

(voir caractéristique: $C = f(V)$)

$$\Delta C_0 = 22 \text{ pF} \Rightarrow C_0 = 30 \text{ pF} \pm 11 \text{ pF}$$

C_0 doit varier de 19 pF à 41 pF

C_0 (pF)	19	30	41
V (V)	10	4	2

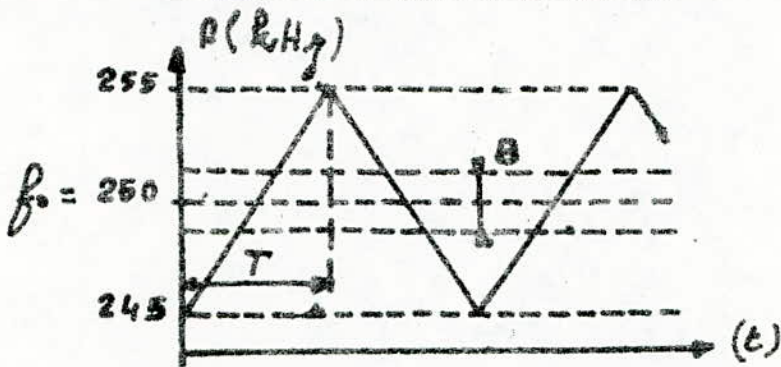
La tension de dents de scie doit donc avoir une amplitude

Valeurs limites pour C et V

$$\Delta V = 8 \text{ V}$$

compte tenu de la diode utilisée, le signal triangulaire appliqué à la varicap est centré sur 60 nous constatons un léger déplacement de la fréquence centrale. Nous la ramènon à sa valeur en agissant sur le noyau mobile de la bobine.

* schematisation de la wobulation:



le signal brouilleur émet une fréquence qui passe alternativement entre deux valeurs $f_2 = 255 \text{ kHz}$ et $f_1 = 245 \text{ kHz}$, l'excursion de fréquence $|f_2 - f_1|$ est balayée pendant un temps $T = 0,725 \text{ ms}$

f_0 est la fréquence centrale de l'émission utile

B bande du récepteur.

le perturbateur brouille donc le signal utile pendant $\epsilon \cdot DT$ avec une récurrence égale à $1/T$.

la pente du brouilleur est définie par $\frac{f_2 - f_1}{T}$

si elle est faible, le temps de passage dans la bande est important.

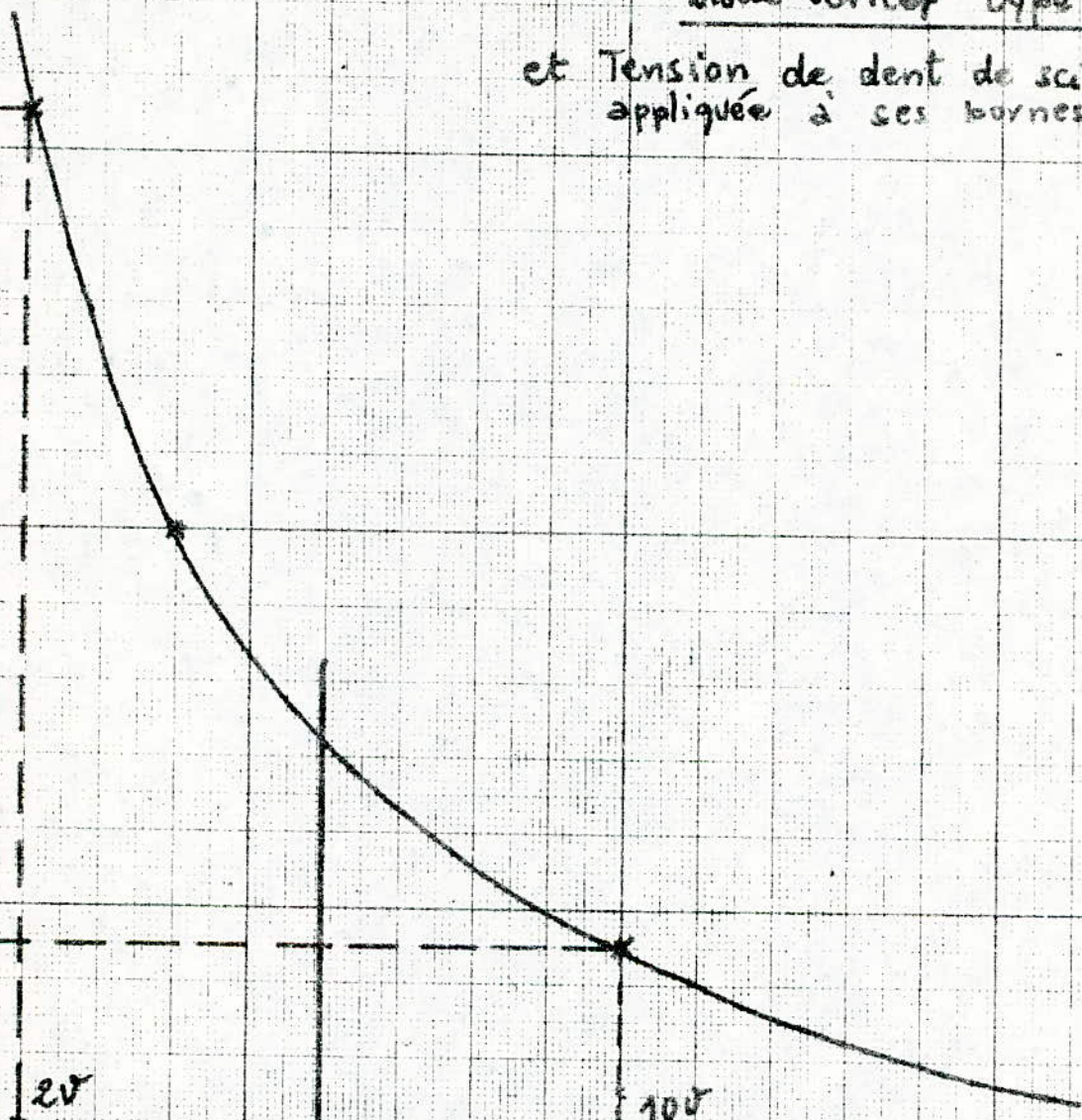
$$\frac{f_2 - f_1}{T} = 16$$

C (pF)

Caractéristique $C = f(V)$

Diode "Varicap" type BA 102

et Tension de dent de scie appliquée à ses bornes.



2V

10V

8 volts crête à crête

V (Volts)

5

10

15

20

ETUDE DU MODULATEUR

Cet étage est constitué par un transistor monté en émetteur commun. Le signal BF attaque par l'intermédiaire d'une résistance la base du transistor.

On aura donc une modulation par la base, ce type de modulateur utilise le phénomène de non linéarité de la fonction base-émetteur du transistor. Lorsque le transistor conduit, le courant du collecteur peut s'écrire sur la forme:

$$I_c = I_0 + aV + bV^2 + cV^3 + \dots$$

V étant la tension appliquée sur la base du transistor et I_0 le courant de polarisation.

$$V_1 = V_1 \cos \omega t \rightarrow \text{onde HF}$$

$$V_2 = V_2 \cos \Omega t \rightarrow \text{onde BF}$$

La tension de base sera la somme de ces deux tensions $V = V_1 + V_2$.

En nous limitant au terme du 2^{ème} ordre, le courant collecteur peut s'écrire:

$$I_c = I_0 + a(V_1 + V_2) + b(V_1 + V_2)^2$$

en remplaçant V_1 et V_2 par leurs valeurs et en développant, on aura:

$$I_c = I_0 + aV_1 \cos \omega t + aV_2 \cos \Omega t + bV_1^2 \cos^2 \omega t + bV_2^2 \cos^2 \Omega t + 2bV_1V_2 \cos \Omega t \cos \omega t$$

On sait que:

$$\cos^2 \omega t = \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} ; \quad \cos^2 \Omega t = \frac{1 + \cos 2\Omega t}{2}$$

$$\text{et } \cos \omega t \cos \Omega t = \frac{1}{2} \left[\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t \right]$$

l'expression du courant collecteur I_c devient:

$$I_c = I_0 + aV_1 \cos \omega t + bV_2 \cos \Omega t + \frac{bV_1^2}{2} \left[1 + \cos 2\omega t \right] \\ + \frac{bV_2^2}{2} \left[1 + \cos 2\Omega t \right] + bV_1 V_2 \left[\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t \right]$$

$$I_c = I_0 + \frac{bV_1^2}{2} + \frac{bV_2^2}{2} + aV_1 \cos \omega t + bV_2 \cos \Omega t \\ + \frac{bV_1^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{bV_2^2}{2} \cos 2\Omega t + bV_1 V_2 \left[\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t \right]$$

Comme le signal de sortie est accordé sur la fréquence ω , seules les fréquences voisines de celle-ci se retrouveront dans le signal de sortie.

dans ce cas le courant prendra donc la forme:

$$I_c = aV_1 \cos \omega t + bV_1 V_2 \left[\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t \right]$$

La bande passante d'une onde modulée en amplitude est égale à deux fois la fréquence du signal modulant, comme $\Omega = 2\pi f_{BF}$

$$f_{BF} = 1000 \text{ Hz}$$

le circuit oscillant aura donc pour bande passante

$$B = 2000 \text{ Hz}$$

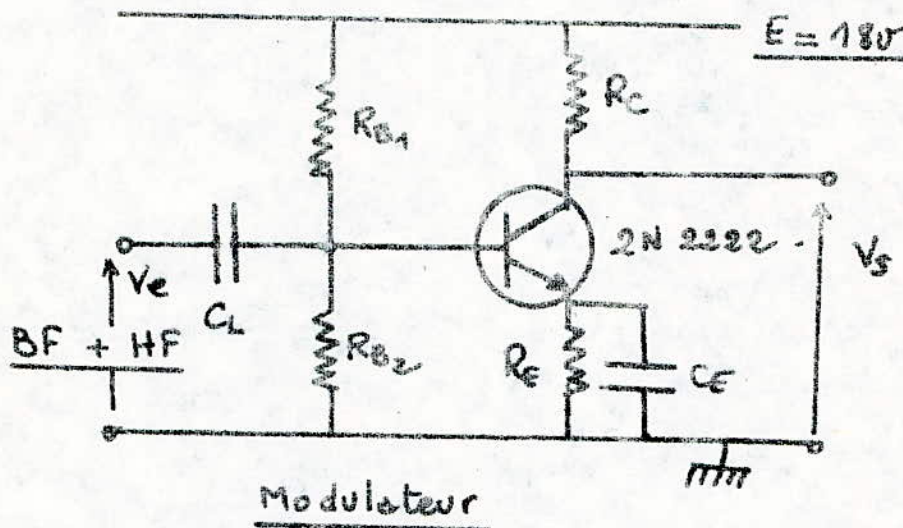
L'expression :

$aV_1 \cos \omega t$ représente la porteuse

$bV_1V_2 \cos(\omega + \Omega)t$ et $bV_1V_2 \cos(\omega - \Omega)t$ représentent

Les deux bandes latérales inférieures et supérieures.

* Schéma et Calcul des éléments :



Le transistor est du type 2N2222 NPN au Silicium.

- Calcul de R_C et R_E :

$$E = R_C I_C + R_E I_E + V_{CE} \quad (I_E \approx I_C)$$

Le point de repos est choisit à $V_{CE} = 9V$, $I_C = 9mA$

$$D'où \quad 9 = (R_C + R_E) I_C$$

on choisit également $R_E I_E \approx \frac{E}{10} \approx 1,8V$

$$d'où \quad R_E = \frac{1,8}{9 \cdot 10^{-3}} = 200 \Omega$$

$$R_E = 200 \Omega$$

De même :

$$18 = R_C I_C + V_{CE} + V_E$$

$$18 = R_C I_C + 10,8 \quad \text{ce qui donne: } R_C = 800 \Omega$$

$$R_C = \frac{7,2}{9} \approx 800 \Omega$$

* Calcul du pont de base:

$$R_{B1} (I_p + I_B) + R_{B2} I_p = E$$

on choisit le courant de pont $I_p = 10 I_B$

on a alors:

$$11 R_{B1} I_B + 10 R_{B2} I_B = 18$$

La tension V_{BM} est la tension $V_B + V_{BE}$.

$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ pour un transistor au silicium.

$$V_{BM} = 1,8 + 0,6 = 2,4 \text{ V}$$

d'où $R_{B2} \times 10 I_B = 2,4$ avec $I_B = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{9}{100} = 0,09 \text{ mA}$

$$R_{B2} = \frac{2,4}{10 \times 0,09} = 2,6 \text{ K}\Omega$$

$$R_{B2} = 2,6 \text{ K}\Omega$$

or $11 R_{B1} + 10 R_{B2} = 200$

$$11 R_{B1} = 174 \quad \text{d'où } R_{B1} = \frac{174}{11} = 17 \text{ K}\Omega \quad R_{B1} = 17 \text{ K}\Omega$$

* La capacité de découplage doit présenter une impédance très faible devant la résistance à découpler R_E . $\frac{1}{C \omega} \ll R_E$

* La capacité de liaison doit transmettre correctement les signaux sans perturber les grandeurs continues de polarisation pour lesquelles elle présente une impédance infinie.

$$C_L \gg \frac{1}{2\pi f_{\min}(Z_S + Z_E)}$$

Z_S : Impédance de sortie de l'étage précédent

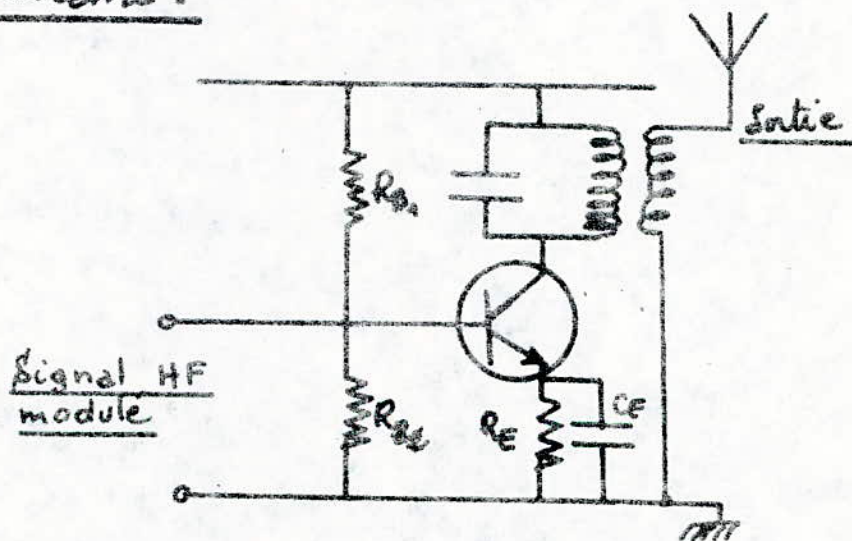
Z_E : " d'entrée " " qui suit -

ETAGE DE PUISSANCE.

C'est un amplificateur constitué d'un transistor et d'un circuit oscillant de sortie accordé sur la fréquence d'émission.

Le signal de sortie est développé par le premier harmonique du courant collecteur filtré par le circuit oscillant qui se comporte comme un court-circuit au voisinage de la résonance.

* Schéma :



En régime statique le circuit oscillant se comporte donc comme un court-circuit, la tension à ses bornes est nulle. On place une résistance R_E de faible valeur qui est destinée à compenser l'effet de la température on la découple pour augmenter le gain de l'amplificateur.

Le transistor ainsi employé fonctionne en classe A
on fixe le point de fonctionnement à $V_{CE} = 10V$, $I_C = 10mA$
alimentation $E = 18V$;

$$* V_{CE} = E - R_E I_C \text{ ou bien } R_E I_C = 8V.$$

$$\text{d'où } R_E = \frac{8}{10 \cdot 10^{-3}} = 800 \Omega$$

$$R_E = 800 \Omega$$

on choisit le courant de point $I_P = 5 I_B$ et $h_{21} = 100$

$$\text{on déduit } I_B = \frac{10}{100} = 100 \mu A$$

$$* R_{B_2} I_P = V_{BE} + V_E = 0,6 + 8 = 8,6V$$

$$\text{d'où } R_{B_2} = \frac{8,6}{5 \cdot 10^{-4}} = 17 K\Omega$$

$$R_{B_2} = 17 K\Omega$$

$$* R_{B_1} (I_P + I_B) = E - 8,6 = 9,4V$$

$$\text{d'où } R_{B_1} = \frac{9,4}{6 I_B} = 15 K\Omega$$

$$R_{B_1} = 15 K\Omega$$

* Calcul du circuit oscillant:

Il faudra accorder le circuit oscillant sur la fréquence
de $250 KHz$ soit $f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$

La valeur de la self étant $L = 0,25 mH$

La capacité C sera:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = \frac{1}{4 \times 10 \times (250)^2 \times 10^6 \times 0,25 \times 10^{-3}} = 1,6 mF$$

d'où

$$L = 0,25 mH$$

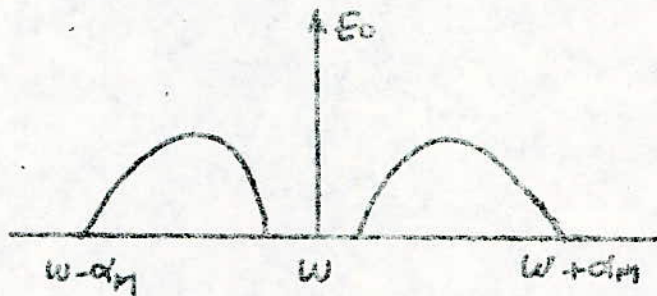
$$C = 1,6 mF$$

* Puissance mise en jeu:

La puissance délivrée par un signal quelconque est égale à la puissance délivrée par chaque harmonique.

Si la puissance délivrée par l'onde porteuse en l'absence de modulation dans l'antenne (R_a) est

$$P_p = \frac{1}{2} \frac{E_0^2}{R_a}$$



La puissance développée par cette onde porteuse modulée en amplitude dans la même charge R_a est la somme des puissances développées par la porteuse et par chaque onde latérale.

Dans le cas d'une onde modulée en amplitude la puissance d'une onde latérale est:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{1}{R_a} \left(\frac{m E_0}{2} \right)^2 \quad m: \text{Taux de modulation}$$

$$P_L = \frac{m^2 E_0^2}{8 R_a}$$

La puissance totale sera donc: $P_M = P_p + P_L$

$$P_M = \frac{1}{2} \frac{E_0^2}{R_0} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

La puissance due à la modulation est proportionnelle au carré du taux de modulation.

$$\boxed{2P_L = \frac{m^2 E_0^2}{4R_0}}$$

Si l'onde à transmettre comprend tout un spectre

$$s = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos(n\omega t + \phi_n)$$

La puissance sera donc :

$$P_M = \frac{1}{2} \frac{E_0^2}{R_0} \left(1 + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} m_n^2 \right)$$

avec $m_n = \frac{a_n}{E_0}$ $m_n < 1$

* Influence du circuit accordé :

Il est donc nécessaire de connaître le comportement d'une onde modulée en amplitude à travers un circuit accordé. La fonction de transfert s'exprime à l'aide de la pulsation de résonance :

$$F(\omega) = \frac{1}{1 + 2jQ \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec : } \Delta\omega = \omega - \omega_0$$

- pulsation de résonance : $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

- facteur de qualité : $Q = r\omega_0$

Pour les signaux latéraux $\Delta\omega = \alpha$, entraîne un déphasage supplémentaire et un affaiblissement,

Il s'en suit un nouveau taux de modulation :

$$m' = \frac{m}{1 + \left(\frac{2Q\alpha}{\omega_0}\right)^2}$$

et un léger déphasage $d\varphi$ de signe opposé pour chaque signal latéral -

$$\text{tg}(d\varphi) = \frac{2Q\alpha}{\omega_0}$$

Pour un grand nombre de circuits accordés la diminution du taux de modulation différente pour chaque paire d'ondes latérales et le déphasage supplémentaire introduit peuvent conduire à une déformation du signal transmis si on n'effectue pas des corrections nécessaires -

* ANTENNE :

L'antenne d'un émetteur a pour rôle de convertir l'énergie à radiofréquence en champ électromagnétique - les champs ont la propriété de se propager dans l'espace donc sans l'intervention d'un fil ni de conducteur -

La forme d'une antenne d'émission dépend de l'espace disponible et surtout de la fréquence sur laquelle elle est employée -

Pour les émetteurs de radiodiffusion, on utilise le plus souvent une antenne verticale

dont les dimensions sont données par la fréquence de travail de la station.

Dans notre cas, nous utiliserons une antenne filaire de forme rectangulaire, cette antenne émettrice doit rayonner d'une manière générale aussi favorable que possible l'énergie fournie; elle présente les propriétés du circuit accordé.

REALISATION

Le montage se compose de quatre parties principales, nous l'avons réalisé de la manière suivante :

- Oscillateur BF
- Oscillateur HF
- Générateur de dents de scie.
- Etage de puissance et modulateur.

L'application des circuits opérationnels dans certains étages, nous a facilité le montage, l'amplitude des signaux obtenus est acceptable de l'ordre de 10V ce qui nous évite d'utiliser des amplificateurs en sortie.

Ils sont du type $\mu A 741$ et présentent la caractéristiques suivantes :

- Gain en boucle ouverte : 100.000.
- Protection contre les court-circuits à la sortie.
- Compensation en fréquence intégrée.
- Courant de polarisation 100 nA
- Courant de décalage à l'entrée 30 nA
- Puissance consommée 50 mW.
- Alimentation $\pm 15V$.

Les circuits intégrés ont été alimentés par des piles $\pm 9V$ ce qui diminue l'amplitude des signaux par rapport à une alimentation normale.

* Principe de fonctionnement:

Le signal sinusoïdal obtenu à l'aide du pont de Wien disponible à la sortie de l'oscillateur BF est transmis à travers une capacité de liaison à la base du transistor modulateur.

Le pilote HF construit autour d'un transistor polarisé en émetteur commun à partir d'une réaction capacitive qui ramène la sortie à l'entrée (base) entraîne les oscillations, sa tension HF prélevée sur le collecteur est appliquée à travers un condensateur de liaison à la base du transistor modulateur.

Le circuit oscillant accordable par un noyau de bobinage sert à fixer exactement la fréquence HF.

Les tensions HF modulées prélevées sur le collecteur du modulateur parviennent à l'étage de puissance à travers un condensateur; ce dernier étage ayant le rôle d'amplificateur de puissance transmet le signal modulé à la base de l'antenne.

Les signaux triangulaires obtenus à partir des deux circuits opérationnels $\mu A 741$ s'applique sur le circuit oscillant de l'étage HF à travers une diode Varicap; cette dernière étant polarisée correctement. On réalise ainsi une émission wobulée avec une excursion de fréquence de 90 KHz.

* Réalisation pratique :

Le schéma complet de l'émetteur et les valeurs des éléments utilisés sont donnés dans le schéma complet.

Le câblage de cet appareil est effectué sur une plaquette de circuit imprimé, trois convenablement percés. La figure montre le câblage de la plaquette de l'émetteur.

L'implantation des circuits intégrés se fait par l'intermédiaire des supports qui sont soudés au même titre que les autres éléments sur la plaquette ; les bobinages ont été réalisés au laboratoire, les mandrins des bobines comportent des noyaux qui se déplacent par vissage et sur lesquels nous avons agi au moment de la mise au point.

$R_1 = 100\Omega$	$R_8 = 200\Omega$	$R_{15} = 1K\Omega$	$R_{22} = 86K\Omega$
$R_2 = 1,8K\Omega$	$R_9 = 15K\Omega$	$R_{16} = 1,8K\Omega$	
$R_3 = 47K\Omega$	$R_{10} = 17K\Omega$	$R_{17} = 10K\Omega$	
$R_4 = 47K\Omega$	$R_{11} = 800\Omega$	$R_{18} = 9,1K\Omega$	
$R_5 = 17K\Omega$	$R_{12} = 140K\Omega$	$R_{19} = 100K\Omega$	
$R_6 = 2,6K\Omega$	$R_{13} = 75K\Omega$	$R_{20} = 20K\Omega$	
$R_7 = 800\Omega$	$R_{14} = 470\Omega$	$R_{21} = 16K\Omega$	

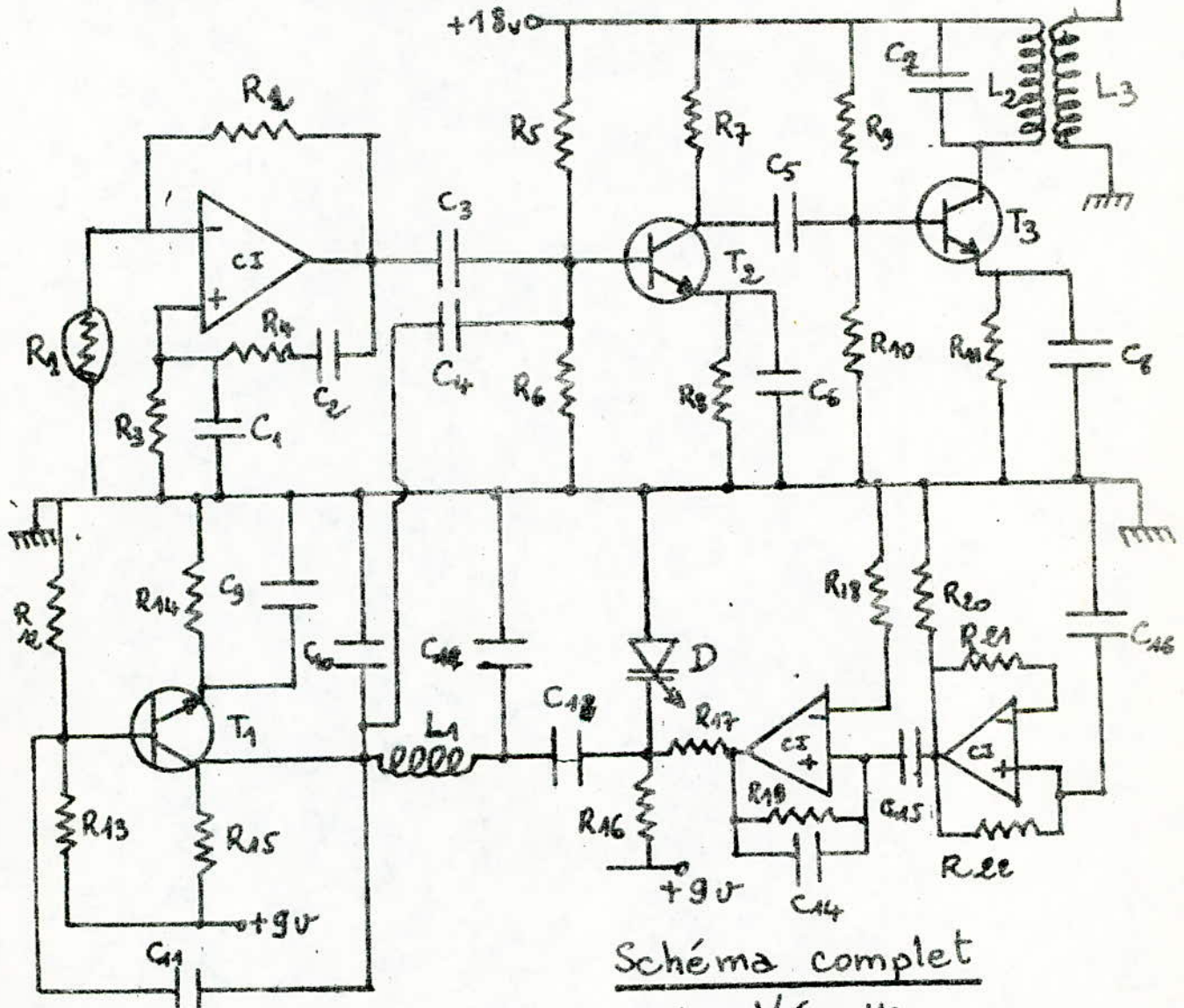
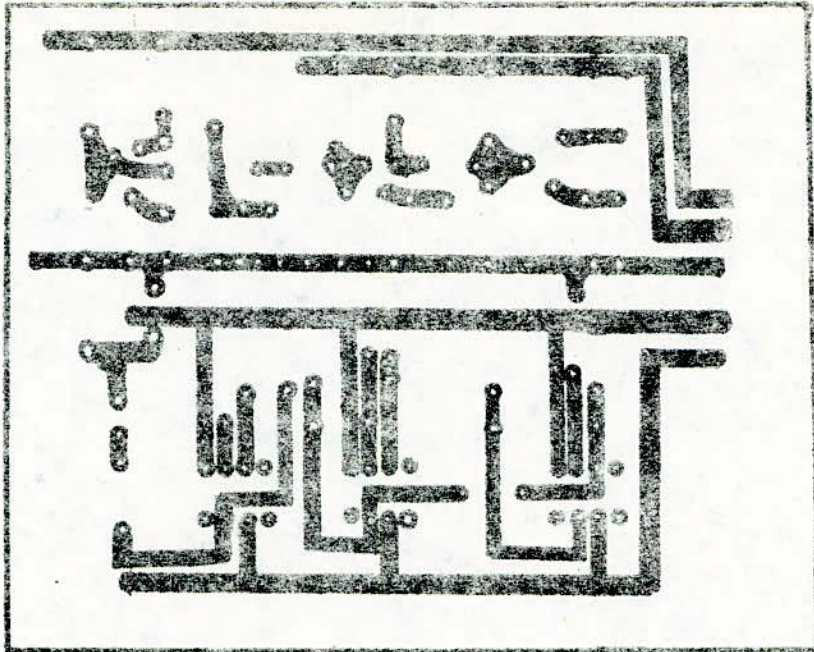


Schéma complet
de l'émetteur

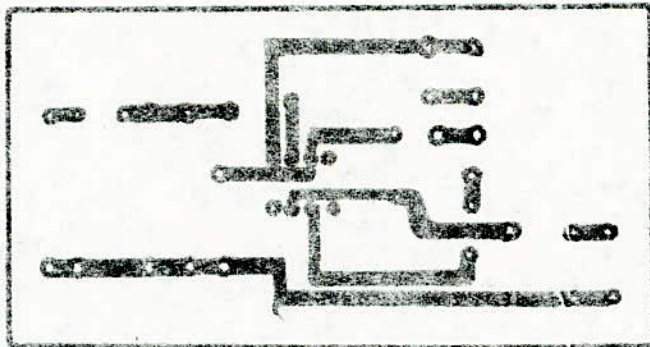
- CI: $\mu A 741$
- T_1 : BC 107
- T_2 : 2N 2222
- T_3 : BF 177
- D: BA 102

- | | | | |
|------------------|---------------------|---------------------|---------------|
| $C_1 = 4,7nF$ | $C_7 = 0,01\mu F$ | $C_{13} = 0,1\mu F$ | $L_1 = 1,8mH$ |
| $C_2 = 4,7nF$ | $C_8 = 0,1\mu F$ | $C_{14} = 0,1\mu F$ | |
| $C_3 = 0,1\mu F$ | $C_9 = 0,1\mu F$ | $C_{15} = 0,1\mu F$ | |
| $C_4 = 0,1\mu F$ | $C_{10} = 2,47nF$ | $C_{16} = 0,1\mu F$ | |
| $C_5 = 0,1\mu F$ | $C_{11} = 0,1\mu F$ | | |
| $C_6 = 0,1\mu F$ | $C_{12} = 247pF$ | | |

circuit imprimé



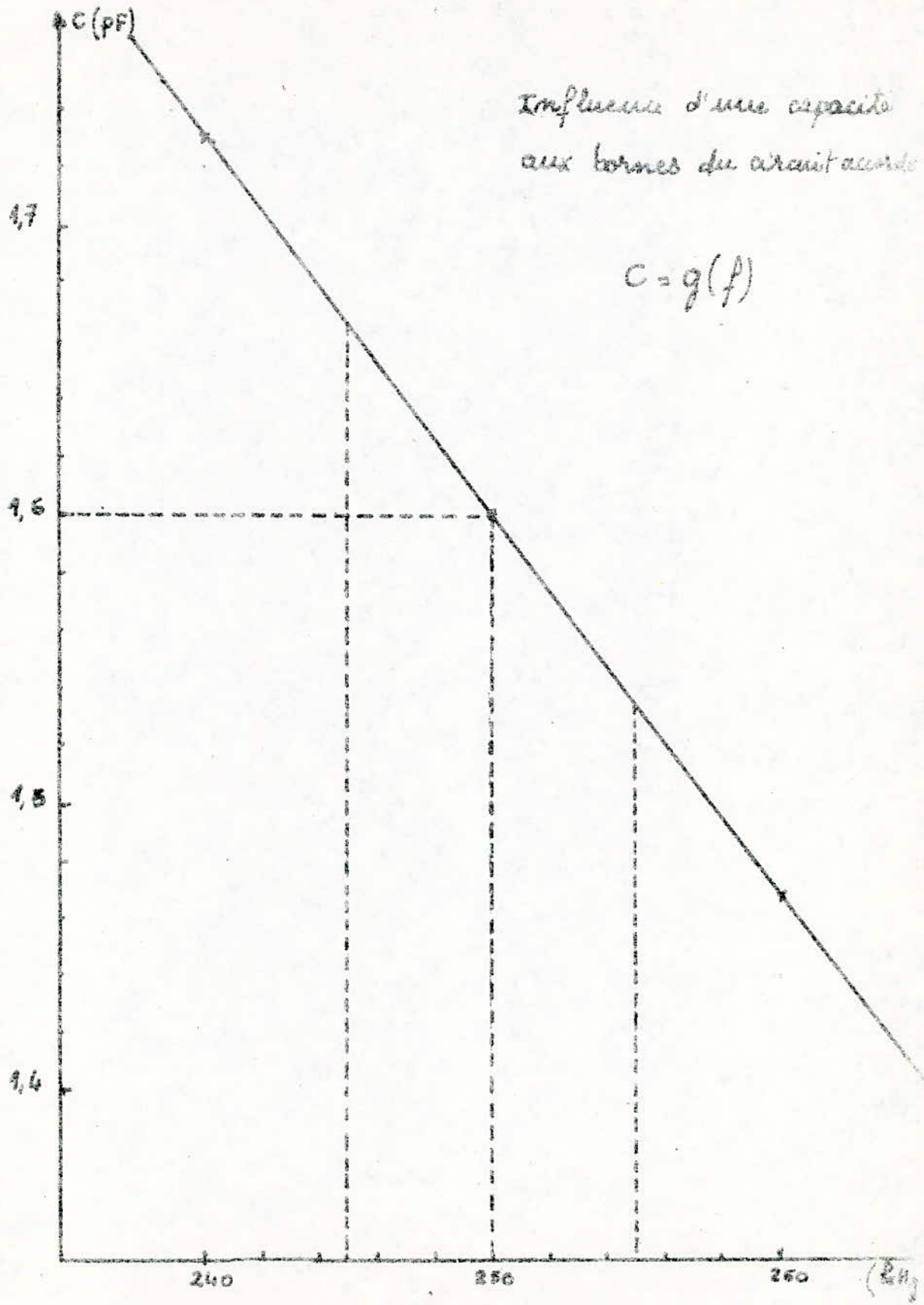
- émetteur -



- ampèremètre -

Influence d'une capacité
aux bornes du circuit accordé

$$C = g(f)$$



* Quelques résultats:

— La puissance d'émission est plus importante à mesure que le taux de modulation est grand ; nous avons choisi alors un signal BF de 3,6 volts crête à crête alors que le signal HF est de 8 volts crête à crête, la valeur du taux de modulation m sera donc de

$$m = 80\%$$

Le taux a été mesuré par les deux méthodes citées -

— Portée:

La puissance P_r reçue par un récepteur est de l'ordre de 100 mW

$$P_r = 100 \text{ mW}$$

La puissance émise P_E est de 500 mW.

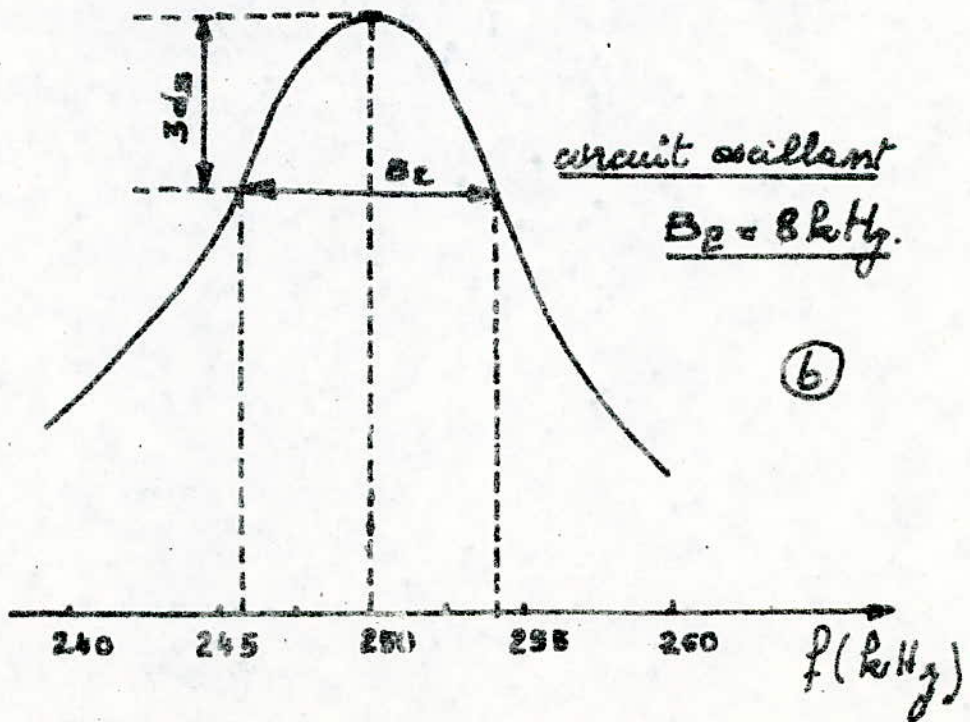
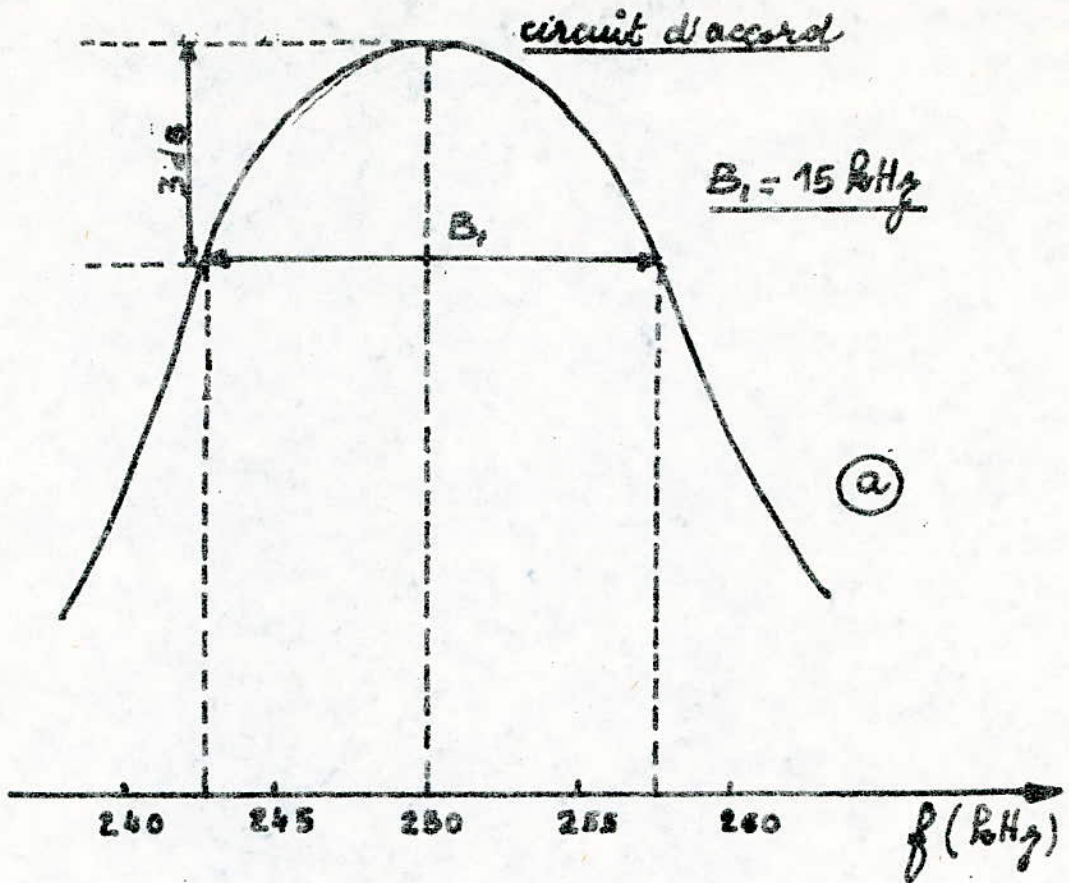
$$P_E = 500 \text{ mW.}$$

La relation liant ces deux puissances est donnée par l'expression : $(4\pi d)^2 = \lambda^2 G_1 G_2 \frac{P_E}{P_R}$
en supposant $G_1 = G_2 = 1$

$$\text{nous aurons } d = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_E}{P_R}} \Rightarrow d = 200 \text{ m}$$

— Réponses en fréquence

Les courbes de réponse obtenues sont représentées par les figures (b) et (a), elles correspondent respectivement à celle du circuit oscillant de l'étage HF (Colpitts) et du circuit d'accord final. Elles révèlent bien l'état des circuits LC réalisés -



MESURES SUR L'ÉMETTEUR

Après avoir réalisé l'émetteur, nous allons nous consacrer dans ce chapitre aux mesures -

Puis nous allons voir les différentes méthodes utilisées pour les diverses mesures qui peuvent être faites en modulation d'amplitude -

Puis nous avons pu faire certaines mesures avec les appareils mis à notre disposition au laboratoire -

1°) Mesure du taux de modulation

a) Principe:

Si la tension de modulation est sinusoïdale et s'il n'y a pas de distorsions de modulation, l'onde émise est représentée par une expression de la forme :

$$s(t) = A_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$$

(voir chapitre Modulation des émetteurs)

L'onde aura l'aspect de la figure 1.

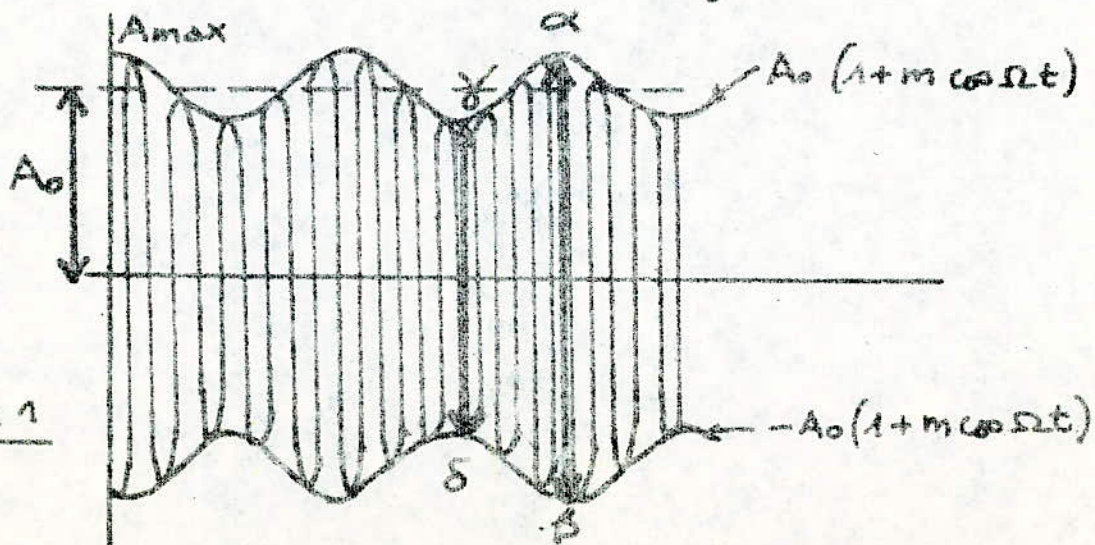


Figure 1

L'amplitude de l'onde a pour valeur moyenne A_0 , et elle varie périodiquement entre A_{max} et A_{min} de valeurs :

$$A_{max} = A_0 (1+m)$$

$$A_{min} = A_0 (1-m)$$

m étant le taux de modulation.

On peut donc évaluer la valeur du taux de modulation en fonction de ses amplitudes.

on aura : $A_{max} - A_{min} = 2A_0 m$

$$A_{max} + A_{min} = 2A_0$$

le rapport nous donne :

$$m = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}}$$

En pourcentage on aura :

$$m \% = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} \cdot 100$$

Ce procédé s'appelle "méthode de la Courbe enveloppe". La mesure du taux de modulation se ramène donc à des mesures d'amplitude.

2°) Utilisation d'un oscillogramme :

On fit apparaître sur l'écran de l'oscilloscope la courbe de la tension ou du courant à analyser en appliquant sur les plaques de déviation verticale la tension à haute fréquence et sur les plaques de déviation horizontale un balayage en dents de scie synchronisé.

par la tension de modulation, on obtient un oscillogramme ayant l'aspect de la figure 1

* Cas d'un oscilloscope linéaire :

Les hauteurs d'image $\alpha\beta$ et $\gamma\delta$ sont respectivement proportionnelles aux amplitudes A_{max} et A_{min} et la relation précédente nous donnera :

$$m = \frac{\overline{\alpha\beta} - \overline{\gamma\delta}}{\overline{\alpha\beta} + \overline{\gamma\delta}}$$

Pour mesurer le taux de modulation m , il suffit donc de mesurer sur l'écran du tube les hauteurs $\alpha\beta$ et $\gamma\delta$. Dans le cas d'une modulation égale à 100% ($A_{min} = 0$, $A_{max} = 2A$) l'oscillogramme affecte l'aspect de la figure 2a.

S'il y a surmodulation, il prend l'aspect de la figure 2b. la distorsion est alors importante et la mesure n'a plus de sens. ($m > 100\%$)

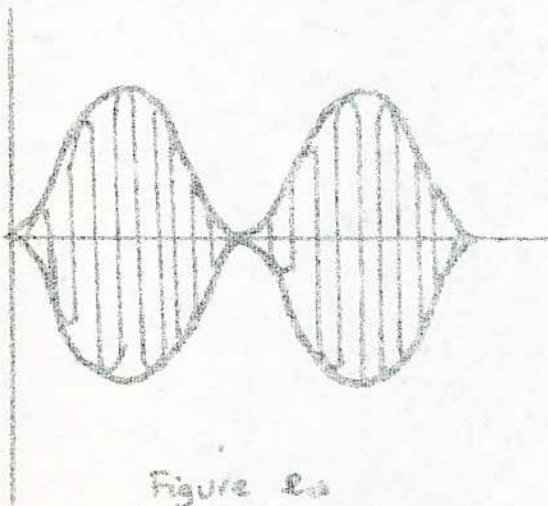


Figure 2a

$m = 100\%$

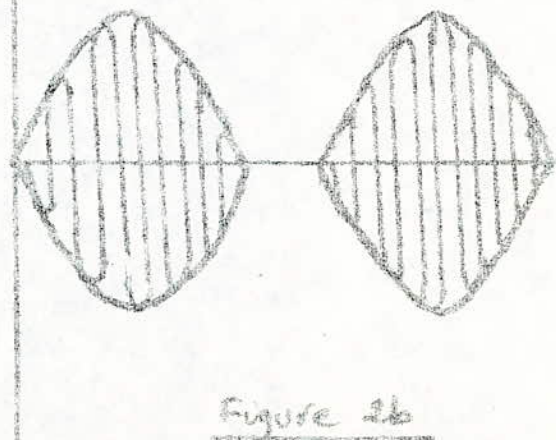


Figure 2b

$m > 100\%$

* Avantages:

Cette méthode a l'avantage de sa simplicité, elle a le grand intérêt de permettre d'apprécier à la vue la qualité de la modulation et de juger aussi la signification réelle de la mesure qui n'a aucun sens lorsque la modulation n'est pas sinusoidale.

* Remarque:

Il arrive en pratique, en appliquant une tension à haute fréquence modulée à l'entrée de l'oscilloscope que l'on obtienne une figure diagonale et déformée. Cet effet se manifeste surtout lorsqu'on opère sur une fréquence porteuse voisine de l'extrémité supérieure de la bande passante de l'amplificateur de l'oscilloscope. Ceci est dû à une détection accidentelle qui donne naissance à une tension à basse fréquence synchrone de la modulation.

3°) Méthode du trapèze:

On applique sur l'axe horizontal de l'oscilloscope une tension synchrone de la tension de modulation, donc de la forme:

$$u = U \cos \omega t$$

Sur l'axe vertical la tension à haute fréquence modulée

$$v = A_0 (1 + m \cos \omega t) \cos \omega_0 t$$

Dans ces conditions, à chaque instant, le spot balaye avec la fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ un segment vertical dont la longueur est proportionnelle à l'amplitude de la tension v . soit

$$y = a A_0 (1 + m \cos \omega t)$$

et l'élongation horizontale est proportionnelle à la valeur instantanée de la tension u .

$$x = b u = b U \cos \omega t$$

en éliminant $\cos \omega t$ entre ces 2 expressions, on trouve :

$$y = a A_0 \left(1 + \frac{m}{bU} x \right)$$

Cette expression ayant un aspect linéaire de x , les extrémités du segment balayé par le spot x déplacent sur deux droites obliques $\alpha\delta$ et $\beta\delta$ et l'on obtient sur l'écran une figure stable qui prend l'aspect trapézoïdal de la figure 3.

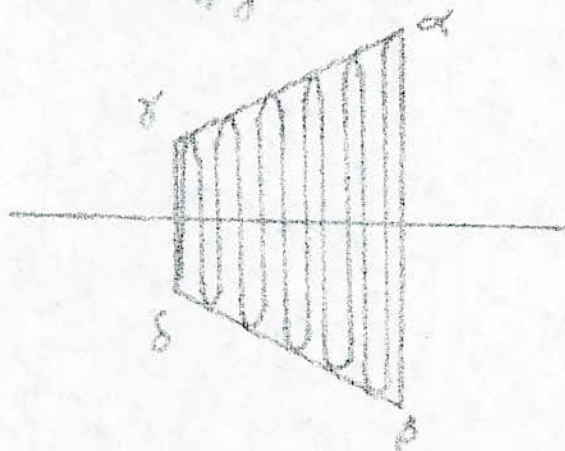


Figure 3

La grande base $\alpha\beta$ est égale au double de l'amplitude des oscillations à haute fréquence pour l'élongation

$$\alpha = X = bU$$

$$\text{Soit } \alpha\beta = 2aA_0(1+m).$$

$$\Rightarrow \alpha\beta = 2Y_{\text{max}}.$$

De même la petite base $\delta\delta$ a pour valeur

$$\delta\delta = 2aA_0(1-m).$$

$$\Rightarrow \delta\delta = 2Y_{\text{min}}.$$

Les 2 bases correspondant respectivement aux hauteurs d'image $\alpha\beta$ et $\delta\delta$ obtenues dans l'oscillogramme de la figure précédente -

Ces mesures nous permettent de calculer le taux de modulation par la relation :

$$m = \frac{\overline{\alpha\beta} - \overline{\delta\delta}}{\overline{\alpha\beta} + \overline{\delta\delta}}.$$

* La forme sinusoïdale obtenue précédemment ne se qualifie que très approximativement.

Une ellipse observée sur un écran n'est pas comme nous ; pour pallier à cet inconvénient, on se recourra à une méthode qui résulte d'une figure de Lissajous entre le signal modulé et celui qui sert à la modulation.

La figure obtenue est caractéristique de la qualité de modulation. Si celle-ci est convenablement réalisée, on obtient un trapèze isocèle dont les côtés non parallèles

donnent le taux de modulation -

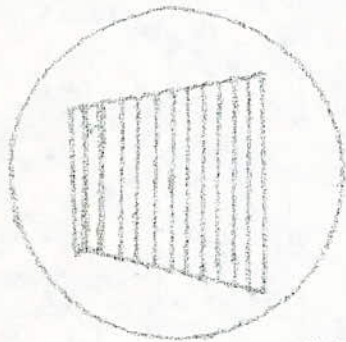
L'intérêt d'une telle représentation réside dans la forme particulière qu'elle revêt laquelle une anomalie apparaît -

En effet, on peut avoir :

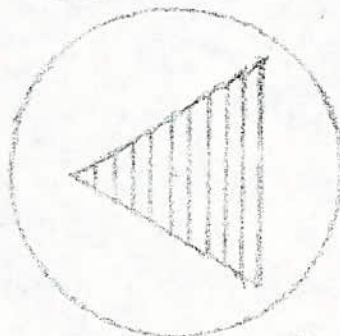
- Une surmodulation
- Un taux de modulation égale à 100%
- Une basse fréquence nulle
- Une saturation de l'étage HF
- Un déphasage dans le modulateur
- Une modulation BF déformée -

* Diagnostic des anomalies :

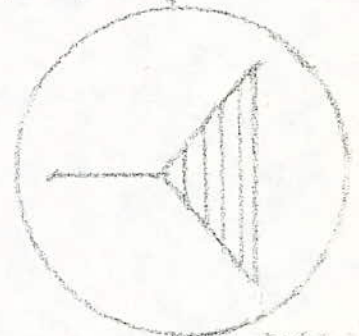
Les schémas de la figure 3 représentent les différentes anomalies observées sur l'écran de l'oscilloscope :



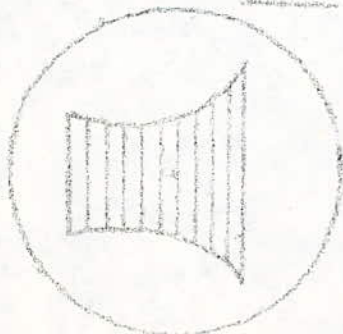
$m < 100\%$



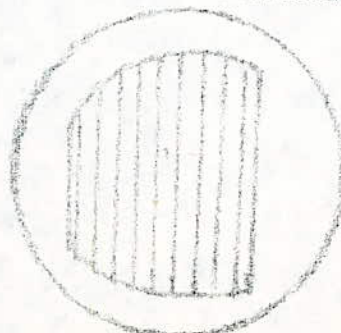
$m = 100\%$



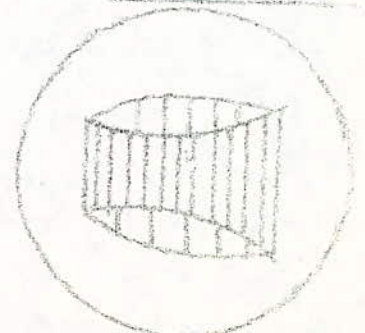
$m > 100\%$
Surmodulation



modulation par
BF déformée



Saturation de
l'étage HF



Déphasage dans
le modulateur

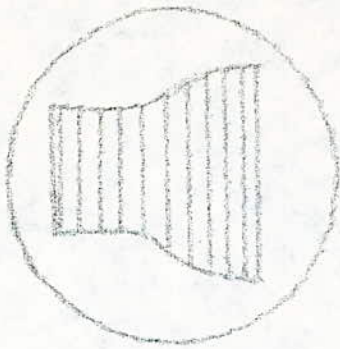


Figure 3

Distorsion d'amplitude
creux et crête de modulation.

* Schémas de montage pour les deux méthodes :

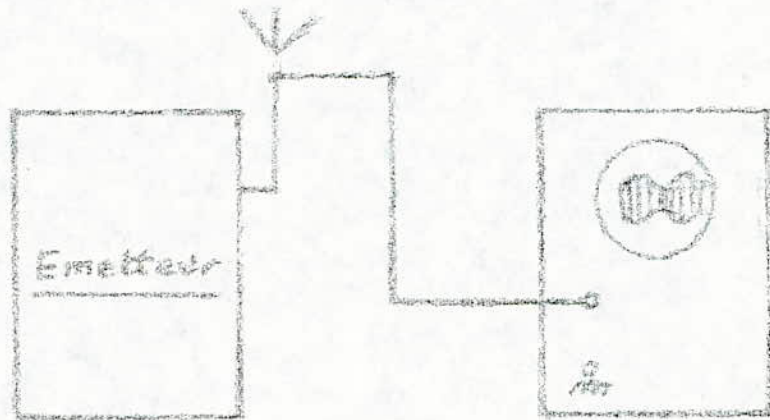


Figure 4a

Relaisé direct de l'énergie HF modulée

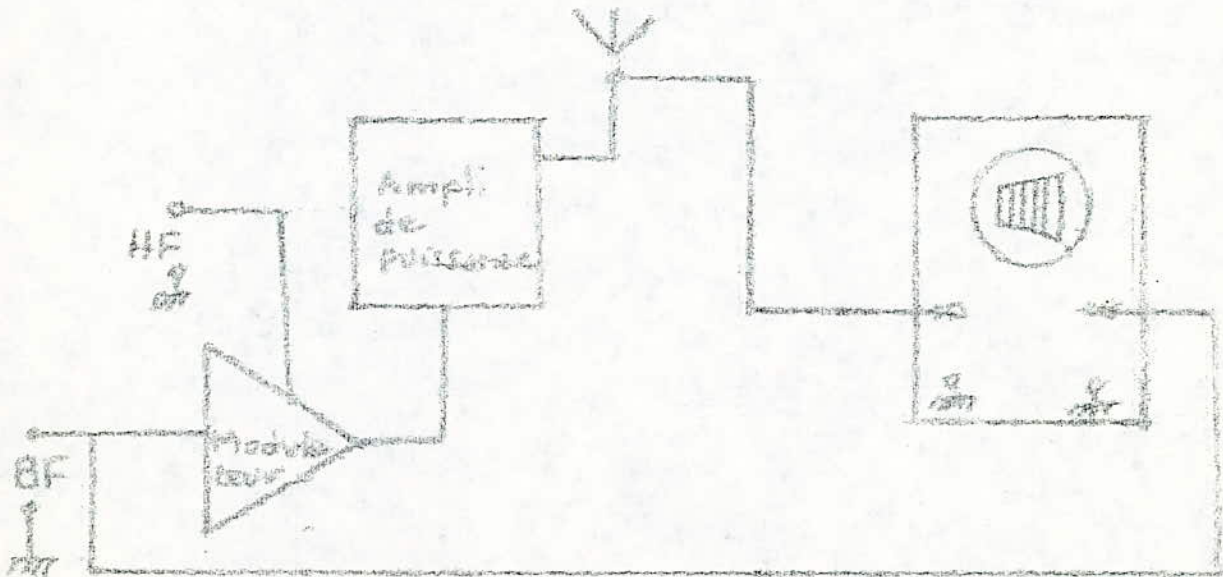


Figure 4b Méthode du trapézoïde

h) Déphasage non nul de la tension de modulation:

Les élongations verticales et horizontales du spot sont régies par les relations :

$$\begin{cases} y = a A_0 (1 + m \sin \omega t) \\ x = b U \sin(\omega t + \varphi) \end{cases}$$

a et b sont deux constantes de l'oscilloscope,

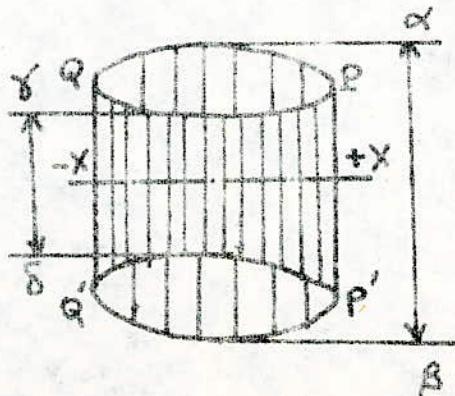
En éliminant le temps entre ces 2 relations, on obtient pour équation l'extrémité du trait lumineux tracé par le spot -

$$\frac{y}{a A_0} = 1 + m \cos \varphi \frac{x}{b U} - m \sin \varphi \sqrt{1 - \left(\frac{x}{b U}\right)^2}$$

Après avoir élevé au carré, une équation du second degré en x et en y qui représente une ellipse.

Les droites $\alpha\beta$ et $\delta\delta'$ sont alors remplacées par des ellipses. Plus les ellipses sont ouvertes plus φ est grand en valeur absolue et le diagramme prend l'aspect de la figure suivante. Les ellipses sont tangentes aux droites verticales d'abscisses : $x = \pm X = \pm bU$

atteintes aux instants $\omega t + \varphi = (2k+1) \frac{\pi}{2}$



$$\text{on a: } \overline{PP'} = 2a_0 A (1 + m \cos \varphi)$$

$$\overline{QQ'} = 2a_0 A (1 - m \cos \varphi)$$

$$\text{d'où } m \cos \varphi = \frac{\overline{PP'} - \overline{QQ'}}{\overline{PP'} + \overline{QQ'}}$$

La mesure dans ce cas ne donne qu'une valeur approchée du taux de modulation -

Si le balayage horizontal n'est pas en phase avec la modulation de l'onde à haute fréquence, la mesure perd vraiment en précision -

En pratique il faut s'arranger de réaliser la concordance de phase et ne prendre la mesure du taux de modulation que lorsqu'on a la forme trapézoïdale -

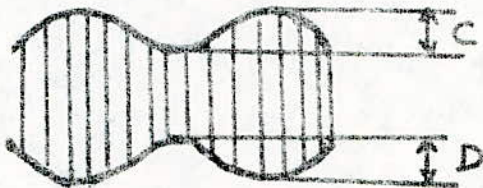
4°) Contrôle de la symétrie :

Au cours des mises au point sur le modulateur on ne recherche pas seulement la plus grande profondeur de la modulation compatible avec la plus basse distorsion possible mais aussi une parfaite symétrie des courbes enveloppes -

La forme sinusoïdale ne se respecte que dans la mesure où le modulateur est lui-même linéaire, dans ce cas la symétrie des enveloppes est naturellement réalisée -

Par contre, la moindre altération de la forme sinusoïdale apporte généralement une distorsion, celle-ci se mesure par un taux de distorsion résultant de la mesure des enveloppes -

On suppose que la vraie dimension correspond à la valeur moyenne arithmétique = $\frac{C+D}{2}$



Le taux de distorsion est donnée par la formule

$$d \% = \frac{C - D}{C + D} \cdot 100$$

5°) Puissance rayonnée:

Pour un émetteur à modulation d'amplitude on peut définir et mesurer plusieurs sortes de puissances

Nous nous intéresserons à la puissance rayonnée qui est fournie par l'antenne à l'onde électromagnétique. Il est donc intéressant pour nous de mesurer, tout ou moins d'apprécier l'importance du champ créé par notre émetteur.

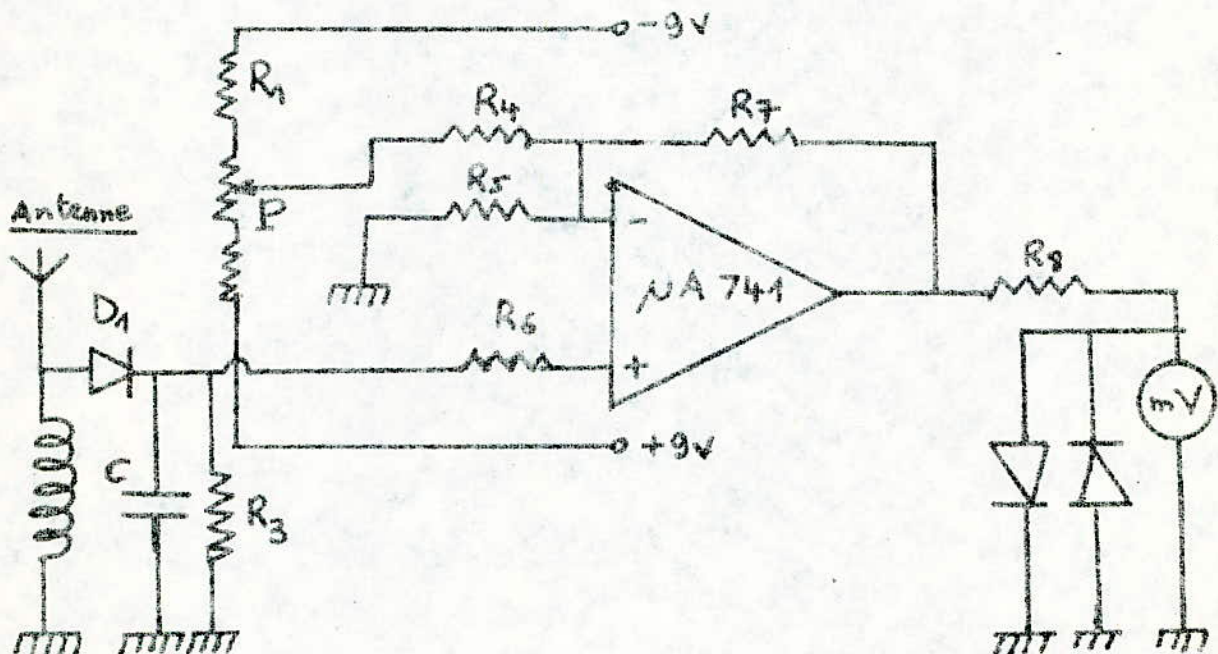
On envisage donc la réalisation d'un mesureur de champ. C'est un récepteur très sensible, il peut même réagir sur un petit émetteur quelconque.

Il répond à deux fonctions:

- En mesure de champ, il permet de chercher le maximum de puissance rayonnée -

- En ondemètre, il permet de caler exactement un émetteur sur une fréquence donnée -

* Schéma de montage :



Cette appareil fonctionnant en champmètre et en ondemètre est constitué d'un circuit intégré monté en amplificateur non inverseur -

* Principe de fonctionnement :

Le signal reçu par l'antenne est redressé par la diode D_1 , de ce fait un signal continu apparaît aux bornes du circuit parallèle CR_3 , la tension est orientée de façon que la borne non inverseuse reçoit cette tension à travers la résistance R_6 , alors que

la borne inverseuse est du côté de la masse.

Le circuit intégré est monté en amplificateur de tension continue, la tension amplifiée apparaît sur la charge de sortie du CI.

Le champ sera lu sur le millivoltmètre protégé par deux diodes en shunt et montées en tête-bêche ayant par conséquent un effet limiteur dans les deux sens.

Le réglage de polarisation de la borne inverseuse par le potentiomètre P monté entre deux résistances R_1 et R_2 et constituant un diviseur de tension.

Lorsque la résistance R_3 est mise en court circuit provisoirement, le réglage de P doit permettre la mise à zéro du millivoltmètre.

CONCLUSION

Il nous venons de concevoir un émetteur constitué d'étages simples (Colpitts, pont de Wien etc...) avec le minimum de matériel et ceci pour un prix de revient assez modeste -

La maquette ainsi réalisée peut être l'objet d'une manipulation en travaux pratiques pour le module FEN 175 - En effet nous avons constaté l'existence d'une manipulation sur un récepteur mais pas sur les émetteurs.

Ce type d'émetteur peut donc intéresser un grand nombre d'électroniciens, mais il trouve aussi son utilisation dans les services spéciaux tels que l'armée et les services de transmission (RTA, PTT...) -