

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SONDEUR IONOSPHERIQUE

PARTIE : EMETTEUR

Proposé par :

P. SINTES
A. ADANE

Réalisé par :

BENDALI-MOSTEFA Brahim
BOUSBIA-SALAH Hicham

Dirigé par :

P. SINTES



PROMOTION : JANVIER 1981

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
HOUARI BOUMEDIENE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SONDEUR IONOSPHERIQUE

PARTIE : EMETTEUR

Proposé par :

P. SINTES
A. ADANE

Dirigé par :

P. SINTES

Réalisé par :

BENDALI-MOSTEFA Brahim
BOUSBIA-SALAH Hicham

PROMOTION : JANVIER 1981

الدرسة لوطنية العلوم الهندسية

— الميكنة —

ECOLE NATIONALE DE MECANIQUE

BELGIQUE

Remerciement	
Avertissement	1
INTRODUCTION	2
1-but du projet	3
2- principe et constitution generale d'un sondeur classique.	3
3- calculs preliminaires.	4
a) Choix de la BF	
b) Calcul de la puissance de l'emetteur	
Schemas	5
A-PRINCIPES DE BASE EN MODULATION DE FREQUENCE.	6
1- Definition de la frequence instantanee.	
2-Definition de la modulation de frequence.	
3- Indice de modulation	7
4-Largeur bande d'une onde modulee en frequence	
5- Deviation de frequence a adopter pour l'emission.	
6- Modulation par un signal rectangulaire	8
7- Conclusions	
8- Application pour notre emetteur	9
a) Deviation de frequence	
b) Caracteristiques de l'emission	
<u>B. O S C I L L A T E U R -</u>	
1-Principe generale des oscillateurs sinusoidaux a reaction	11
2- Choix de l'oscillateur	12
3- Etude du montage choisi	
4- type de modulateur choisi	13
a) fonctionnement d'une varicap	
b) caracteristiques de la diode BA 102	
5- Calcul theorique de l'oscillateur	14
6-Calcul pratique en continu	17
7-Calcul pratique en alternatif schemas.	19
<u>C. AMPLIFICATION HF DE PUISSANCE-</u>	
1-Introduction	23
a) Cahier de charge.	
b) schema synoptique de l'ampli et description des differentes parties.	
2- Etude des differents etages.	24
a) circuit d'adaptation :collecteur commun	
b) Etage de sortie.	
c) Etage d'excitation.	
3- Methode de calcul des differents circuits de couplage.	28
; a)Determination des conditions de transfert de puissance maximale.	
b) Circuits de couplage entre les deux etages.	
c)circuit de couplage entre le deuxieme etage et l'antenne. schemas.	
B I B L I O G R A P H I E	32
<u>D. Resultats experimentaux</u>	35
- Oscillateur	36
- Ampl. HF	
- Schema Complet de l'emetteur	38

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

- Avant de presenter cette etude nous tenons à remercier vivement Monsieur SINTES de nous avoir guidé tout au long de l'élaboration de ce projet.

Nous le remercions aussi pour l'aide materielle qu'il nous a fournie

-Nous dedions ce memoire à tous nos amis et particulièrement à nos parents.

BOUSBIA- SALAH-Hicham.

BENDALI MCSTEF A Brahim.

Bousbia

- A V E R T I S S E M E N T -

2

L'étude et la réalisation de l'émetteur décrit ci-après n'est qu'une partie du projet qui a été confié à six étudiants. Points n'est besoin donc de rappeler que ce mémoire fait partie d'un ensemble de trois tomes, dont les deux autres ont été étudiés par Messieurs: DJAHLIF et FIHAKHIR pour les antennes et l'ionosphère. GUESSCUM.R et KHELIFA.A pour le récepteur.

1 - BUT DU PROJET :
=====

Le but de notre projet est la conception et la réalisation d'un sondeur ionosphérique, c'est-à-dire la réalisation d'un équipement destiné à produire et émettre un rayonnement hertzien et à détecter et visualiser le rayonnement réfléchi par les différentes couches de l'ionosphère. Ce procédé nous permettra par la suite de localiser les différentes couches de l'ionosphère en fonction des fréquences qu'elles réfléchissent en mesurant le temps mis par l'onde électromagnétique pour se rendre de l'émetteur à l'ionosphère et ensuite pour revenir de l'ionosphère au récepteur connaissant la vitesse des ondes électromagnétiques nous en déduirons les différentes distances. Notons que beaucoup d'autres connaissances sur l'ionosphère (constitution, densité, ...) peuvent être obtenues en analysant les différents paramètres (niveau, forme...) de l'onde reçue.

2- PRINCIPE ET CONSTITUTION GENERALE D'UN SONDEUR CLASSIQUE:

Tout sondeur comporte donc un émetteur destiné à produire le rayonnement hertzien initial, un récepteur destiné à détecter le rayonnement réémis par l'ionosphère et les aériens suivant le schéma de principe donné par la figure (1)

- *) Un émetteur, comportant lui-même un modulateur, actionné par un générateur d'impulsions.
- *) un aérien (ou deux) utilisé à la fois à l'émission et à la réception ce qui exige un dispositif supplémentaire (duplexeurs).
- *) Un récepteur, suivi d'un indicateur (un oscilloscope par exemple) et un dispositif de balayage synchronisé au même rythme que les impulsions émises.

Le principe d'un tel sondeur est le suivant. Des impulsions brèves, de durée τ , modulant le signal haute fréquence sont émises par une antenne fortement directive. Les impulsions E sont émises avec une fréquence de répétition F figure (2) et elles sont séparées par une durée T telle que

$$T = 1/F$$

Quand elles rencontrent un obstacle (couche de l'ionosphère) une partie de leur énergie est renvoyée par celui-ci et cette énergie est partiellement captée par l'antenne qui a émis les impulsions. En mesurant le temps t_0 mis par l'impulsion pour aller sur l'ionosphère et revenir et en admettant que la vitesse des ondes électromagnétiques dans l'espace libre reste égale à celle dans le vide, on calculera la distance d'entre la terre et la couche considérée par la formule:

$$d = \frac{1}{2} C t_0$$

..../..

Les differents calculs ont été menés en tenant compte des considérations suivantes:

- *) la propagation s'effectue en espace libre, il n'y a qu'un trajet possible et que ce trajet à lieu sans reflexion intermediaire.
- *) On admet que cette propagation est rectiligne et s'effectue à la vitesse de la lumière.
- *) On supposera que, même si l'aerien d'émission et l'aerien de reception sont séparés, ils sont suffisamment proches par rapport à la distance de la couche detectée pour que cette distance soit le même pour les deux trajets.

a) CHOIX DE LA BF-

On veut localiser les couches de l'ionosphère qui reflechissent les frequences comprises dans la gamme 2 - 10 MHz, soient les couches situées entre 80 et 1000 Km.

En outre nous desirons moduler notre signal HF par des impulsions de periode T et de durée τ de telle sorte que l'echo nous parvienne dans le plat de l'impulsion.

Calculons les temps mis par l'onde electromagnetique pour parcourir la distance minimale et la distance maximale.

$$t_{min} = 2 \frac{d_{min}}{c} \qquad t_{max} = 2 \frac{d_{max}}{c}$$

soient: $d_{min} = 80 \cdot 10^3 \text{ m}$ $d_{max} = 10^6 \text{ m}$ $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

$$t_{min} = 5,33 \cdot 10^{-4} \text{ s} \qquad \text{et} \qquad t_{max} = 6,66 \cdot 10^{-2} \text{ s}$$

Donc, la periode des impulsions (ou temps de recurrence) sera choisie assez grande pour que l'onde reflechie parcourant la plus grande distance soit detectée dans le plat de l'impulsion avant l'emission de l'impulsion suivante. Et la durée de l'impulsion sera choisie suffisamment petite devant le temps mis par l'onde pour parcourir la distance minimale.

soit, d'après la figure (2) $\tau < t_{min}$ $T > t_{max}$

Nous prendrons donc pour notre signal modulant une frequence

$$F \leq 1/t_{max} \qquad F \leq 300 \text{ Hz}$$

b) Calcul de la puissance de l'emetteur.

On desire à la reception une sensibilité de 100 μV sous une impédance d'antenne de 100 Ω , donc une puissance egale à:

$$P_R = \frac{V^2}{R} = \frac{(10^{-4})^2}{100} = 10^{-10} \text{ W} \quad (10^{-10} \text{ W})$$

..//..

l'étude et la réalisation des antennes se faisant en même temps que celle de l'impédance des antennes ainsi que leurs gains ont été estimés respectivement à 300 Ω et 10 db.

En utilisant l'équation des Telecommunications:

$$\frac{P_E}{P_R} = \frac{1}{G_E G_R} \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2$$

P_E : puissance à l'émission

P_R : " " à la réception

G_E : Gain de l'antenne d'émission (égale à 10)

G_R : " " de réception (" ")

λ : longueur d'onde d'émission.

D : distance parcouru par l'onde
on trouve

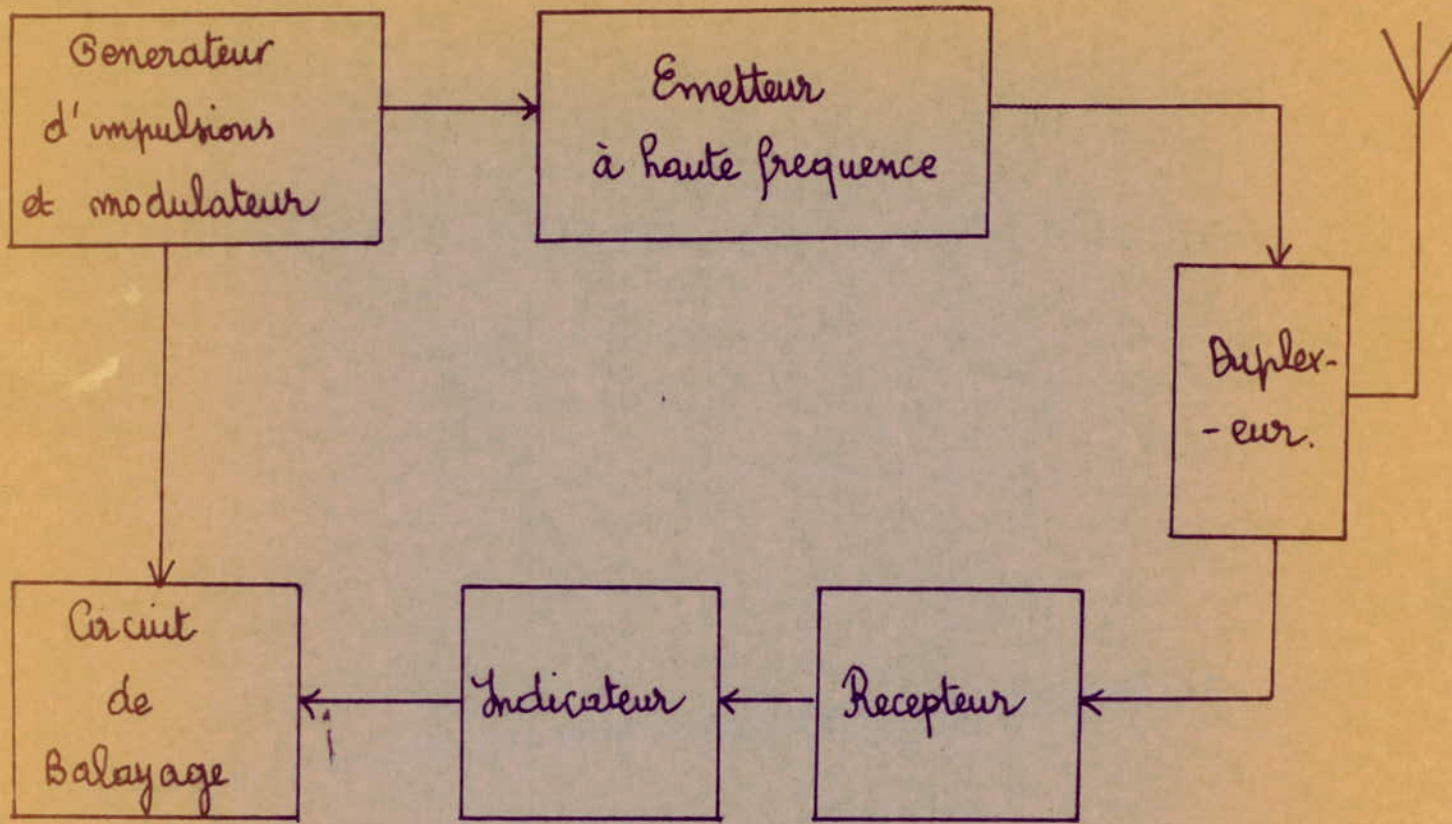
$$P_E = 157,9 \cdot 10^{-12} \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2$$

Si $F = 2\text{MHz}$ et $D = 10^6\text{m}$ on trouve $P_E \approx 7\text{mW}$.

Si $F = 10\text{MHz}$ et $D = 10^6\text{m}$ on trouve $P_E \approx 176\text{mW}$.

la valeur faible de la puissance d'émission est due au fait, que l'affaiblissement calculé est un affaiblissement en espace libre homogène c'est-à-dire qu'on n'a pas tenu compte, de l'affaiblissement dû à la refraction entre les différentes couches de l'atmosphère et de l'existence éventuelle d'obstacles (nuages...).

Dans la pratique, on se fixera une puissance environ 3W qui servira de base de calcul pour notre émetteur.



Constitution d'un sondeur classique

FIG: 1

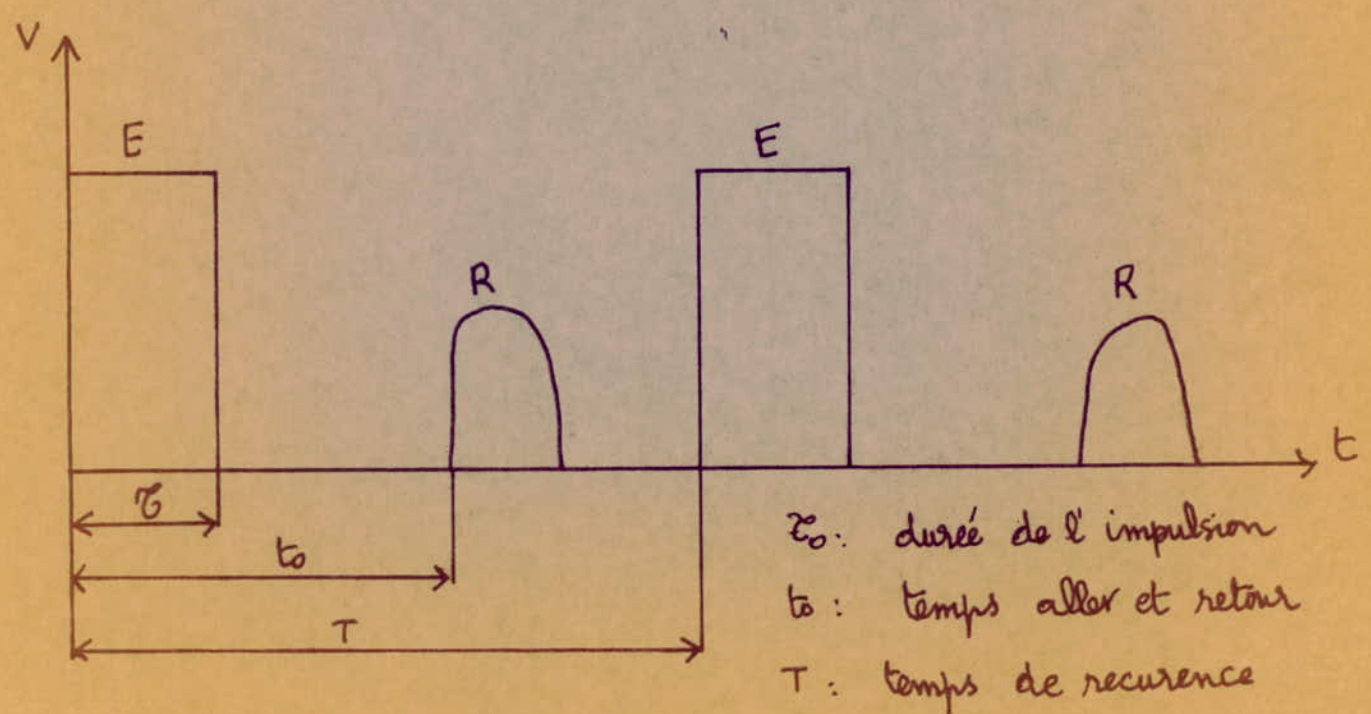


FIG: 2

1- Définition de la fréquence instantanée:

Soit une fonction de forme $V(t) = V_0 \sin \phi(t)$ (1) où l'amplitude V_0 est constante.

Nous pouvons considérer $V(t)$ comme la partie imaginaire de la fonction complexe $V_0 e^{j\phi(t)}$ soit:

$$V(t) = \text{Im} (V_0 e^{j\phi(t)}) \quad (2)$$

Vo étant l'amplitude de $V(t)$ et $\phi(t)$ son argument. Etant donné que la phase $\phi(t)$ est une fonction quelconque du temps, la valeur à un instant t de $\phi(t)$ est donc la phase instantanée.

Par définition, nous dirons que la fréquence instantanée f_i est à t près la dérivée par rapport au temps de l'argument. f_i s'exprimera par

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (3)$$

ou pour la pulsation instantanée : $\omega_i = \frac{d\phi}{dt}(t)$ (4)

la pulsation instantanée d'une onde entretenue pure est évidemment sa pulsation propre.

2-Définition de la modulation de fréquence:

Moduler un signal c'est lui donner une expression. Si par un dispositif quelconque, générateur de fréquence, l'expression d'un phénomène peut être représenté par le comportement de la fréquence du générateur, c'est-à-dire, à des variations du phénomène correspondront d'une manière univoque des variations relatives de la fréquence: la fréquence sera modulée.

La modulation de la fréquence ainsi obtenue exprimera le comportement du phénomène.

Soit $s(t)$ le signal ou l'information à transmettre la pulsation instantanée qui contient l'information du signal s'exprimera sous la forme:

$$\omega_i = \omega + K s(t) \quad (5)$$

ω : pulsation de l'onde porteuse

K : constante

de la relation (4) l'argument $\phi(t)$ s'exprime par:

$$\phi(t) = \int \omega_i dt \text{ soit: } \phi(t) = \omega t + K \int_0^t s(t) dt + \phi_0 \quad (6)$$

donc, l'onde modulée en fréquence a pour expression mathématique:

$$V(t) = V_0 \sin \left[\omega t + \phi_0 + K \int_0^t s(t) dt \right] \quad (8)$$

3. Indice et taux de modulation:

On appelle indice de modulation le rapport de l'amplitude maximum de l'excursion de fréquence à la fréquence de modulation soit:

$$m = \frac{\Delta f}{F} \quad (9)$$

F : fréquence du signal modulant

Δf : excursion maximum de fréquence de la porteuse.

4. Largeur de Bande d'une onde modulée en fréquence:

La décomposition d'une onde modulée en fréquence par un signal sinusoidal donne, en utilisant les fonctions de Bessel, le résultat suivant

$$V(t) = V_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m) \sin\left\{ (w + n \Omega) t \right\} \quad (10)$$

$J_n(m)$ représente la fonction de Bessel d'ordre n de m:

V_0 : amplitude de la porteuse

w : pulsation de la porteuse

Ω : pulsation du signal modulant.

On voit que la modulation en fréquence d'une onde par un signal sinusoidal fait apparaître une infinité de composantes laterales. La largeur de bande est théoriquement infinie, mais en pratique, on peut définir une largeur de bande finie.

En général, on admet qu'une transmission FM est correcte lorsqu'on néglige les composantes laterales dont l'amplitude est inférieure à 1% à celle de l'onde non modulée. La largeur de bande sera donc fonction de deux paramètres la fréquence modulante F et l'indice de modulation m.

Il existe des règles pratiques pour déterminer la bande occupée par le spectre, nous en retiendons la plus simple et la plus utilisée:

$$B = 2(m+1)F \quad (11)$$

Cette relation est assez approximative, elle ne met pas en évidence le nombre de raies laterales considérées, si on veut un peu plus de précision, on prendra la formule suivante:

$$B = 2 \frac{\Delta f}{m} m \quad (12)$$

n: nombre de raies considérées.

5. Deviation de fréquence à adopter pour l'émission.

On admet en pratique pour éviter la distorsion que le taux de modulation λ , c'est-à-dire le rapport de l'excursion de fréquence maximum à la fréquence centrale est inférieur à 1/1000

$$\lambda = \frac{\Delta f}{f} \leq 1/1000 \quad (13)$$

../...

Ce type de modulation présente une importance certaine et c'est ce type de modulation que nous utiliserons pour notre émetteur. La modulation de la porteuse se fera par des impulsions dans le cas de notre émetteur.

Dans ce cas la pulsation instantanée s'exprime sous la forme.

$$\omega_i = \omega + \Delta\omega \quad s(t)$$

et l'onde modulée en fréquence a pour expression

$$V(t) = V_0 \sin \left[\omega t + \Delta\omega \int s(t) dt \right]$$

si on pose : $\phi_1 = \omega t$ $\phi_2 = \Delta\omega \int s(t) dt$.

notre expression devient.

$$V(t) = V_0 \sin(\phi_1 + \phi_2) = V_0 (\sin \phi_1 \cos \phi_2 + \sin \phi_2 \cos \phi_1)$$

en exprimant $\cos \phi_2$ et $\sin \phi_2$ sous la forme de séries de Fourier. Le développement de $V(t)$ donne:

$$V(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \left[(B_n + C_n) \cos(\phi_1 - n\phi_2) - (B_n - C_n) \cos(\phi_1 + n\phi_2) \right. \\ \left. + (A_n - D_n) \sin(\phi_1 - n\phi_2) + (A_n + D_n) \sin(\phi_1 + n\phi_2) \right]$$

le calcul montre que, de part et d'autre de la fréquence centrale, existent des composantes spectrales disposées sur l'axe des fréquences en $\omega + n\omega_m$ ($= 2\pi F$)

En utilisant les formules de Fourier donnant les coefficients A_n, B_n, \dots , on trouve que l'amplitude de la même raie a pour valeur.

$$I_n = \frac{m}{m+n} \frac{\sin(m-n)\frac{\pi}{2}}{(m-n)\frac{\pi}{2}}$$

lorsque l'indice de modulation est important ($m \gg 1$), l'énergie du spectre se déplace, comme pour la modulation par un signal sinusoïdal, vers les extrémités. Alors que pour de faibles valeurs de l'indice de modulation ($m \ll 1$), seules les deux premières raies spectrales sont à prendre en considération.

La largeur de la bande utile à la même valeur approximative que dans le cas d'une modulation par une BF sinusoïdale c'est-à-dire:

$$B = 2(m+1)F$$

7- Conclusion:

Une modulation en fréquence veut dire:

- A l'intensité (ou amplitude) de la modulation BF correspond l'amplitude de la variation de fréquence de la porteuse (excursion ou swing de la fréquence)
- A la fréquence d'une note BF, par exemple, correspond la vitesse de la variation de fréquence de la porteuse.
- avantages d'une modulation de fréquence.

-En modulation de fréquence, au point de vue profondeur de modulation on peut donc adopter une infinité de solutions ce qui n'est pas le cas en AM, (au dessus de 100%, il y a coupure de la porteuse et pertes d'information).

..../..

..../..

-puissance utile est plus grande qu'en modulation d'amplitude pour un taux de distorsion harmonique et une dissipation de sortie donnés.

-l'amplitude de la porteuse est constante, on peut alors adopter les conditions de fonctionnement de la classe C. De ce fait le rendement est sensiblement amélioré.

-Energie contenue dans les bandes laterales est prelevée sur l'energie de la porteuse, qui de point de vue informationnel n'est pas interessante.

-Reception antiparasite facilitée par l'écretage integral, puisque l'amplitude de la porteuse est constante.

8- Application pour notre emetteur:

a/ Determination de la deviation de frequence.

La valeur de la capacite de la diode varicap, varie au rythme du signal modulant, modifie la valeur globale de la capacite de notre circuit oscillant figure (8) et assure ainsi la modulation de frequence.

$$w^2 = \frac{1}{L C_0} \Rightarrow \log w^2 = - \log L - \log C_0$$

C₀: capacite globale du circuit de la figure (8)

$$2 \frac{dw}{w} = - \frac{dL}{L} - \frac{dC_0}{C_0}$$

Comme dL=0 on a : $2 \frac{dw}{w} = \frac{dC_0}{C_0}$ (14)

le signe (-) veut dire seulement que les variations se font en sens inverse. d'après la figure (8) on a:

$$C_0 = C + \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \Rightarrow C_0 = C + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

par consequent on a : $\Delta C_0 = \Delta C + \Delta C_2$ et puisque $\Delta C = 0$ on a :

$$\Delta C_0 = \Delta C_2 \quad \text{d'où } \Delta C_2 = \Delta C_0$$

Calculons ΔC_2 .

$$C_2 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (15) \quad \frac{\Delta C_2}{C_2} = \Delta C_1 \times \frac{C_1}{(C_1 + C_2) C_2}$$

Alors on a:

$$\Delta C_0 = \Delta C_2 = \Delta C_1 \times \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2) C_2}$$

d'après la relation (15) on a:

$$C_1 C_2 = C_1 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \Rightarrow \Delta C_0 = \Delta C_1 \times \frac{C_2 C_1}{(C_1 + C_2)^2 C_2}$$

compte tenu de la relation (14), il vient

$$\Delta w = \frac{1}{2} w \times \frac{\Delta C_1}{C_0 (C_1 + C_2)^2} \Delta C_1 \text{ soit: } \Delta f = \frac{1}{2} f \times \frac{\Delta C_1}{C_0 (C_1 + C_2)^2} \Delta C_1 \quad (16)$$

A partir de ce moment, on peut soit s'imposer la valeur de l'amplitude des impulsions de notre signal modulant donc s'imposer la valeur de ΔC_1 et calculer l'exersion de frequence Δf , soit faire le travail inverse c'est-à-dire s'imposer Δf et calculer la valeur de l'amplitude du signal modulant.

..../..

..../..

Pour notre cas nous nous sommes imposés une excursion df de 10 KHz puis nous avons calculé la valeur de l'amplitude des impulsions.

pour Df = 10 KHz d'après la relation (16) il faut un $DCv=2,5pF=CV_1-CV_2$ en milieu de gamme $f=6MHz$.

compte tenu de la relation $Cv_2 = Cv_1 \sqrt{\frac{VR_1}{VR_2}}$ (voir paragraphe sur le fonctionnement d'une varicep), on trouve:

~~VR1 = 5~~ VR2 = 5 volts avec CV1 = 27 pF VR1 = 4 volts et CV2 = 24,5 pF soit une amplitude de 1 volts pour notre signal modulant.

Compte tenu du choix opéré précédemment (paragraphe sur les calculs préliminaires), notre signal modulant aura pour amplitude 1 volt et pour fréquence 300 Hz.

B/ Détermination des caractéristiques de l'émission.

A partir de toutes ces données, nous pouvons en déduire le taux de modulation:

$$m = \frac{Df}{F}$$

$$Df = 10 \text{ KHz et } F = 300 \text{ Hz}$$

$$\text{soit: } m = \frac{10}{30} \quad m = 33,3$$

La largeur de bande sera dans ce cas:

$$B = 2(m+1) \quad \text{soit } B = \frac{20,4}{30} \text{ KHz} \quad B = 20,4 \text{ KHz}$$

-B. OSCILLATEUR-1-PRINCIPE GENERAL DES OSCILLATEURS SINUSOIDAUX A REACTION-

A quelque type qu'il appartienne, tout oscillateur sinusoidal repose sur un principe de base commun à tous les types. Le schema general d'un oscillateur a réaction est donné par la figure(3). Il comporte essentiellement un amplificateur de gain A rebouché sur lui-même à travers un circuit de retroaction. On demontre aisement que si le gain de boucle ainsi formée n'était pas limité, l'amplificateur amplifiant son propre signal de sorti, ce dernier croitrait indefiniment. Naturellement, cela n'est qu'une vue de l'esprit car on ne peut imaginer un amplificateur de gain infini capable de delivrer une tension de sortie infime, si aucune autre précaution n'est prise pour limiter la tension de sortie, c'est donc la saturation de l'amplificateur qui jouera ce rôle limiteur. Dans ces conditions le signal de sortie ressemblera plus à un signal carré qu'à sinusoide. C'est pour cette raison que notre boucle comporte également un element limiteur.

Les equations fondamentales de la boucle amplificateur circuit limiteur+ circuit de retroaction de la figure (3) sont

$$e_s = (e_E + e_R) A \cdot L \quad (17)$$

Avec $e_R = \beta e_s$ tension de reaction.

e_E étant la tension appliquée à l'entrée du circuit, e_s la tension de sortie, A le gain de l'amplificateur, L le facteur d'atténuation du limiteur et B le facteur de transfert du circuit de reaction.

Dans le cas d'un auto-oscillateur, il n'est pas necessaire d'appliquer de l'exterieur une tension e_E à l'entrée du montage pour que celui-ci fonctionne. Notons en fait, pour que l'oscillateur démarre, il faut bien qu'il y ait au depart une tension presente à l'entrée puisque si l'amplificateur ne recevait aucun signal d'entrée il n'y aurait aucun signal de sortie à reinjecter à l'entrée. En fait ce signal de declenchement du processus d'auto-oscillateur est fourni par le bruit propre au montage, lequel, aussi faible soit-il n'est jamais absent et est suffisant pour amorcer l'oscillation qui s'auto-entretient par la suite. Le signal de declenchement peut être également fourni par les regimes transitoires d'établissement des courants lors de la mise sous tension.

../..

2. CHOIX DE L'OSCILLATEUR:

La profusion des schemas possibles d'oscillateurs est de nature à rendre plus difficile le choix d'une configuration répondant à un problème donné. Par exemple, parmi les oscillateurs à résistances et capacités (oscillateur à déphasage, oscillateur en pont de Wien, en double T, en T ponté...), les oscillateurs à inductances et capacités (colpits, Hartley...) et les oscillateurs à quartz, lequel choisir?

Le fait que notre oscillateur doit être à fréquence variable et à haute fréquence, nous permet d'éliminer les oscillateurs à quartz qui ne fonctionnent que sur une fréquence ~~signe~~ ^{fixe} sinusoïdal on doit utiliser une infinité de quartz en commutation pour couvrir notre gamme ainsi que les oscillateurs à résistances et capacités qui sont prévus pour fonctionner en BF sauf l'oscillateur à déphasage (résistances en série et capacités en parallèle) mais ce dernier nécessite un condensateur variable à triple cage.

Restent les oscillateurs à inductances et capacités; pour un oscillateur à fréquence variable, le montage Hartley à prise qui ne nécessite ~~à fréquence~~ ^{cage} qu'une unique ^{de} condensateur variable paraît tout indiqué. Et en HF la configuration base commune fournira les meilleurs résultats.

Notre montage sera un Hartley en base commune légèrement modifié la prise se fera à travers une capacité CK voir figure (4)

3- ETUDE DU MONTAGE CHOISI-

Le montage de l'oscillateur choisi est représenté par la figure (4) c'est un oscillateur à circuit accordé dans le collecteur qui se compose d'un transistor monté en base commune, d'un circuit oscillateur L.C. à capacité variable permettant de fixer la fréquence d'oscillation et qui associé à la capacité CK constitue le quadripôle de réaction, c'est ce qu'on appelle en général un VFO ou oscillateur à fréquence variable.

Pour améliorer la stabilité de notre VFO en fonction de la tension d'alimentation, une diode Zener a été prévue afin de palier à une éventuelle variation de celle-ci. La résistance R3 permet de fixer un potentiel continu ou potentiel de polarisation de la diode varicap à laquelle est appliqué le signal modulant et assure ainsi la modulation de fréquence, la résistance R4 permet de fixer le courant nécessaire au circuit et le trimmer C1 permet d'ajuster la fréquence et d'empêcher le courant continu de la polarisation de la varicap de traverser le collecteur.

4-TYPE DE MODULATEUR CHOISI:

Dans un emetteur à modulation de frequence, il faut modifier la frequence du circuit oscillant en fonction du signal B.F. à transmettre. Parmi les dispositifs modulateur de frequence, nous avons choisi le plus simple, une diode à capacité variable. La principale application des diodes ~~circuits oscillants~~ ~~en haute~~ à capacité variable etant de modifier le réglage des circuits oscillants en haute frequence.

Le circuit oscillant L.C. est réglé sur l'une des frequences de cathode de la diode à une tension positive au travers R3, c'est la polarisation inverse normale de la diode. Elle offre une certaine capacité, qui est en serie avec le trimmer C1 et en parallèle sur C, dont il faut tenir compte dans l'accord du circuit oscillant.

Le signal B.F. est appliqué aux bornes de la resistance R. il modifie la polarisation de la diode en plus et en moins. on a donc une variation de la capacité en fonction du signal BF qui module en fréquence le signal de l'emetteur. Remarque: l'utilisation de deux diodes varicap, montées en tete bêche, comme modulateur eviterait, le cas échéant toute distorsion du signal de sortie.

a) fonctionnement d'une varicap:

On sait qu'une fonction polarisée en sens inverse presente une zone de transition dont l'épaisseur est fonction de la tension inverse. Par consequent la capacité d'une fonction est maximale pour une très faible tension inverse et elle diminue lorsque cette tension augmente.

Une diode à capacité variable peut être représentée par la figure (5) on voit sur la figure (5) que la variation de la capacité est très rapide pour de faibles tension, inverses et beaucoup moins ensuite. Généralement le fabricant indique la polarisation normale au repos et le rapport de variation de la capacité de part et d'autre de cette valeur.

La figure(6) donne cette courbe pour la diode BA 102. La polarisation normale est de 4 volts. La courbe deurent une droite, si les valeurs de Vr et du rapport de capacité sont représentées en echelles lagaritimiques. On a le même variation de capacité entre VR =1 et 4 volts et VR =4 et 20 volts. Selon les modèles, la capacité pour VR=4 volts à une frequence de 1MHz est comprise entre 6 et 50 pF. La tension inverse maximale VR est comprise entre 10 et 20 volts.

on montre que si on applique une tension Vr aux bornes de la diode varicap, sa capacité CV est donnée par la formule.

$$Cv = a / \sqrt{Vr} \quad \text{avec } a = C^0$$

et ainsi pour uen tension $Vr' \neq VR$, on a la relation.

$$Cv' = Cv \sqrt{VR / Vr'} \quad (19)$$

b) caracteristiques de la diode BA 102

La diode BA 102 presente les caracteristiques suivantes.

Rs	V _i max	I _F max	I _R max	C pF à VR = 4V. F = 1MHz	Cv1 / Cv2	V1 / V2
3Ω	20V	5A	10mA	240 3F	1,4	40 10

5-CALCUL THEORIQUE DE L'OSCILLATEUR-

Le schema de la figure (4) peut se decomposer suivant la figure (7), faisant apparaitre l'association serie-parallèle de deux quadripoles formés, l'un par le transistor, et l'autre par le circuit de reaction. Les parametres qui nous interessent sont donc les parametres hybrides hij.

Pour l'amplificateur nous avons les parametres suivants:

$$\begin{aligned} h_{11b} &= a \\ h_{12b} &= c \\ h_{21b} &= -m \\ h_{22b} &= e \end{aligned}$$

Les calculs menés ici sont ceux figurant dans le PETIT CLERC pour les oscillateurs à très haute fréquence, sauf que dans notre cas, où la fréquence maximale de travail ne dépasse pas 10MHz, les parametres hybrides du transistor peuvent être considérés comme sensiblement réels. On remarquera que $b_{21b} < 0$ est déphasé par rapport au courant de collecteur ramené à l'entrée soit en phase avec le courant d'émetteur.

L'impédance d'entrée du montage base commune étant inductive en HF, il faut donc prévoir en série avec le circuit oscillant (circuit de réaction) une capacité (C_k) qui compensera exactement l'angle de phase ainsi que celui apporté par l'impédance d'entrée du transistor.

Les parametres hij du quadripole de réaction ont pour valeurs:

les equations du quadripole sont:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{pC_k} I_1 - V_2 \\ I_2 = I_1 + \left(\frac{1}{pL} + pC + G_L \right) V_2 \end{cases} \quad \text{soit } h_{ij} = \begin{pmatrix} \frac{1}{pC_k} & -1 \\ 1 & \frac{1}{pL} + pC + G_L \end{pmatrix}$$

avec $p = j\omega$.

puisque les deux quadripoles sont associés en serie-parallèle, les parametres hybrides du quadripole global sont les sommés des parametres hybrides de chacun des quadripoles, nous aurons donc:

h_{ij} global = h_{ij} (transistor) + h_{ij} (bouche de reaction)

soient:

$$h_{11} = a - j \frac{1}{C_k \omega}$$

$$h_{12} = c - 1$$

$$h_{21} = 1 - m$$

$$h_{22} = c + G_L + j \left(c\omega - \frac{1}{L\omega} \right)$$

En se rappelant le principe de fonctionnement d'un oscillateur, vu précédemment, nous dirons qu'il y a oscillation lorsque la tension d'entrée étant nulle nous noterons la présence d'un courant ie du quadripole global figure (7), ou inversement lorsque le courant d'entrée ie étant nul nous noterons l'existence d'une tension d'entrée Ve plaçons nous dans le premier cas, en court-circuitant l'entrée ($Z_G=0$ $V_I=0$), les conditions que nous venons d'énoncer conduisent à admettre que l'impédance d'entrée est nulle:

soit $Z_G = 0$

l'impédance d'entrée du quadripole global est:

$$Z_G = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}}$$

car si on remplace les deux quadripoles par leur quadripole global équivalent représenté par ses paramètres h_{ij} , on aura:

$$v_e = h_{11} i_e + h_{12} v_s$$

$$v_s = - \frac{h_{21}}{h_{22}} i_e \quad \Rightarrow \quad \left(h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}} \right) i_e = Z_G i_e$$

la condition $Z_G = 0$ donne alors:

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} = 0 \quad (20)$$

comme on a vu que les paramètres h_{ij} sont complexes, la relation (20) équivaut à:

$$\text{Re}(\Delta h) = 0 \quad (21)$$

$$\text{Im}(\Delta h) = 0 \quad (22)$$

la condition (21) donne la fréquence des oscillations, la relation (22) nous donne la condition d'entretien de ces oscillations.

Si on pose:

$$G = \sigma + GL$$

$$B = Cw - \frac{1}{Lw}$$

les conditions d'oscillations données par la relation (20) deviennent:

$$\left(a - j \frac{L}{Ck w} \right) (G + j B) - (c - 1) (1 - m) = 0$$

En séparant partie réelle et partie imaginaire, on obtient:

$$\text{Re}(\Delta h) = a G + \frac{B}{Ck w} - (c - 1) (1 - m) = 0 \quad (23)$$

$$\text{Im}(\Delta h) = a B - \frac{G}{Ck w} = 0 \quad (24)$$

de la relation (24) on tire:

$$B = \frac{G}{a Ck w} \quad (25)$$

en remplaçant B par sa valeur dans la relation (23) on tire

$$c = \frac{a(m-1)}{a^2 + \left(\frac{1}{Ck w} \right)^2} \quad (26)$$

et par conséquent:

../.5

$$B = \frac{\frac{m-1}{C_k \omega}}{a^2 + \left(\frac{1}{C_k \omega}\right)^2} \quad (27)$$

la fréquence d'oscillation est donnée par le relation (27) en remplaçant B par son expression:

$$C_k \omega - \frac{1}{L \omega} = \frac{\frac{m-1}{C_k \omega}}{a^2 + \left(\frac{1}{C_k \omega}\right)^2}$$

la solution de cette équation est la même que la solution donnée par le PETIT CLERC en tenant compte du fait que les paramètres hybrides du transistor à notre fréquence de travail sont encore réels, soit

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{L \omega \alpha}{r_{bb'}} \right)$$

pour que cette fréquence soit indépendante des paramètres des transistors, il faut que:

$$\frac{L \omega \alpha}{r_{bb'}} < 1 \quad (28)$$

$\omega \alpha = 2\pi f_\alpha$ avec f_α : fréquence de coupure du gain en courant dans le montage Base commune.

la relation (28) conduit à une valeur faible de L. Dans ces conditions la fréquence des oscillations sera très proche de:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

pour la valeur de C_k , nous prendrons celle donnée par la formule simplifiée suivante (voir PETIT CLERC):

$$C_k = \frac{S}{\omega \alpha_0} \quad (30)$$

α_0 : gain en courant dans le montage base commune.
S: petite du transistor.

La valeur de C_k donnée par la formule (30) est la valeur optimale de C_k c'est-à-dire celle qui permet au montage d'osciller avec la plus grande conductance de charge G_L donnée par la relation (26)

$$e + G_L = \frac{a(m-1)}{a^2 + \left(\frac{1}{\frac{S}{\alpha_0}}\right)^2} = G_{max}$$

6-CALCUL EN CONTINU-

On choisit pour commencer le point de fonctionnement suivant:

$$\begin{cases} I_C = 2 \text{ mA} \\ V_{CE} = -4,5 \text{ V} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{BE} = -0,7 \text{ V} \\ \beta = 50 \end{cases}$$

autres données $V_{Zener} = 7,5 \text{ V}$ $V_{CC} = 12 \text{ V}$

*) Determination de R_E :

$V_Z = V_{EC} + R_E I_E$ en supposant que la resistance de la self L est nulle et comme $I_C \approx I_E$, ont dire

$$R_E = \frac{V_Z - V_{EC}}{I_C}$$

AN : $V_Z = 7,5 \text{ V}$
 $V_{EC} = -V_{CE} = 4,5 \text{ V}$
 $I_C = 2 \text{ mA}$

$$\left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} R_E = \frac{7,5 - 4,5}{2} \Rightarrow R_E = 1,5 \text{ k}\Omega$$

*) Determination de R_2

$$V_Z = R_E I_C + V_{EB} + R_2 (I_P + I_B) \Rightarrow R_2 = \frac{V_Z - R_E I_C - V_{EB}}{I_P + I_B}$$

$$R_2 = \frac{V_Z - R_E I_C + V_{BE}}{2 I_B} \quad \text{comme } I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

AN : $\beta = 50$ $V_Z = 7,5 \text{ V}$
 $R_E = 1,5 \text{ k}\Omega$ $I_C = 2 \text{ mA}$
 $V_{BE} = -0,7 \text{ V}$

$$\left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} R_2 = 50 \frac{7,5 - (1,5 \times 2) - 0,7}{2 \times 2} = 4,52 \text{ k}\Omega$$

nous prendrons $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ valeur normalisée

*) Determination de R_1

$$V_Z = R_1 I_P + R_2 (I_P + I_B) \Rightarrow R_1 = \frac{V_Z - R_2 (I_P + I_B)}{I_P}$$

$$R_1 = \frac{V_Z - R_2 \cdot 2 I_C / \beta}{2 I_C / \beta} \Rightarrow R_1 = \beta \frac{V_Z - R_2 \cdot 2 I_C / \beta}{2 I_C}$$

$$\text{AN: } \left. \begin{array}{l} V_z = 7,5 \text{ V} \quad I_c = 2 \text{ mA} \\ R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega \quad \beta = 50 \end{array} \right\} R_1 = \beta \frac{V_z - R_2 \frac{2 I_c}{\beta}}{20 I_c}$$

$$R_1 = 50 \frac{7,5 - 4,7 \times 21 \times 2 / 50}{20 \times 2} \Rightarrow$$

$R_1 = 4,44 \text{ k}\Omega$ on prendra $R_1 = 4,3 \text{ k}\Omega$

*) Determination de R3

la resistance R4 permet de fixer le debit necessaire au circuit

R4 doit etre choisie de telle façon que le courant dans la diode varicap soit faible, quelques dixième de mA la valeur de 1,5 k convient si on veut avoir I3 faible donc nous prendrons $R_4 = 1,5 \text{ k}\Omega$.

nous en deduisons le courant dans $R_4 = 1,5 \text{ k}\Omega$

$$V_{cc} = R_4 I_4 + V_z \Rightarrow I_4 = \frac{V_{cc} - V_z}{R_4}$$

AN : $\left. \begin{array}{l} V_{cc} = 12 \text{ V} \quad V_z = 7,5 \text{ V} \\ R_4 = 1,5 \text{ k}\Omega \end{array} \right\} I_4 = 3 \text{ mA}$

Comme

$$I_4 = I_p + I_e + I_3 \Rightarrow I_3 = I_4 - I_p - I_e$$

$$\left. \begin{array}{l} I_4 = 3 \text{ mA} \quad I_e = 2,04 \text{ mA} \\ I_p = 20 \frac{I_c}{\beta} = 0,8 \text{ mA} \end{array} \right\} I_3 = 0,16 \text{ mA}$$

comme la polarisation au repos de la diode varicap exige une tension à ses bornes de $4 \text{ V} = V_D$, on a:

$$V_z = R_3 I_3 + V_D \Rightarrow R_3 = \frac{V_z - V_D}{I_3} \rightarrow R_3 = 21,57 \text{ k}\Omega$$

nous prendrons $R_3 = 22 \text{ km}$

7- CALCUL EN ALTERNATIFS:

*) pour découpler la résistance $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ en alternatif, il faut que la capacité C_b présente une impédance au minimum 10 fois plus faible que celle de R_2 à la fréquence la plus petite de travail.

on doit avoir. $R_2 > 10 \frac{1}{C_b \omega} \Rightarrow C_b > \frac{10}{R_2 \omega}$

notre gamme de travail s'étend de 2 à 10 MHz, donc,

$$C_b > \frac{10}{4,7 \cdot 10^3 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10^6} \quad C_b > 1,69 \mu\text{F}$$

Donc toute valeur de $C_b > 1,69 \mu\text{F}$ découplerait aisément la résistance R_2

*) On a pour notre transistor les caractéristiques suivantes;

$$\alpha_0 = 0,98 \quad \text{et} \quad S = \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

soit en utilisant la relation

$$h_{11} = \frac{0,025}{I_c} \beta \quad S = \frac{I_c}{0,025} \Rightarrow S = 0,085$$

soit, en milieu de gamme, $C_k = 2 \text{ nF}$

En réalité, la valeur de C_k doit varier entre les valeurs suivantes.

$$C_{k \text{ min}} = \frac{S}{\omega_{\text{max}} \alpha_0} \quad \text{et} \quad C_{k \text{ max}} = \frac{S}{\omega_{\text{min}} \alpha_0}$$

soit pour notre gamme

$$1,2 \text{ nF} \leq C_k \leq 6,3 \text{ nF}$$

la fréquence des oscillations de notre oscillateur étant imposée par le circuit LC voir relation (29) et nous disposant d'un condensateur variable de 47 à 470 pF, cherchons la valeur de la self qui nous permettra de couvrir la plus grande gamme entre 2 et 10 MHz

la plus haute fréquence sera obtenue avec la plus petite capacité, ce qui donne la valeur de la self suivante.

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

$$C_{\text{min}} = 47 \text{ pF} \quad f_{\text{max}} = 10 \text{ MHz} \Rightarrow \dots$$

$$L = 5,4 \mu\text{H}$$

la plus basse fréquence sera obtenue avec la plus grande capacité ce qui donne une nouvelle valeur de la self:

$$LC_{\max} \omega_{\min}^2 = 1 \quad L = \frac{1}{4\pi^2 C_{\max} f_{\min}^2}$$

$$C_{\max} = 470 \text{ pF} \quad f_{\min} = 2 \text{ MHz} \Rightarrow$$

$$L = 13,5 \text{ } \mu\text{H}$$

Calculons les gammes couvertes pour les 2 cas suivants:

$$\text{a) } L = 5,4 \text{ } \mu\text{H} \quad 47 \leq C \leq 470 \text{ pF}$$

$$LC_{\min} \omega_{\max}^2 = 1 \Rightarrow f_{\max} = \frac{1}{4\pi^2 L C_{\min}}$$

$$LC_{\max} \omega_{\min}^2 = 1 \Rightarrow f_{\min} = \frac{1}{4\pi^2 L C_{\max}}$$

$$\text{soit } f_{\max} = 9,9 \text{ MHz}$$

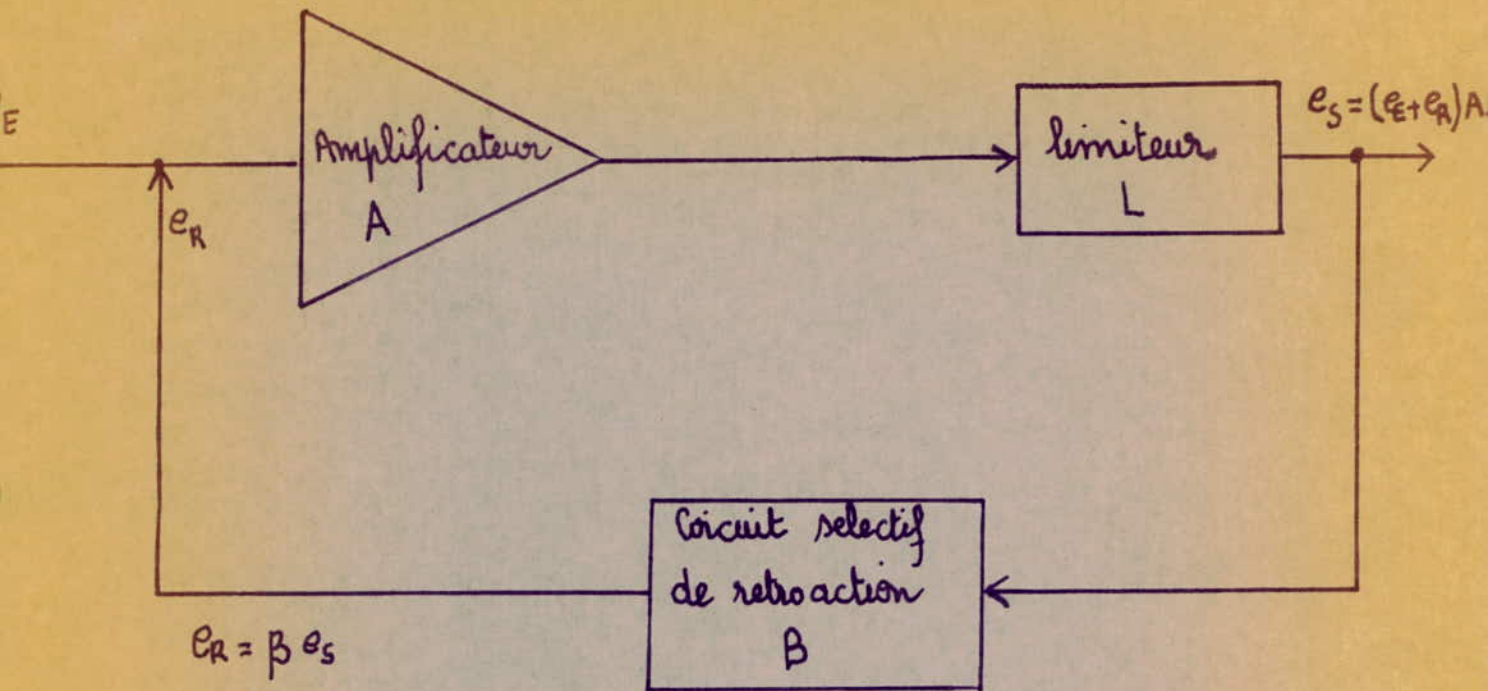
$$\text{soit } f_{\min} = 3,17 \text{ MHz}$$

la gamme couverte dans ce cas est: 3,15 - 9,3 MHz.

$$\text{b) } L = 13,5 \text{ } \mu\text{H} \quad 47 \leq C \leq 470 \text{ pF} \quad \text{on trouve}$$

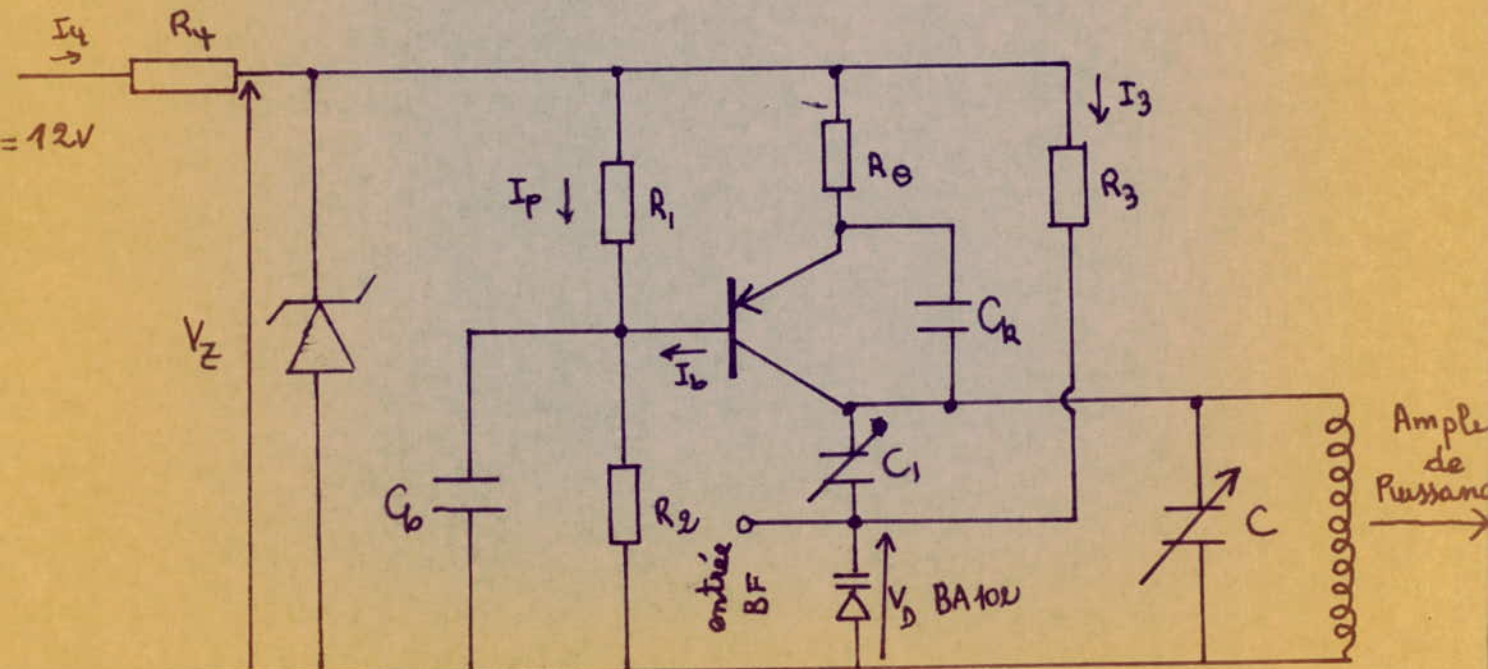
$$f_{\max} = 6,3 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad f_{\min} = 1,9 \text{ MHz}$$

la gamme couverte dans ce cas ci est: 1,9 - 6,3 MHz
Nous prendrons donc, une self de 5 μH environ pour avoir la plus grande gamme possible.



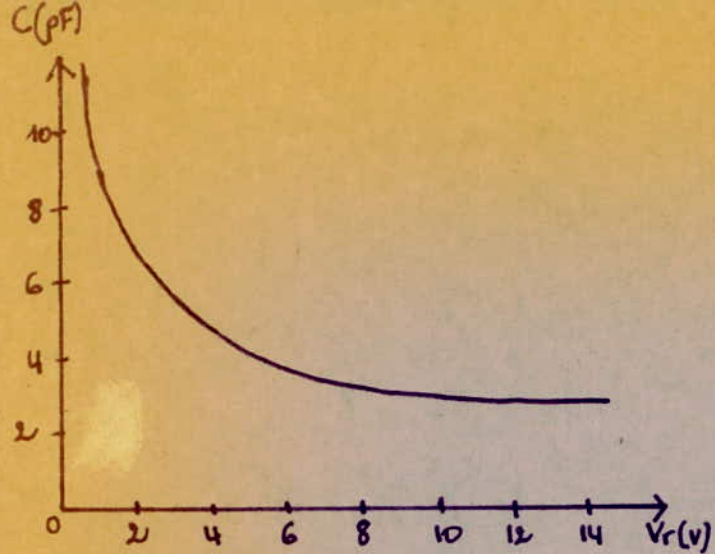
Schema general d'un oscillateur à reaction

FIG: 3



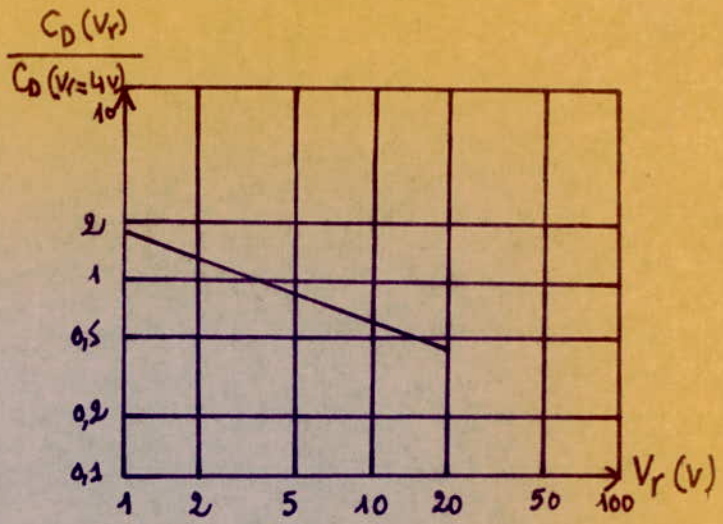
Schema de l'oscillateur modulateur.

FIG: 4



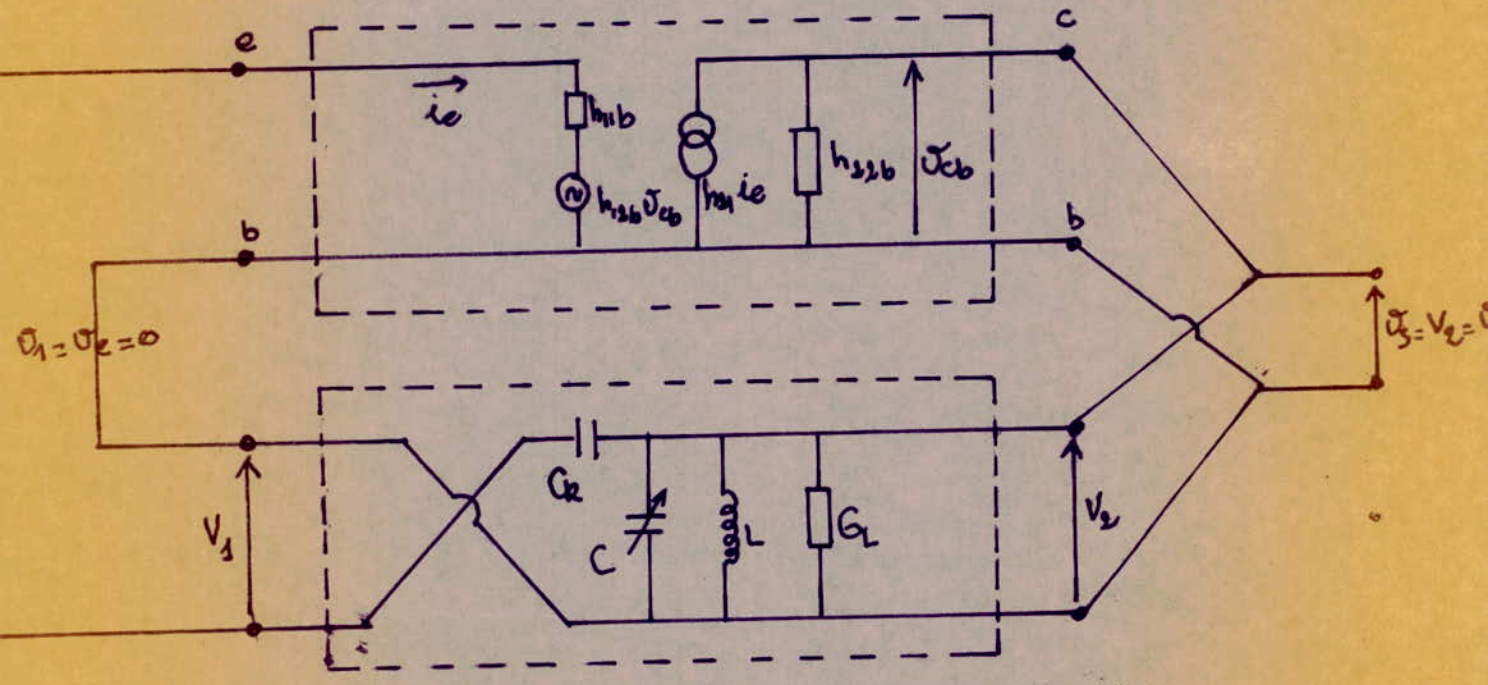
Variation de la capacité en fonction de la tension inverse (type silicium)

FIG: 5



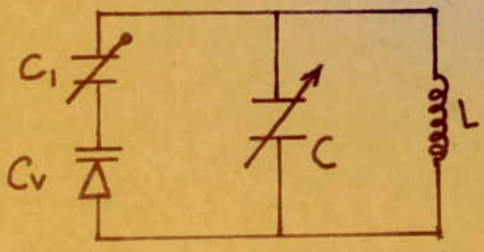
Rapport de variation de la capacité en fonction de la variation de polarisation inverse pour une BA102

FIG: 6



Schema equivalent du montage de la FIG 6.

FIG: 7



← Circuit Oscillant global FIG: 8

C.A M P L I F I C A T I O N H F D E P U I S S A N C E .

1-INTRODUCTION:
=====

Les signaux issus de l'oscillateur-modulateur doivent être amplifiés en puissance pour pouvoir être rayonnés par l'antenne..

Nous devons assurer une amplification suffisante et constante de ces signaux dans toute la bande de frequences considerée (2 à 10 MHz)

le Nous presenterons en premier lieu de notre etude sur l'amplificateur ~~de~~ cahier de charges pour delimitier les conditions et les contraintes que doit respecter l'étage de puissance.

a/ Cahier de charges:

-la puissance maximale continue absorbée par l'étage final ne peut dépasser ~~4W~~ : $P_{0} = I_{0} U_{cc} \leq 4W$

-Modulation F.M.

-Tension d'alimentation : $U_{cc} = 12V$

-Bande de frequences : 2- 10MHZ.

-Tension d'excitation disponible : 150 mV crête à crête

-Puissance utile à la sortie superieure à 200mW

b/ Schema synoptique de l'amplificateur et description des differentes parties:

La puissance exigée à la sortie de l'amplificateur necessite l'emploi de deux etages en cascade et de differents circuits de couplage et d'adaptation.Ce qui conduit au schema fonctionnel representé en figure 9.

Avec:

-T 1 : circuit d'adaptation entre l'oscillateur et l'étage d'excitation A 1 ; il permet d'augmenter l'impedance d'entrée de l'amplificateur.

T 1 est formé par un transistor en configuration collecteur commun.

-A1: etage d'excitation travaillant en classe B.

-T2 ;circuit de couplage permettant d'adapter les resistances de sorties de l'étage d'excitation A1, et d'entrée de l'étage final A2.

-A 2: étage final ou etage de sortie de l'amplificateur .

-T3 : circuit de couplage adaptant la resistance de sortie de l'étage de sortie A2 à l'impedance de l'antenne.

2- ETUDE DES DIFFERENTS ETAGES:

Nous commencerons l'étude détaillée de l'amplificateur par l'étage d'adaptation "collecteur -cummun" ,puis nous aborderons l'étage de sortie, ensuite nous determinerons l'étage d'excitation et enfin nous analyserons les circuits de couplage entre les etages d'amplification et entre le dernier etage et l'antenne.

a/-CIRCUIT D'ADAPTATION "COLLECTEUR-COMMUN ":

Le schema de ce circuit est représenté par la figure 10 Ce circuit permet essentiellement d'augmenter la resistance d'entrée de l'amplificateur.

Si R_{be} est la resistance d'entrée que presente le transistor en emetteur commun, la resistance d'entrée en collecteur commun est donnée par

~~$R_E = R_{be} + \beta R_E$~~ $R_E = r_{be} + \beta R_E$.
où β : gain de courant dynamique.

Si $\beta = 100$; on pourra avec $R_E = 30 \text{ k}\Omega$ négliger r_{be} et on trouvera $R_E = 3 \text{ M}\Omega$. Tenant compte également de la resistance de polarsation ($R_p = 3 \text{ M}\Omega$), on trouvera la resistance d'entrée du montage égale à $1,5 \text{ M}\Omega$.

b/ ETAGE DE SORTIE:

le schema de cet étage est donné à la figure 12. Prenons une puissance d'alimentation continue absorbée $P_0 = 4 \text{ W}$.

~~$P_0 = I_0 U_{cc}$~~ $I_0 = \frac{P_0}{U_{cc}}$

avec I_0 : courant continu fourni par la source d'alimentation.

AN : $I_0 = 0,33 \text{ A}$.

$U_{cc} = 12 \text{ V} \Rightarrow I_0 = \frac{4}{12} \text{ A} \quad I_0 = 0,33 \text{ A}$
 $P_0 = 4 \text{ W}$

En estimant le rendement de collecteur de l'étage à $\eta = 60\%$

la puissance utile sera P_s :

$\eta = \frac{P_s}{P_0} \Rightarrow P_s = \eta \cdot P_0$

AN : P_s en W
 $\eta = 0,6$
 $P_0 = 4 \text{ W}$

$\Rightarrow P_s = 0,6 \times 4 \text{ W} \quad P_s = 2,4 \text{ W}$

*/- CALCUL DE LA CHARGE DE COLLECTEUR R_{c2} :

La puissance utile P_s est donnée par : $P_s = \frac{U_{cp}^2}{2R_{c2}}$

où : U_{cp} : amplitude de la tension sinusoïdale aux bornes du transistor.

P_s est maximum pour $U_{cp} = U_{cc} - U_{cE\ sat}$
 où U_{cc} : tension continue d'alimentation

$U_{cE\ sat}$: tension de saturation entre le collecteur et l'émetteur.

remplaçons $P_s = \frac{(U_{cc} - U_{cE\ sat})^2}{2 R_{c2}} \Rightarrow R_{c2} = \frac{(U_{cc} - U_{cE\ sat})^2}{2 P_s}$

AN : $U_{cc} = 12V$

$U_{cE\ sat} = 1V \Rightarrow R_{c2} = 25 \Omega = 25 \Omega$

$P_s = 2,4W$

*/ -Choix de la classe de fonctionnement:

Le courant moyen de collecteur étant imposé: $I_o = 0,33 A$.

Comme $I_{c\ max}$ du transistor = 1A.

(voir les caractéristiques du 2N 3553).

Nous prendrons une intensité de courant de crête de collecteur $I_{cp} = 0,9A < I_{c\ max}$

On peut calculer la valeur du demi-angle de conduction du transistor de la manière suivante:

$$I_o = I_{cp} F_o(\theta) \Rightarrow F_o(\theta) = \frac{I_o}{I_{cp}}$$

AN : $I_o = 0,33A$
 $I_{cp} = 0,9A \Rightarrow F_o(\theta) = \frac{0,33}{0,9} = 0,33$

Ce qui correspond à $\theta = 95^\circ$ d'après la courbe représentée à la figure 13

C'est à dire un fonctionnement proche de la classe B; nous adopterons donc

$\theta = 90^\circ$ d'où $F_o(\theta) = 0,318$ & $F_1(\theta) = 0,5$

(voir les courbes représentées à la figure 13)

soit I_{c1} l'amplitude de la fondamentale du courant collecteur. $I_{c1} = F_1(\theta) I_{cp}$

AP: $F_1(\theta) = 0,5$
 $I_{cp} = 0,9$

$I_{c1} = 0,45A$

Ce qui conduit théoriquement à une puissance utile P_s :

$$P_s = \frac{1}{2} I_{C1} (U_{CC} - U_{CEsat})$$

AN: $I_{C1} = 0,45 A$

$U_{CC} = 12 V$

$P_s \approx 2,5 W$

$U_{CEsat} = 1 V$

Une puissance utile de 2,5 W, donc supérieure à celle (2,4 W) déterminée en estimant le rendement à 60% seulement.

P.S: pour de plus amples informations sur le méthode de calcul des étages HF de puissance, nous conseillons le lecteur de se reporter à l'étude faite dans "Electronique-Applications" N°6.

c/ Etage d'excitation:

Cet étage est représenté sur la figure 14.

Le gain minimum en puissance de l'étage de sortie (2N3553) est de 10 dB

Estimons le à $G_p = 10$.

Donc la puissance à l'entrée du 2N3553 sera:

$P_e = \frac{P_s}{G_p}$

AN: P_e en w

$P_s = 2,4 W$

$\Rightarrow P_e = 0,24 W = P_s'$

$G_p = 10$

Cette puissance correspond à la puissance que fournit en sortie l'étage d'excitation P_s'

*/-CALCUL DE LA CHARGE DE COLLECTEUR R_{C1} :

De la même manière que précédemment:

$$R_{C1} = \frac{(U_{CC} - U_{CEsat})^2}{2 P_s'}$$

AN: $U_{CC} = 12 V$

$U_{CEsat} = 1,6 V$

$P_s' = 0,24 W$

$\Rightarrow R_{C1} = \frac{(12 - 1,6)^2}{2 \times 0,24} \Omega = 225 \Omega$
 .../...

.../...5

27

L'amplitude de la fondamentale I_{c1} du courant de collecteur est donnée par:

$$P_S' = \frac{1}{2} I_{c1} \cdot V_{cp} \quad \text{avec } V_{cp \max} = V_{CE} - V_{CE \text{ sat}}$$

$$\Rightarrow P_S' = \frac{1}{2} I_{c1} (V_{CC} - V_{CE \text{ sat}}) \Rightarrow I_{c1} = \frac{2 P_S'}{V_{CC} - V_{CE \text{ sat}}}$$

AN : $P_S' = 0,2 \text{ W}$

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$\Rightarrow I_{c1} \approx 40 \text{ mA}$$

$$V_{CE \text{ sat}} = 1,6 \text{ V}$$

imposons nous un courant de crête : $I_{cp} = 80 \text{ mA}$

Donc $F_1(\theta) = \frac{I_{c1}}{I_{cp}} = 0,5$ ce qui correspond à un fonctionnement en classe B.

Et le courant moyen de collecteur sera $I_o = (F_o(\theta) I_{cp})$.

AN : $F_o(\theta) = 0,318$ D'après la courbe de la figure 13

$$I_{cp} = 80 \text{ mA}$$

$$I_o = 0,318 \times 80 \text{ mA}$$

$$I_o = 25 \text{ mA}$$

3. METHODE DE CALCUL DES DIFFERENTS CIRCUITS DE COUPLAGE-

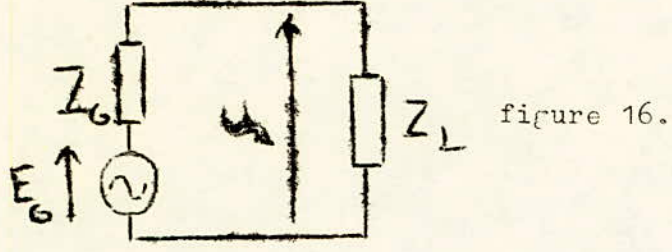
La puissance utile qu'un quadripole actif peut fournir à une impédance d'utilisation sera maximum lorsque d'une part l'impédance d'entrée du quadripole actif est adaptée à celle de la source d'excitation, et quand, d'autre part, la charge est adaptée à l'impédance de sortie.

Ce qui est illustré sur la figure 15.

a/ Détermination des conditions de transfert de puissance maximum:

Le transistor de puissance (quadripole actif) peut être assimilé à un générateur de f.e.m EG (valeur efficace) en série avec son impédance interne de sortie ZG; reliée à une impédance d'utilisation ZL.

Avec $Z_G = R_G + jX_G$ $Z_L = R_L + jX_L$



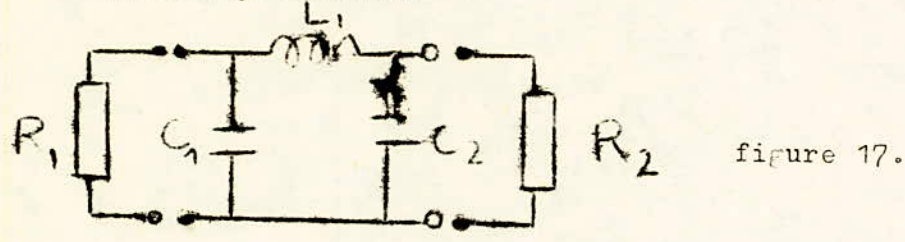
La puissance active fournie à la charge en régime sinusoïdal s'écrit:

$$P_{active} = E_G^2 \cdot R_L / (R_G + R_L)^2 + (X_G + X_L)^2$$

Cette puissance sera maximale si $R_G = R_L$ et $X_G = -X_L$

$$\Rightarrow P_{max} = \frac{E_G^2}{4R_L}$$

Dans ce but nous utiliserons un circuit de couplage en PI(II) schématisé ci dessous:



../..

Les resistances à adapter sont R_1 et R_2 .

En transformant le circuit en Π en un circuit serie et en egalisant les parties reelles et en annulant les parties imaginaires ($R_G \rightarrow R_L$ et $X_G = -X_L$), on obtient après de longs calculs les resultats suivants:

$$* \text{ si } R_1 > R_2$$

$$X_{C1} = \frac{R_1 + \sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L}$$

$$X_{C2} = \frac{R_2 + \sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L}$$

$$X_{L3} = \frac{R_1 + R_2 + 2\sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L}$$

$$* \text{ si } R_1 < R_2$$

$$X_{C1} = \frac{R_2 + \sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L}$$

$$X_{C2} = \frac{R_1 + \sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L}$$

$$X_{L1} = \frac{R_1 + R_2 + 2\sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L}$$

où Q_L : facteur de qualité en charge.

Remarque: pour le detail des calculs, consulter la revue

"Electronique -Applications" n°7

b/- Circuit de couplage entre l'étage d'excitation et l'étage de sortie :

les résistances à adapter sont :

* $R_1 = 225 \Omega$ (résistance de sortie du 2N2219)

* R_2 : résistance d'entrée du 2N3553

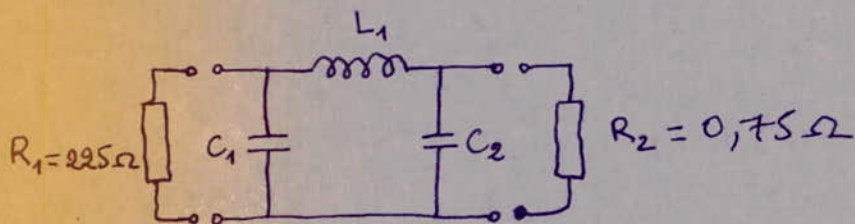
R_2 est donnée par :

$$R_2 = \frac{0,025 \times \beta}{I_0}$$

où $\beta = 10$ gain en courant du 2N3553

$$I_0 = 0,33 \text{ A}$$

$$\} \Rightarrow R_2 = 0,75 \Omega$$



prenons $R_1 = 300 \Omega$ et $R_2 = 1 \Omega$.

$$X_{C_1} = \frac{R_1 + \sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L} \quad ; \quad X_{C_2} = \frac{R_2 + \sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L} \quad ; \quad X_{L_1} = \frac{R_1 + R_2 + 2\sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L}$$

Nous prendrons $Q_L = 1$.

$$\bullet X_{C_1} = \frac{300 + \sqrt{300 \times 1}}{2} \Rightarrow X_{C_1} \simeq 160 \Omega$$

$$\bullet X_{C_2} = \frac{1 + \sqrt{300 \times 1}}{2} \Rightarrow X_{C_2} \simeq 10 \Omega$$

$$\bullet X_{L_1} = \frac{300 + 1 + 2\sqrt{300 \times 1}}{2} \Rightarrow X_{L_1} \simeq 170 \Omega$$

$$\frac{1}{C_1 \omega} = 160 \Omega \quad ; \quad \frac{1}{C_2 \omega} = 10 \Omega \quad ; \quad L_1 \omega = 170 \Omega$$

$$\text{AN: } f = 5 \text{ MHz} \Rightarrow \omega = \pi \cdot 10^7 \text{ rad/s}$$

$$C_1 = \frac{1}{160 \times \pi \cdot 10^7} \text{ F} \quad ; \quad C_2 = \frac{1}{10 \times \pi \cdot 10^7} \text{ F} \quad ; \quad L_1 = \frac{170}{\pi \cdot 10^7} \text{ H}$$

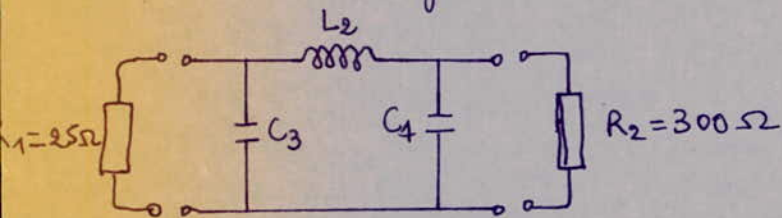
$$\Rightarrow C_1 = 200 \text{ pF} \quad ; \quad C_2 = 3,2 \text{ nF} \quad \text{et} \quad L_1 \approx 5,4 \text{ } \mu\text{H}.$$

b/ Circuit de couplage entre le 2^e étage (de sortie) et l'antenne:

La résistance de sortie du 2^e étage est essentiellement égale à la résistance de charge $R_{C2} = 25 \Omega$.

$$\Rightarrow R_1 = 25 \Omega.$$

L'impédance caractéristique de la ligne reliant l'antenne à l'émetteur est égale à 300Ω . $\Rightarrow R_2 = 300 \Omega$.



~~De~~ De la même manière que précédemment : $Q_L = 1$:

$$X_{C3} = \frac{R_2 + \sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L} \Rightarrow X_{C3} = \frac{300 + \sqrt{300 \times 25}}{2} \quad \text{alors} \quad X_{C3} \approx 193 \Omega$$

$$X_{C4} = \frac{R_1 + \sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L} \Rightarrow X_{C4} = \frac{25 + \sqrt{300 \times 25}}{2} \quad \text{alors} \quad X_{C4} \approx 56 \Omega$$

$$X_{L2} = \frac{R_1 + R_2 + 2\sqrt{R_1 R_2}}{2 Q_L} \Rightarrow X_{L2} = \frac{300 + 25 + 2\sqrt{300 \times 25}}{2} \quad \text{alors} \quad X_{L2} \approx 250 \Omega$$

Calcul de C_3 ; C_4 ; L_2 : avec $f = 5 \text{ MHz}$ $\omega = \pi \times 10^7 \text{ rad/s}$.

$$X_{C4} = \frac{1}{C_4 \omega} \Rightarrow C_4 = \frac{1}{56 \times \pi \times 10^7} \Rightarrow C_4 \approx 0,57 \text{ nF}.$$

$$X_{C3} = \frac{1}{C_3 \omega} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{193 \times \pi \times 10^7} \Rightarrow C_3 \approx 0,16 \text{ nF}.$$

$$X_{L2} = L_2 \omega \Rightarrow L_2 = \frac{250}{\pi \times 10^7} \Rightarrow L_2 \approx 8 \text{ } \mu\text{H}.$$

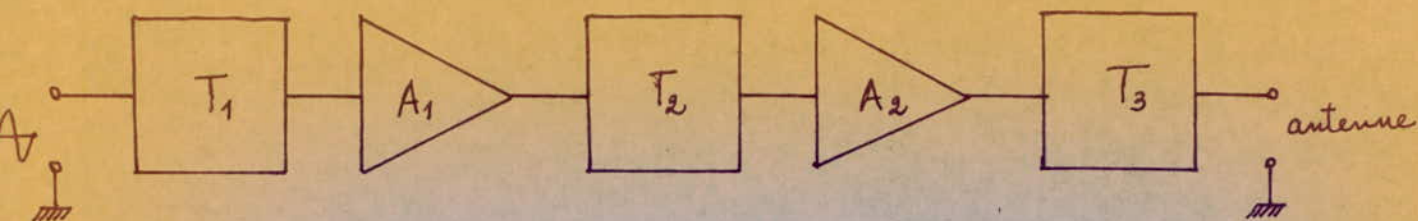


fig 9. Schema synoptique de l'amplificateur.

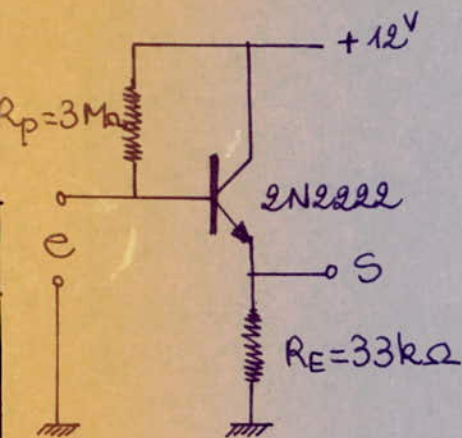


fig 10. Circuit adaptateur

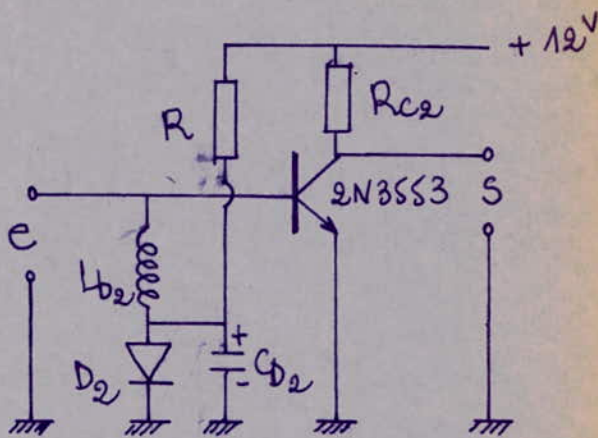


fig 12. Etage de sortie

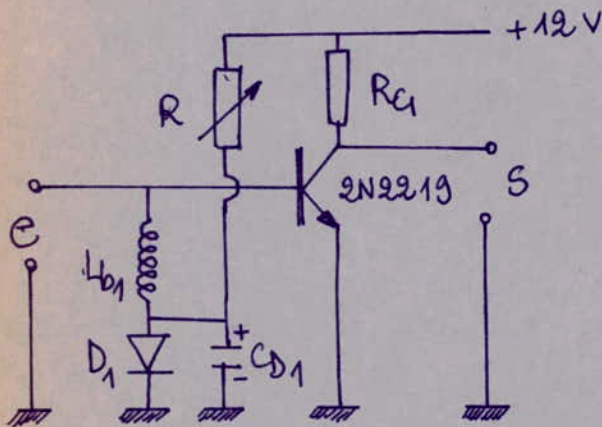


fig 14. Etage d'excitation

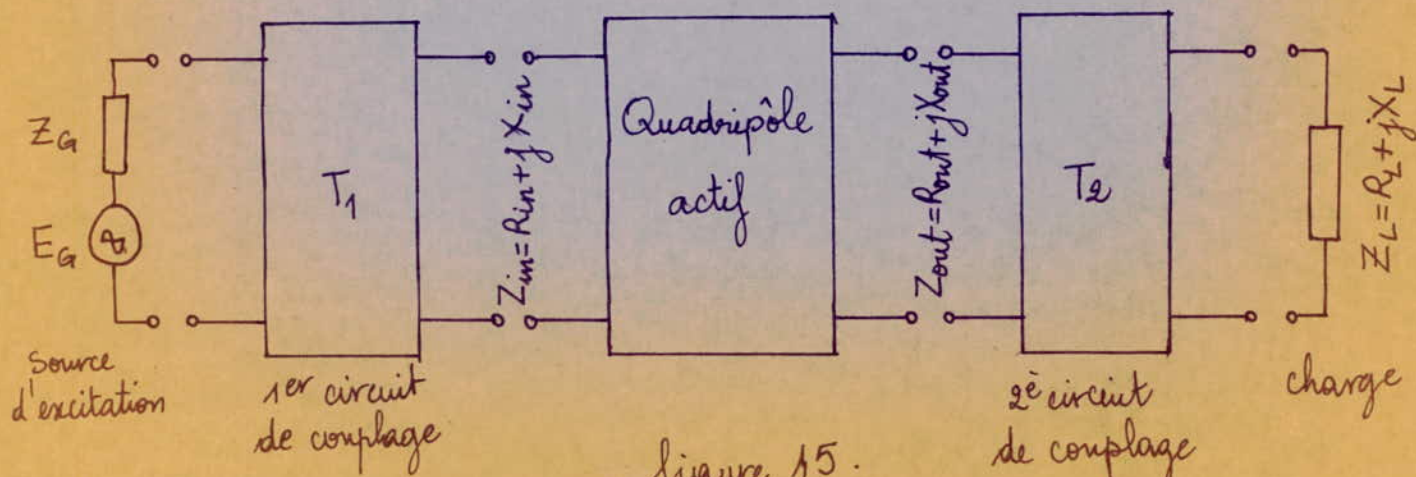


figure 15.

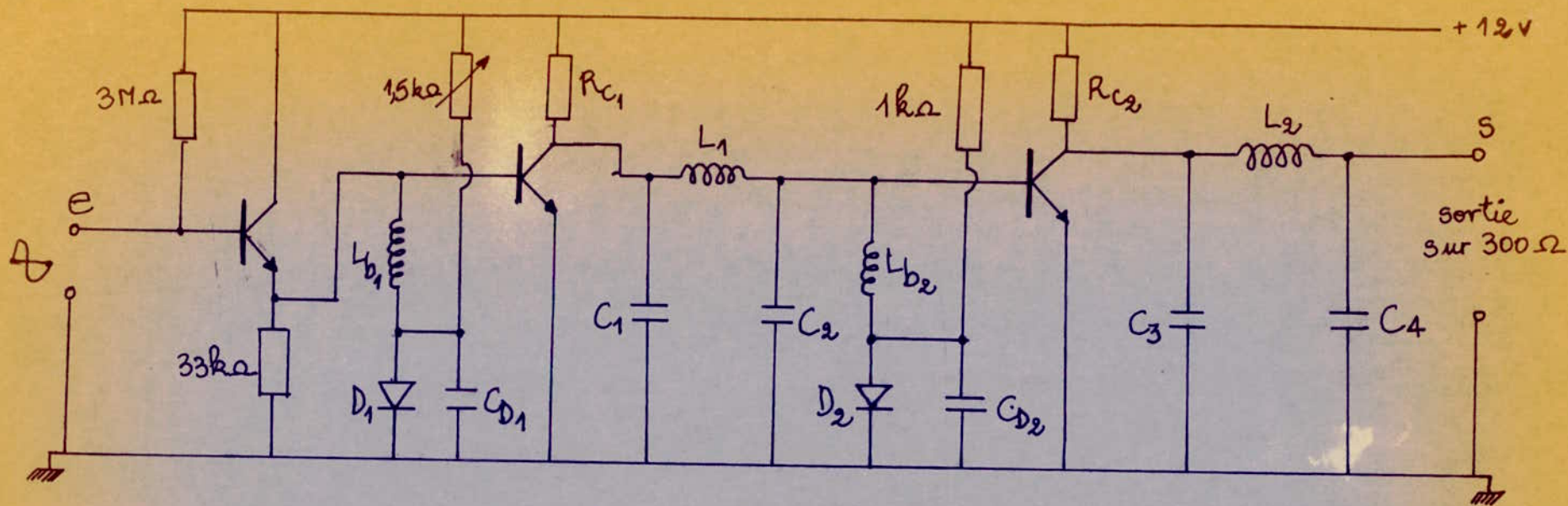


fig. 11 Schema complet de l'amplificateur.

L_{b1} et L_{b2} : bobines d'arrêt empêchant le courant HF d'aller vers l'alimentation.

D_1 et D_2 : diodes polarisées dans le sens passant et présentant une chute de tension de 0,6 V, ce qui permet de faire fonctionner les transistors en classe B.

C_{D1} et C_{D2} : capacités de découplage des résistances directes des diodes D_1 et D_2 .

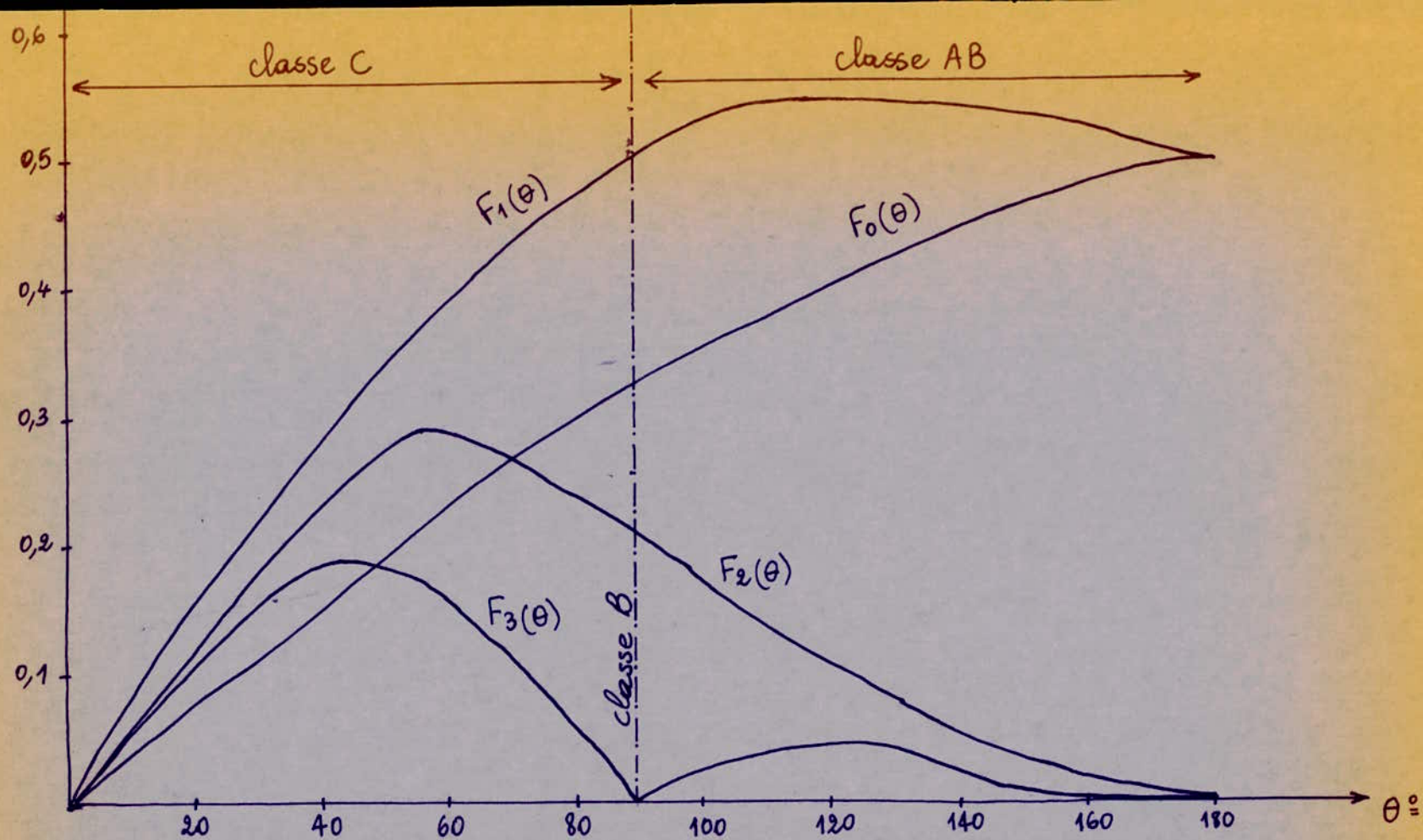


fig. 13. Les valeurs numériques des fonctions $F_0(\theta)$; $F_1(\theta)$; $F_2(\theta)$ et $F_3(\theta)$ en fonction du demi angle de conduction du transistor.

- $I_0 = I_{cp} \cdot F_0(\theta)$: composante continue (valeur moyenne) du courant de collecteur
- $I_{c1} = I_{cp} \cdot F_1(\theta)$: amplitude de la fondamentale.
- $I_{c2} = I_{cp} \cdot F_2(\theta)$: amplitude de l'harmonique 2.
- $I_{c3} = I_{cp} \cdot F_3(\theta)$: amplitude de l'harmonique 3.
- I_{cp} : courant de crête de collecteur.

- BIBLIOGRAPHIE -

Le lecteur, desirant approfondir ses connaissances sur l'un des paragraphes precedents, pourra se repporter utilement aux ouvrages suivants:

"Technique de l'émission-reception sur ondes courtes" CH.GUILBERT

"Analyse et calcul des Amplificateurs HF" A. BENSASSON.

"La modulation de Frequence" JEAN MARCUS.

"Theorie et pratique des circuits à transistors "A PETITCLERC.

"Determination telemetrique du pouls cardiaque" memoire de
BERKA et CHERGUI.

"Techniques de l'Ingenieur" Electronique IV.

"Electronique Application" revues n°6 et 7.

"Les montages à Transistors au laboratoire et dans l'industrie"

H.SCHREIBER.

D Resultats Experimentaux :

A. Oscillateur :

L'oscillateur tel qu'il a été conçu, c'est à dire avec la self de $5,4 \mu\text{H}$ valeur theorique trouvée, m'a couvert qu'une gamme d'environ 1 MHz , de $3,5 \text{ MHz}$ à $4,7 \text{ MHz}$.

Pour couvrir la gamme desirée, il nous a fallu essayer plusieurs selfs dont les valeurs se situent autour de la valeur theorique trouvée. La plus large gamme a été couverte avec l'utilisation de 3 selfs, de valeurs $1,5$; $2,5$ et $6,1 \mu\text{H}$. Et ont donné les resultats suivants pour les frequences et les niveaux de la tension de sortie :

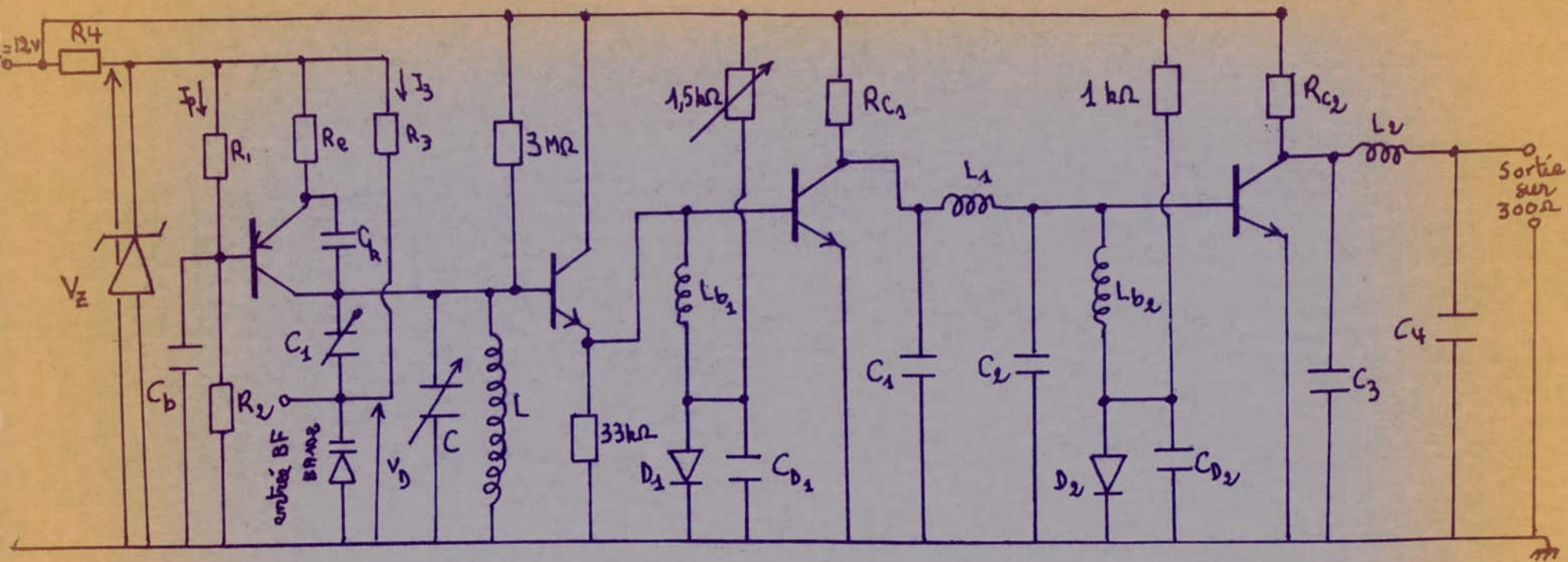
Valeurs des selfs	$1,5 \mu\text{H}$	$2,5 \mu\text{H}$	$6,1 \mu\text{H}$
frequence minimale	$2,563 \text{ MHz}$	$4,380 \text{ MHz}$	$5,862 \text{ MHz}$
niveau pour la frequence minimale	410 mV	225 mV	230 mV
frequence maximale	$4,471 \text{ MHz}$	$6,261 \text{ MHz}$	$8,415 \text{ MHz}$
niveau pour la frequence maximale	450 mV	235 mV	240 mV

On voit d'apres les valeurs données par le tableau que les selfs de $2,5$ et $6,1 \mu\text{H}$ donnent un niveau pour la tension de sortie de 230 mV (valeur moyenne). Par contre la self de $1,5 \mu\text{H}$ donne une valeur supérieure à 230 mV . Pour abaisser ce niveau il a fallu amortir cette self par la mise d'une resistance de $5,6 \text{ k}\Omega$ en parallèle sur celle-ci. La valeur du niveau de la tension de sortie est descendue à environ 235 mV .

La modulation en fréquence du signal délivré par l'oscillateur a été visualisée uniquement pour un swing Δf de 100 KHz.

2. Amplificateur HF de puissance:

Les résultats expérimentaux de l'Ampli HF de puissance n'ont pas été donnés parce que nous avons pas pu avoir le transistor de puissance voulu.



Schema complet de l'emetteur.