



FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTROTECHNIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

ETUDE D'UN RECEPTEUR V.O.R.  
( Partie Reception )

الدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
- المكتبة -  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHEQUE

Proposé et dirigé par :

Mr. Michel ESCALUP

Etudié par :

MM. CHEBBI Madjid

BENAKIL Embarek

PROMOTION JUIN 1978



DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTROTECHNIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

ETUDE D'UN RECEPTEUR V.O.R.  
( Partie Reception )

Proposé et dirigé par :

Mr. Michel ESCALUP

Etudié par :

MM. CHEBBI Madjid

BENAKIL Embarek

PROMOTION JUIN 1978

## REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier tous les professeurs de l'École polytechnique qui ont contribué à notre formation. Nos remerciements vont particulièrement à M<sup>e</sup> Michel ESCALUP qui a su nous diriger dans l'étude et la réalisation de ce projet.

E. BENAKIL

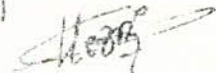
M. CHEBBI

The image shows two handwritten signatures in black ink. The first signature, positioned above the name 'E. BENAKIL', is a stylized cursive signature that appears to read 'E. Benakil'. The second signature, positioned above the name 'M. CHEBBI', is another stylized cursive signature that appears to read 'M. Chebbi'.

## DEDICACES

Je dédie cette thèse à tous  
mes parents, en particulier ma mère,  
mon père, mon oncle YAHIA et sa femme;  
A toutes les personnes amies.

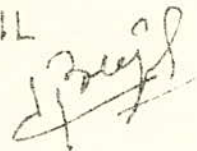
M. CHEBBI



## DEDICACES

Je dédie ce projet à tous mes  
parents, particulièrement mamère,  
mes sœurs, mes beaux-frères.  
A la mémoire de mon père.  
A tous mes amis.

E. BENAKIL



# SOMMAIRE

## Chapitre 1      INTRODUCTION ..... page 1

- 1-1 Généralités
- 1-2 Présentation du V.O.R
- 1-3 La radio-balise : signal information.
- 1-4 La réception
- 1-5 Conception générale du système embarqué.
- 1-6 Conception du récepteur

## Chapitre 2      LA PARTIE V.H.F ..... page 13

- 2-1 Le circuit d'entrée
- 2-2 L'étage amplificateur HF
- 2-3 Etude de l'étage mélangeur

## Chapitre 3      LA PARTIE F.I ..... page 36

- 3-1 Généralités
- 3-2 Etude du montage à pont capacitif
- 3-3 Etude du montage utilisé
- 3-4 Le Filtre F.I

## Chapitre 4 -      LA PARTIE BF ..... page 41

- 4-1 La détection AM et FM
- 4-2 Amplification BF
- 4-3 Les filtres

Chapitre 5      LA PARTIE LOGIQUE ..... page 64

5-1 Généralités - Description - Fonctionnement

5-2 Principe

5-3 Description des monostables utilisés

5-4 La CAG

Chapitre 6      COMMENTAIRES SUR LA  
REALISATION PRATIQUE ..... page 75

6-1 Problèmes rencontrés

6-2 Etage détecteur

6-3 Les filtres

6-4 L'ampli BF

CONCLUSION ..... page 85 -

ANNEXE



1-1 Généralités

L'électronique a apporté une contribution certaine dans le domaine de l'aide à la navigation aérienne.

Il existe en radionavigation de nombreux systèmes qui donnent chacun un ou plusieurs paramètres permettant de déterminer la position d'un avion par rapport à des points fixes au sol.

Citons quelques uns :

- LE RADIOGONIOMETRE ou radiocompas manuel est un récepteur fonctionnant en ondes moyennes. Il permet au pilote de relever lui-même un émetteur terrestre par rapport à la direction de l'avion. C'est un ancien procédé qui n'est plus employé à l'heure actuelle.

- L'ADF ou radiocompas automatique est un radiogoniomètre perfectionné. Son but est de fournir une indication continue et automatique de l'emplacement de la station sur laquelle le récepteur est accordé.

- Le DME (Distance Measuring Equipment) est d'un principe simple : l'avion émet un signal d'interrogation à destination d'une station au sol qui le reçoit, le code et le réémet en direction de l'avion. Le temps qui s'écoule entre l'émission et la réception à bord peut être traduit en distance au sol.

Par voie de conséquence, il permet la détermination de plusieurs paramètres : vitesse de rapprochement au sol, vitesse de l'avion par rapport au sol et le temps nécessaire pour rejoindre la verticale de la station.

- Les systèmes DECCA-LAURENT-CONSOL sont utilisés pour l'exploitation à grande distance (100 Kms et plus).

Tous ces systèmes offrent une bonne précision mais la plupart des systèmes embarqués (récepteurs) sont d'une réalisation complexe et d'un coût assez élevé.

Par contre le système V.O.R, bien que ses performances soient plus limitées, présente un grand intérêt pour l'aviation légère grâce à sa conception simple et son prix de revient modeste.

### 1-2 Présentation du V.O.R

On le désigne sous ce sigle dont la signification en anglais est la suivante : VISUAL OMNI RANGE.

C'est un radiophare (utilisé dans la gamme V.H.F) à rayonnement omni-directionnel.

Le système permet d'obtenir l'azimut de l'avion : angle formé entre le rayon vecteur émetteur-avion et le rayon vecteur émetteur - Nord magnétique.

L'émetteur est une radiobalise fixe se trouvant au sol.

Le signal d'information est rayonné dans toutes les directions car une antenne directionnelle est difficile à réaliser à de telles fréquences.

Cette information de direction est contenue dans le déphasage entre deux composantes du signal d'émission.

Le récepteur V.O.R, objet de notre étude, aura pour rôle d'exprimer ce déphasage en valeur d'angle. Ce renseignement permettra au pilote, s'il le désire, de connaître sa position par rapport au nord magnétique en consultant une première balise.

Le pilote peut faire son point géographique avec précision en consultant d'autres balises comme le montre la figure (1-a).

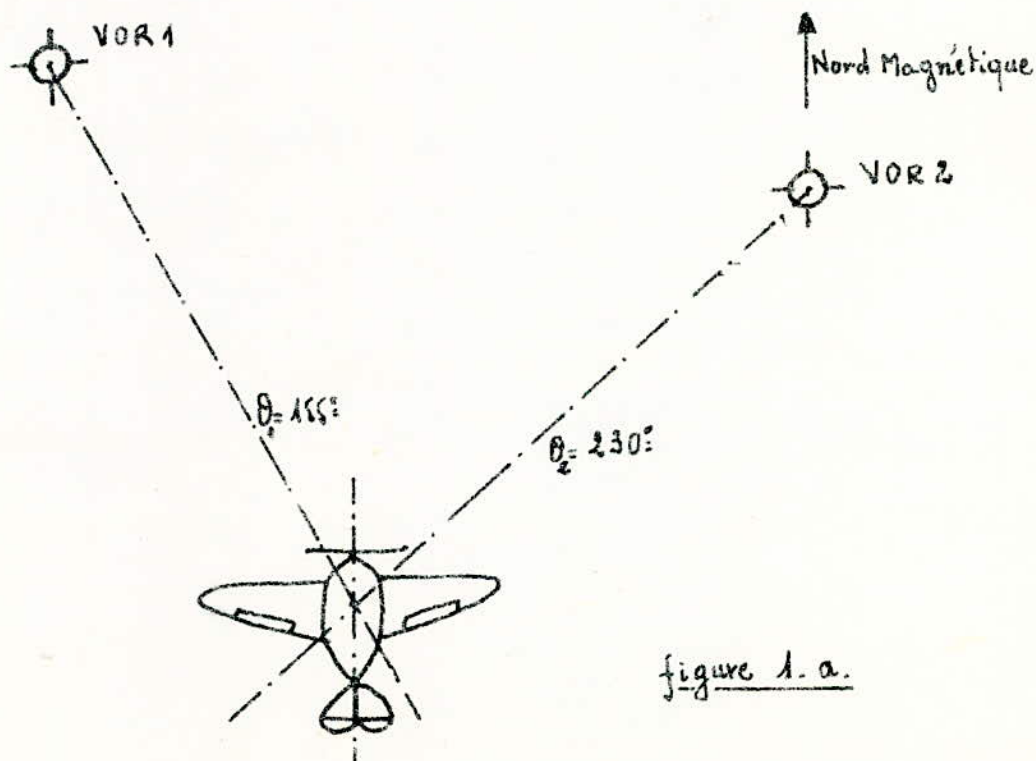


figure 1. a.

### 1-3 La radiobalise : signal information

Les émissions de ces balises sont situées sur la gamme des fréquences de 108 à 118 MHz avec un espacement de 100 kHz entre deux balises voisines.

Cet écartement a été réduit à 50 kHz avec les performances actuelles.

Le champ d'un émetteur V.O.R est produit par une antenne omnidirectionnelle et par une antenne à champ tournant (30 révolutions par seconde).

La balise rayonne une onde constituée donc de deux ondes partielles émises simultanément de manière synchrone :

- Une onde V.H.F modulée en amplitude par une sous-porteuse à 9960 Hz rayonnée par l'antenne centrale omnidirectionnelle. La sous-porteuse est elle-même modulée en fréquence à 30 Hz avec un swing de  $\pm 480$  Hz.

Cette onde contient le signal référence à phase fixe.

- Le champ tournant à 30 tours par seconde rayonné à la même fréquence V.H.F par 4 antennes périphériques. Il contient le signal 30 Hz à phase variable. Cette phase varie suivant la position de l'avion par rapport à l'émetteur V.O.R.

Le diagramme polaire de l'antenne omnidirectionnelle est un cercle, celui de l'autre antenne est un 8 tournant.

La composition du rayonnement des deux antennes donne un diagramme résultant en cardioïde effectuant 30 tours par seconde.

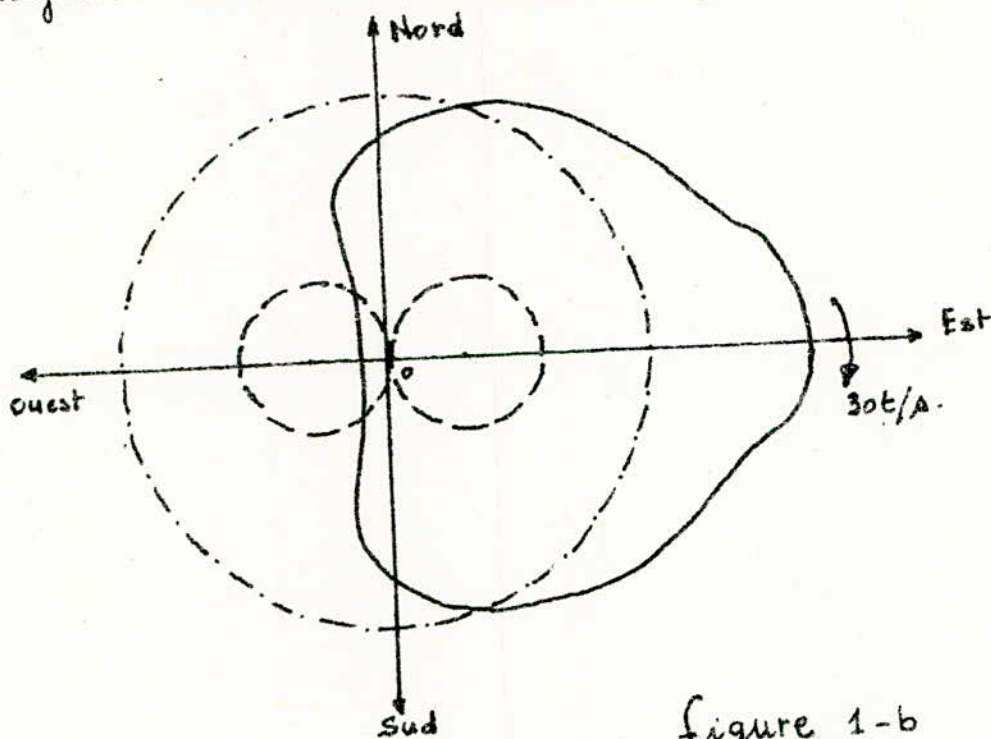


figure 1-b

De plus, l'émetteur V.O.R transmet périodiquement, en code morse, son indicatif : signaux modulés à 1020 Hz ; ceci afin de contrôler le réglage du V.O.R sur l'émission désignée.

#### 1-4 La réception

##### 1-4-1 principe :

Les 2 antennes au sol sont disposées telles que leur rayonnement soit en phase au Nord magnétique de la station V.O.R. Lorsque l'avion est au Nord, il reçoit deux signaux en phase ; s'il se trouve à 90° Est, il reçoit deux signaux dont le déphasage est 90° ; s'il est à 180° (Sud), le déphasage est de 180° (figure 1.c).

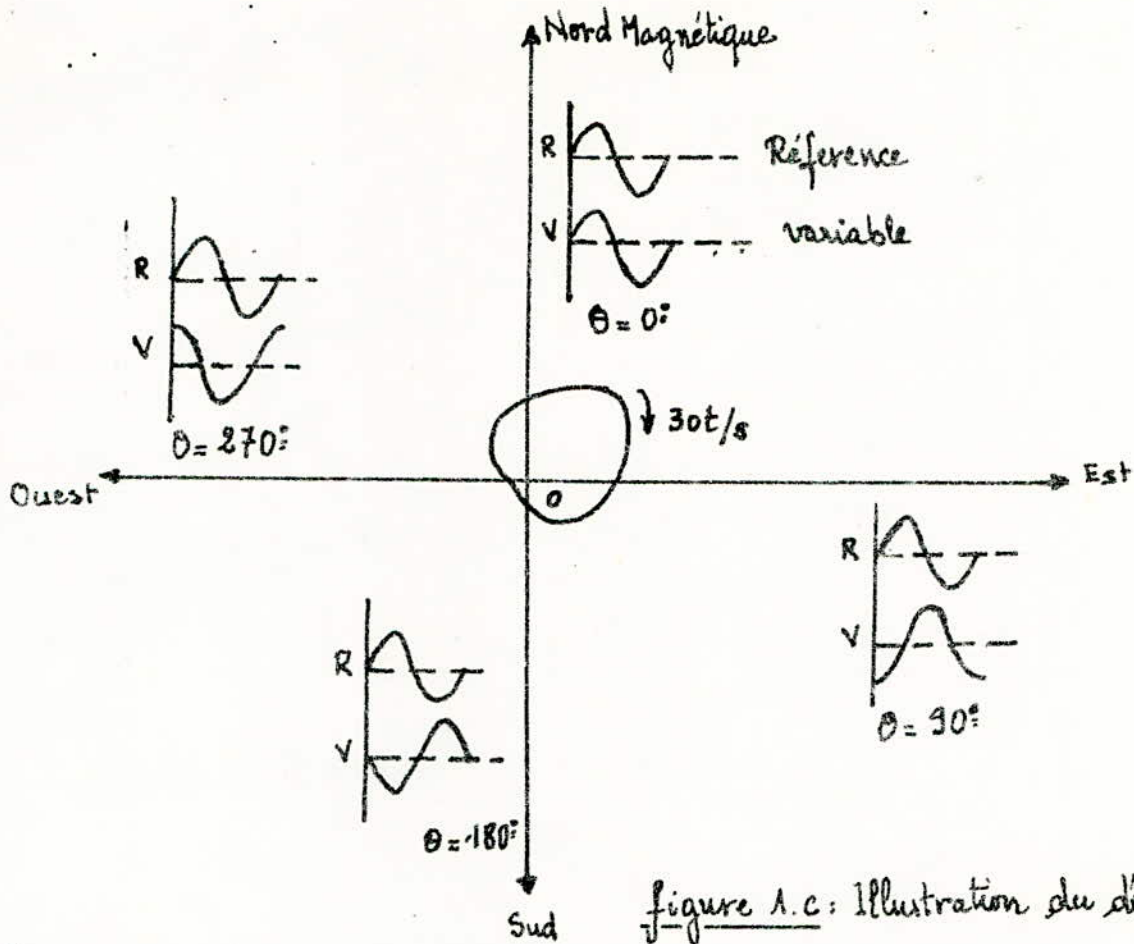


figure 1.c: Illustration du déphasage.

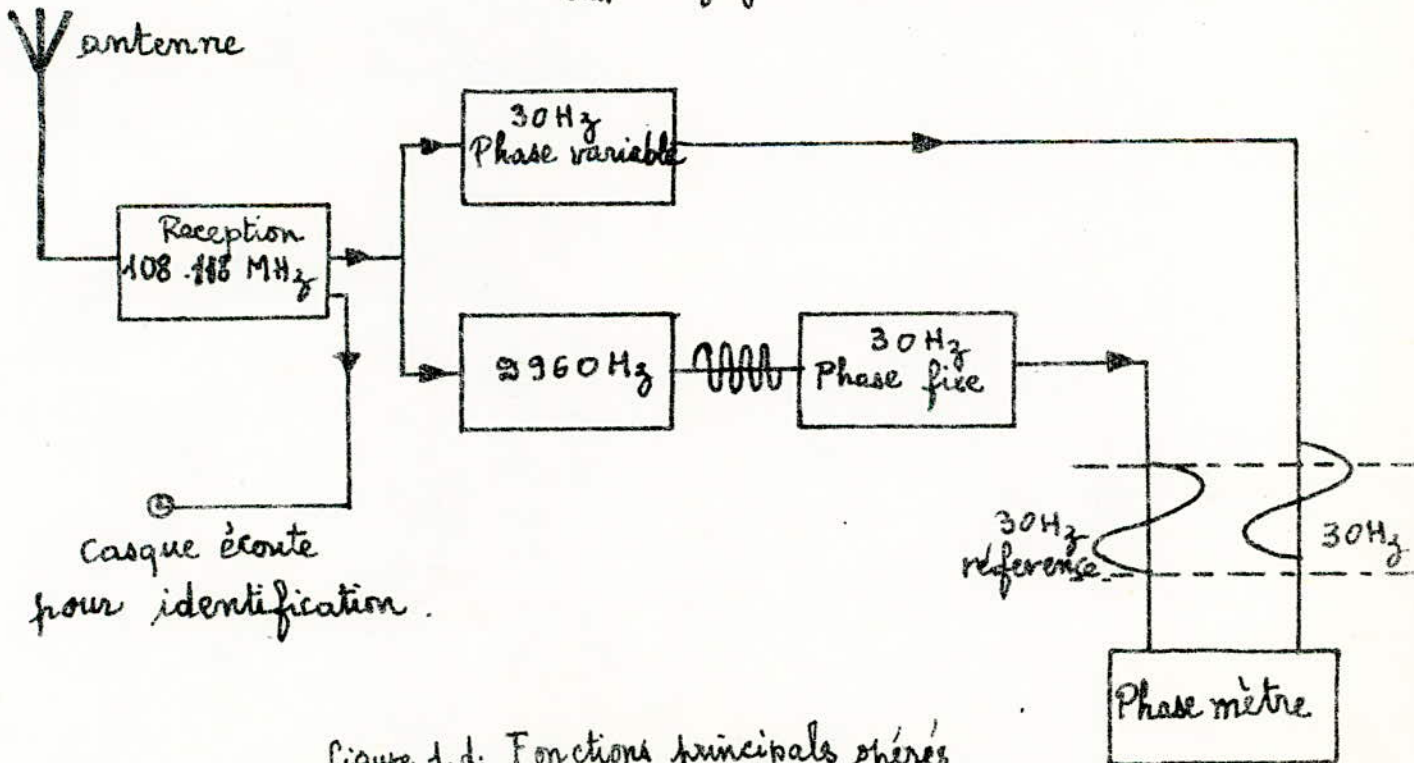


figure 1.d: Fonctions principales opérées par le récepteur.

### 1-4-2 Fonctionnement.

L'amplitude du signal reçu au niveau du récepteur embarqué V.O.R varie de 5  $\mu$ v à 100 mV suivant la distance entre l'avion et la balise. Plus l'avion est proche, plus l'amplitude est grande.

L'appareillage de bord opère les fonctions suivantes : (figure 1.d)

- Il reçoit la bande V.H.F 108 à 118 MHz dans laquelle se situent les émetteurs V.O.R.
- Il met en évidence par détection et sélection le signal à 30 Hz, signal dont la phase varie suivant la position de l'avion par rapport à l'émetteur V.O.R.
- Par sélection, il met en évidence le signal à 9960 Hz modulé en fréquence et il extrait de ce signal, grâce à une autre détection, la composante de modulation en fréquence à 30 Hz constituant le signal de référence (phase fixe).
- Il compare les deux signaux à 30 Hz (phase variable et phase fixe) dans un phasemètre dont l'aiguille donne l'azimut.

### 1-5 Conception générale du système embarqué.

Il comprend : (voir schéma synoptique : figure 1.e)

a)- Le récepteur : Celui-ci reçoit le signal V.H.F, l'amplifie, le filtre, le détecte et délivre les 2 signaux B.F à 30 Hz.

La F.I vaut 10,7 MHz. Lors d'un changement de station, on n'aura ainsi que la tête H.F à régler.

### b) - Le synthétiseur de fréquence -

Selon la station à recevoir, il délivre une fréquence variable au récepteur.

Le récepteur est de type hétérodyne : la fréquence délivrée est supérieure de 10,7 MHz à la fréquence incidente :

$$F_d = F_r + 10,7 \text{ MHz}.$$

### c) Le phasemètre

A partir des 2 signaux 30 Hz (issus du récepteur), il mesure le déphasage et le traduit par un angle exprimé en degrés, lequel est lu sur un afficheur.

### d) - La logique

Elle permet d'exploiter au mieux les résultats obtenus à l'aide de tout le système.

De plus c'est elle qui commande en quelque sorte le synthétiseur.

Remarque : Le synthétiseur de fréquence, le phasemètre, la commande logique sont l'objet d'étude de 3 autres groupes d'étudiants. C'est pourquoi nous nous sommes bornés ici à les présenter seulement.  
L'objet de notre étude est le récepteur.



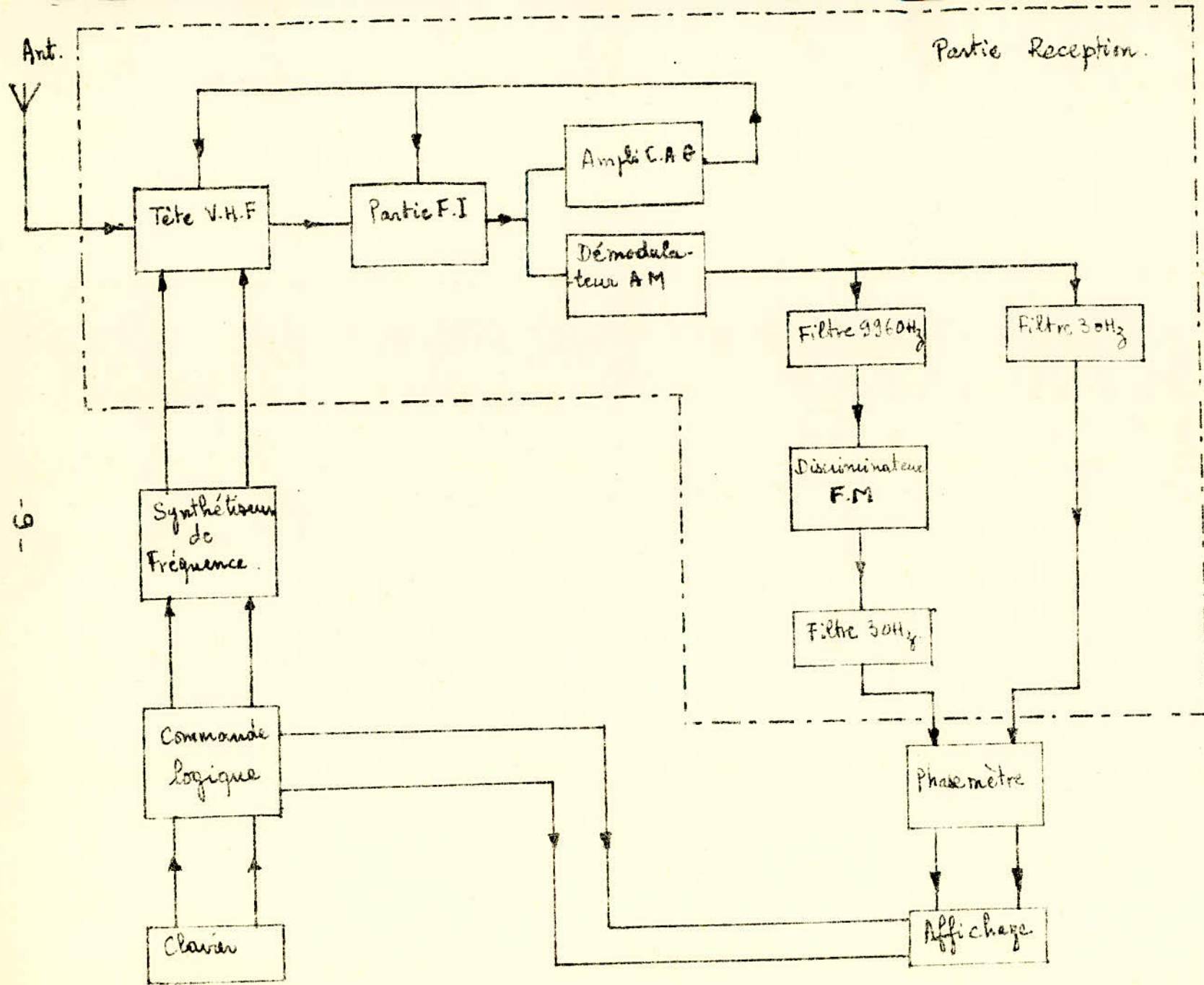


Figure 1.e : Schéma synoptique du Récepteur V.O.R.

## 1-6 Conception du récepteur

Le récepteur, en lui-même, se compose de 4 parties (schéma 1.f.)

### a). Partie V.H.F

Un premier étage capte et amplifie le signal en provenance de l'antenne. Vient ensuite l'étage mélangeur. Celui-ci reçoit le signal incident  $F_i$  et le signal issu du synthétiseur de fréquence. En sortie, on insère un circuit accordé sur la  $F.I = 10,7 \text{ MHz}$  qui est la seule fréquence conservée.

### b). Partie moyenne fréquence ou F.I

Son premier rôle est d'amplifier le signal, de filtrer par la suite la F.I afin de pouvoir séparer les stations (espacées de  $50 \text{ kHz}$ ). Les deux premières parties sont munies d'une CAG dont la fonction est de maintenir une sortie constante pour un signal d'entrée variant entre  $5 \mu\text{V}$  et  $100 \text{ mV}$ .

### c). Partie basse fréquence

A partir de la FI, on réalise la CAG, signal continu qui sera renvoyé aux étages précédents.

Parallèlement, s'opèrent la démodulation d'amplitude et un premier filtrage grossier.

Le signal B.F ( $\approx 20 \text{ mV}$ ) est amplifié puis filtré: on emploie un passe-bas pour le  $30 \text{ Hz}$  à phase variable et un passe-haut pour la sous-porteuse  $9960 \text{ Hz}$  modulée en fréquence.

Le signal  $30 \text{ Hz}$  est envoyé d'une part vers le phasemètre et d'autre

part vers un ampli opérationnel à grand gain pour une mise en forme. Celle-ci est utilisée pour la logique de la réception.

Le signal 9960 Hz est démodulé en fréquence par une PLL (Phase Locked Loop). Un filtre passe-bas (30 Hz) nous permettra de recueillir le signal 30 Hz référence qu'on envoie vers le phase-mètre.

#### d) - La partie logique

Son rôle est de déterminer s'il y a détection ou non. Si oui, afin de permettre la stabilisation et la lecture, il faut arrêter le balayage en fréquence.

Elle doit aussi commuter la CAG, car la CAG analogique précédente a un temps de réponse assez long, incompatible avec un balayage rapide de toute la gamme.

Il faut donc un dispositif qui maintienne le gain au maximum durant la recherche et qui renvoie la véritable CAG analogique lors de la détection.

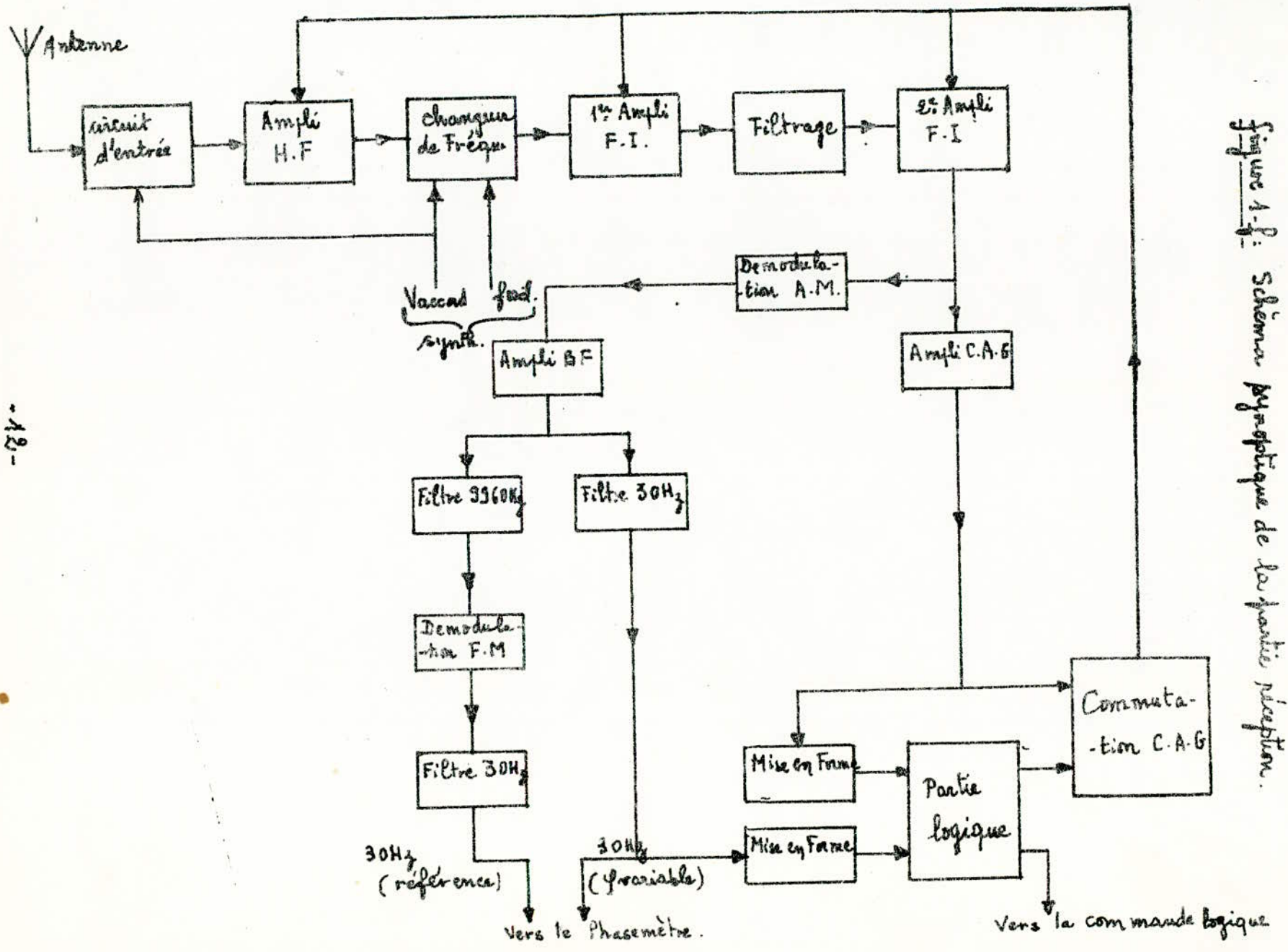


Figure 1-f: Schéma synoptique de la partie réception.

## Chapitre 2 La Partie VHF

### 2-1 Le circuit d'entrée

#### 2-1-1 Introduction

Le but principal pour ce circuit est l'adaptation de l'impédance d'entrée du récepteur à celle de l'antenne.

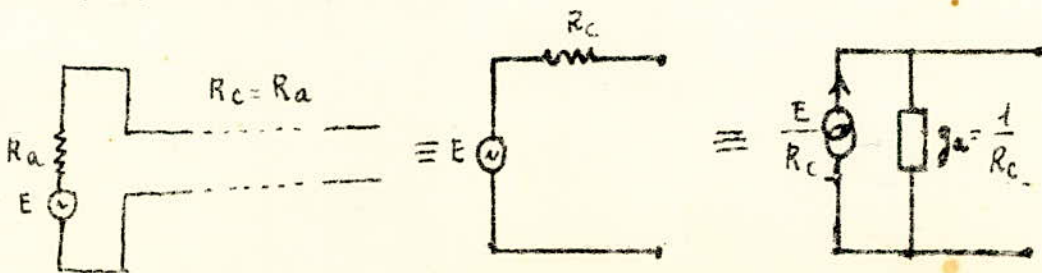
Pour notre cas : liaisons air-sol VHF, le fonctionnement est d'exploitation à distance ; on a donc besoin d'une sélectivité poussée d'où la nécessité d'avoir une succession de circuits accordés apportant chacun sa sélectivité propre.

Le circuit d'entrée du récepteur est intercalé entre le collecteur d'ondes (antenne) et le récepteur lui-même pour les adapter l'un à l'autre.

Le signal capté est transmis par cet étage qui, de plus, protège le récepteur contre les fréquences parasites et surtout la fréquence image.

Le collecteur d'ondes est équivalent à une source de f.e.m  $E$ , d'impédance interne :  $Z_a = R_a + jX_a$ .

$R_a$  est de l'ordre de quelques dizaines d'ohms.  $X_a$  est nul lorsque l'antenne est accordée.



## 2-1-2 : Principaux montages des circuits d'entrée

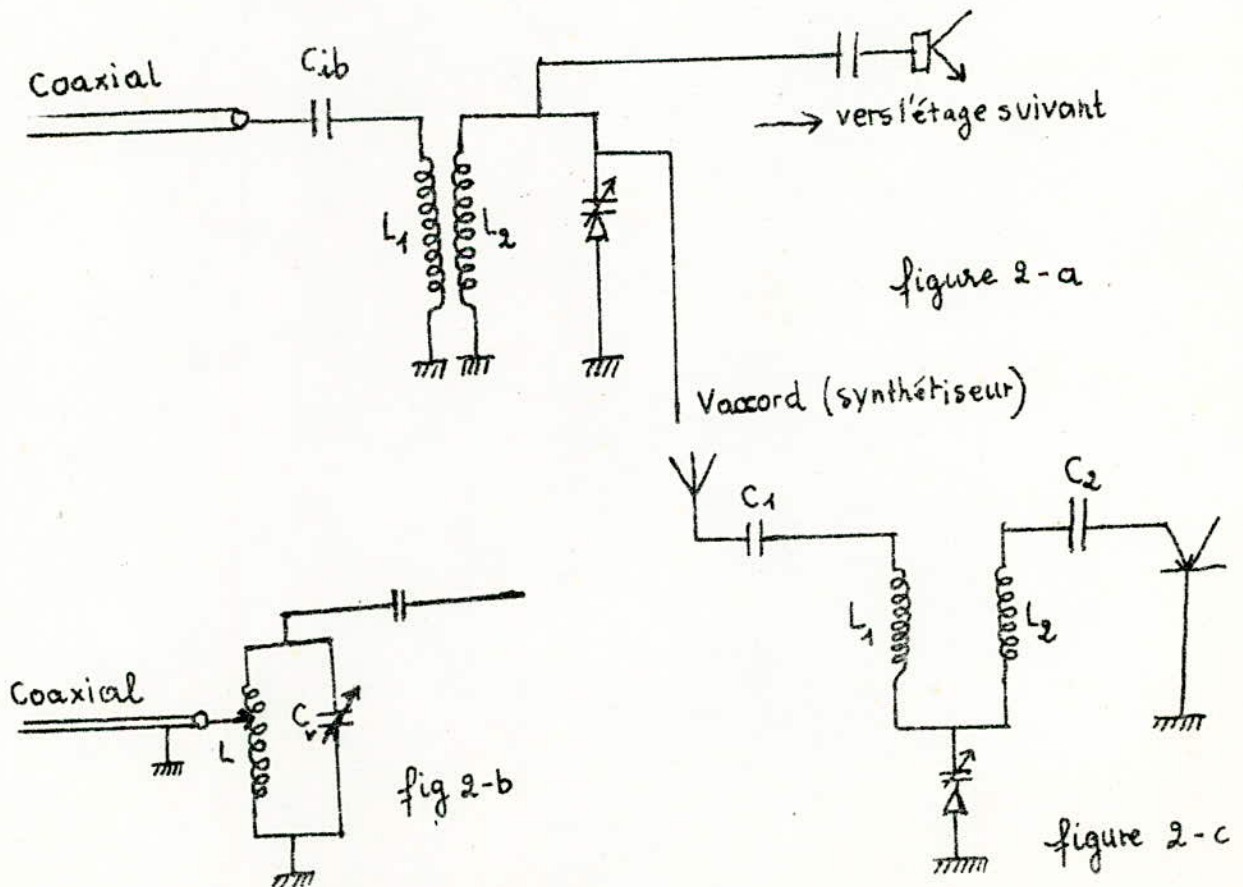
L'accord du circuit doit se réaliser automatiquement sur toute la gamme 108-118 MHz. Pour cela on utilise une diode varicap dont la capacité varie suivant la tension inverse qui lui est appliquée. Celle-ci provenant du synthétiseur de fréquence.

Il y a différents montages.

Les montages 2-a et 2-b sont identiques. En 2-a on a un montage à transformateur primaire aperiodique et secondaire accordé.

En 2-b on a un auto-transformateur.

En 2-c on a un filtre d'entrée à large bande.



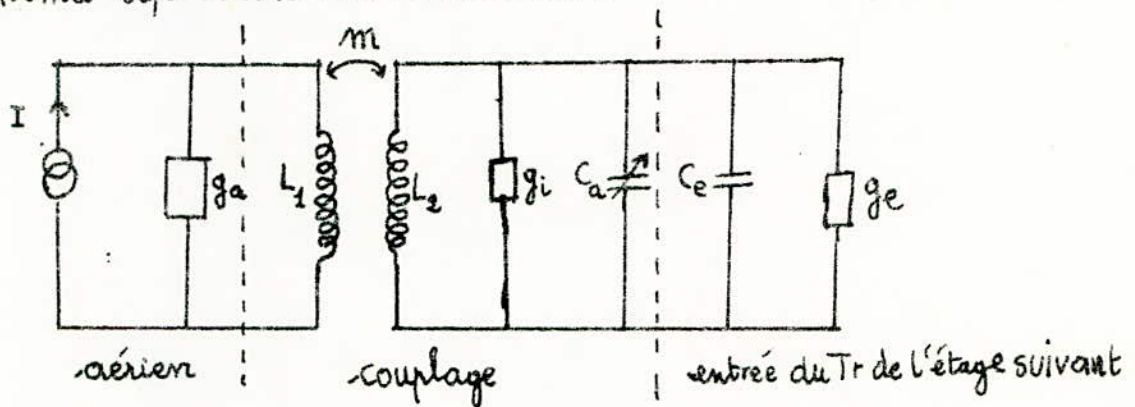
### 2-1-3 : Calcul du circuit d'entrée

On adopte le montage de la figure 2-a.

On prend comme fréquence centrale sur laquelle doit se réaliser l'adaptation la fréquence moyenne :

$$F_0 = \sqrt{108 \cdot 118} \cdot 10^6 \text{ Hz} = 112,89 \text{ MHz} \approx 113 \text{ MHz}.$$

Le schéma équivalent est le suivant :



$g_i$  est la conductance de pertes. Le récepteur est de type hétérodyne :

la fréquence locale démodulée est :  $F_d = F_0 + F_I = 113 + 10,7 = 123,7 \text{ MHz}$ .

Le circuit d'entrée doit donc éliminer la fréquence image :

$$F_{im} = F_0 + 2F_I = 113 + 21,4 = 134,4 \text{ MHz}.$$

On estime souvent l'affaiblissement de  $F_{im}$  à 40 db par rapport à  $F_{accord}$ . Le circuit d'entrée du transistor seul ne peut pas réaliser un tel affaiblissement ; le complément sera obtenu avec le circuit accordé du collecteur du premier transistor. Si besoin est, il faut ajouter un autre circuit d'accord en cascade.

La sélectivité ou affaiblissement s'exprime par :

$$S = \sqrt{1 + 4q^2x^2}$$

$q$  est le coefficient de surtension en charge.

et  $x = \frac{4F}{F_{\max}} = \frac{|118 - F_{\min}|}{118} = \frac{27}{118} = 0,23$ .

$S_{\text{dbs}} = 20 \log \sqrt{1 + 4q^2x^2} = 10 \log (1 + 4q^2x^2)$ .

On suppose que le circuit d'entrée seul peut fournir un affaiblissement de 20 dbs.

De sorte que:  $20 = 10 \log (1 + 4q^2x^2)$ .

d'où  $2 = \log (1 + 4q^2x^2) \iff 1 + 4q^2x^2 = 100$

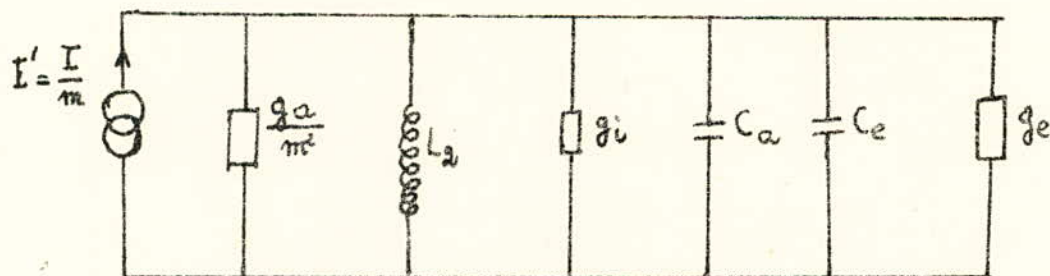
On en tire  $4q^2x^2 \approx 100$  et  $q^2x^2 = 25$

soit  $q = \frac{5}{x}$

Ceci nous impose le coefficient de surtension en charge :

$q_c = \frac{5}{x} = \frac{5}{0,23} \approx 22$

Quand on ramène tout du primaire au secondaire, le schéma équivalent se simplifie. Il devient :



$C_T = C_a + C_e$ . On posera  $\frac{L_2}{L_1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = m^2$

et  $M = k\sqrt{L_1 L_2} = \sqrt{L_1 L_2}$  avec  $k = 1$ .

$g_i$  étant supposé petit (car  $q_0$  est grand), la condition d'adaptation s'écrit

$\frac{g_a}{m^2} = g_e + j \left( C_T \omega_0 - \frac{1}{L_2 \omega_0} \right)$

d'où, par identification :

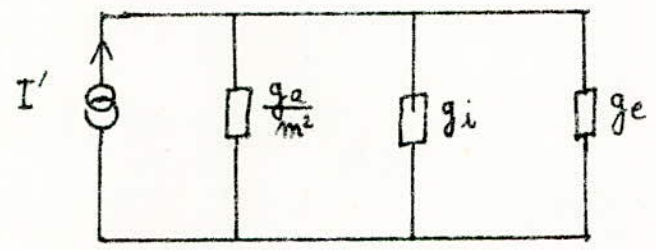
(1)  $\frac{g_a}{m^2} = g_e$  et (2)  $C_T \omega_0 = \frac{1}{L_2 \omega_0}$



De (1) on déduit  $m^2 = \frac{g_a}{g_e} = \frac{L_2}{L_1}$

De (2) on tirera  $L_2$  une fois  $C_T$  connu.

Calculons  $C_T$  : on sait que lorsque l'accord est réalisé, les termes réactifs disparaissent ; le schéma se simplifie :



Le coefficient de surtension  $q_0$  à vide du circuit est donné par :

$$q_0 = \frac{C_T \omega_0}{g_i} \quad (3) \quad \left( \text{car } q_0 = \frac{R}{L\omega_0} = \frac{C\omega_0}{G} \right)$$

Le coefficient de surtension en charge  $q_c = \frac{R_{charge}}{L\omega_0} = \frac{C\omega_0}{G_{charge}}$

Ici on aura  $-q_c = \frac{C_T \omega_0}{\frac{g_a}{m^2} + g_e + g_i}$

Or  $\frac{g_a}{m^2} = g_e$  donc  $-q_c = \frac{C_T \omega_0}{2g_e + g_i} \quad (4)$

De (3) on tire  $-g_i = \frac{C_T \omega_0}{q_0}$  remplaçons  $g_i$  dans (4)

$$q_c = \frac{C_T \omega_0}{2g_e + \frac{C_T \omega_0}{q_0}}$$

Ceci nous donne :  $C_T \omega_0 = 2g_e \frac{q_c}{1 - \frac{q_c}{q_0}}$

soit  $C_T \omega_0 = 2g_e \frac{q_0 q_c}{q_0 - q_c}$

$\omega_0$  est connu,  $-q_c$  est imposé par les conditions d'affaiblissement ( $q_c \approx 22$ )  
 $-q_0$  est choisi entre 150 et 200 suivant la fréquence.

On prend  $g_a = \frac{1}{50} = 2 \cdot 10^{-2} \text{ S}$ . De par le choix du transistor HF

amplificateur, on détermine  $g_e$  et  $C_e$  donc on peut calculer  $C_T$ .

$C_T$  comprend la capacité d'accord variable (afin de couvrir toute la gamme), les capacités parasites de câblage, plus la capacité  $C_e$  du transistor.

Pour le calcul de  $L_2, L_1, C_T$  on préfère déterminer  $C_T$  en partant de la condition d'accord car nous ne disposons pas des caractéristiques complètes des transistors.

Avec une varicap, l'accord peut être réalisé sur toute la gamme :

Un premier accord est réalisé pour la fréquence incidente maximum :

$$L C_{T\min} \omega_{\max}^2 = 1 \quad \omega_{\max} = 2\pi f_{\max} = 6,28 \cdot 118 \cdot 10^6 \text{ rds/s.}$$

$$\text{et } L C_{T\max} \omega_{\min}^2 = 1 \quad \omega_{\min} = 2\pi f_{\min} = 6,28 \cdot 108 \cdot 10^6 \text{ rds/s,}$$

qui est l'accord pour la fréquence incidente minimum.

De ces deux conditions, on tire :

$$\frac{C_{T\max}}{C_{T\min}} = \left( \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} \right)^2 = \left( \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = \left( \frac{118}{108} \right)^2 = 1,2$$

$$\text{Donc } \boxed{C_{T\max} = 1,2 C_{T\min}}$$

On a ainsi une idée de la variation de la capacité d'accord.

Disposant d'une self  $L_2 = 1 \mu\text{H}$  on peut déterminer  $C_T$  :

$$C_{T\min} = \frac{1}{L_2 \omega_{\max}^2} = \frac{1}{10^{-6} \cdot 4\pi^2 \cdot (118)^2 \cdot 10^{12}} = 1,8 \cdot 10^{-12} = 1,8 \text{ pf.}$$

$$C_{T\max} = 1,2 \cdot 1,8 \text{ pf} = 2,2 \text{ pf.}$$

$$\text{Avec } g_e = 5 \cdot 10^{-4} \text{ on peut calculer } m^2 = \frac{g_a}{g_e} = \frac{2 \cdot 10^{-2}}{5 \cdot 10^{-4}} = 40.$$

$$\text{D'où } L_1 = \frac{L_2}{m^2} = \frac{1 \mu\text{H}}{40} = 0,025 \mu\text{H.}$$

Finalement on a :  $L_2 = 1 \mu\text{H}$ ,  $C_T : 1,8 \text{ pf} \approx 2,2 \text{ pf}$ ,  $L_1 = 0,025 \mu\text{H}$ .

## 2-2 L'étage amplificateur HF

### 2-2-1 : Généralités

Le rôle de cet étage est de compléter le rôle du circuit d'entrée en renforçant la protection contre les fréquences brouilleuses dont la fréquence image.

De plus on a besoin d'un bon rapport Signal/Bruit d'où la nécessité d'un étage amplificateur.

En VHF, le bruit interne est important ; la FI est très petite devant la fréquence de travail ; on a donc besoin d'un circuit amplificateur sélectif.

Le transistor amplificateur sera choisi suivant les conditions :

- facteur de bruit très faible.
- gain en puissance assez élevé.
- Il faut éviter le risque d'accrochage d'oscillations en choisissant un transistor dont la valeur du paramètre de réaction est très faible.

### 2-2-2 Montages proposés

a) - Un émetteur commun dont le gain en puissance est élevé.  
Le montage est représenté sur la figure 2-d.

b) - Un montage en base commune qui a une bonne stabilité.  
Il est représenté sur la figure 2-e.

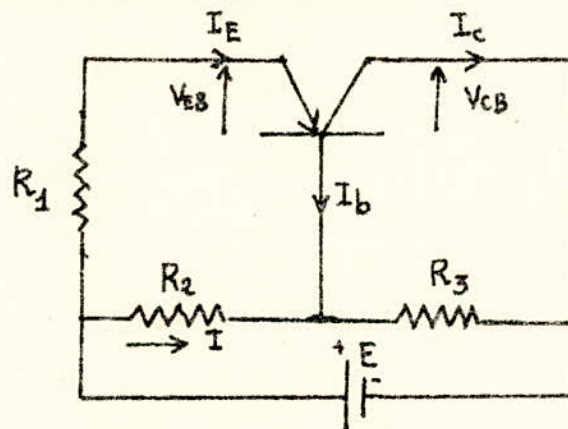
Dans la figure 2-d, on voit que le transistor  $T_1$  est monté en amplificateur et  $T_2$  en mélangeur. On améliore la sélectivité

ou l'affaiblissement par l'insertion d'un circuit d'accord au collecteur de  $T_1$ .  $C_d$  est une capacité de découplage pour la mise à la masse en alternatif.

Un tel montage est assez complexe et difficile à réaliser. Nous avons donc choisi le second montage qui, comme on le verra, est plus simple.

En fonction des composants disponibles, nous avons pris un transistor AF 139 monté en base commune. C'est un transistor VHF à faible bruit.

### 2-2-3 : Calcul de la polarisation du transistor



En appliquant la loi de Kirchhoff on a :

$$R_2 I = R_1 I_E + V_{EB} \quad (1)$$

$$R_3 (I + I_b) = -V_{CB} \quad (2)$$

$$E = R_2 I + R_3 (I + I_b) \quad (3)$$

Ceci nous donne :

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} E = R_1 I_E + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} I_b + V_{EB}$$

Amplificateur HF avec un transistor en émetteur commun

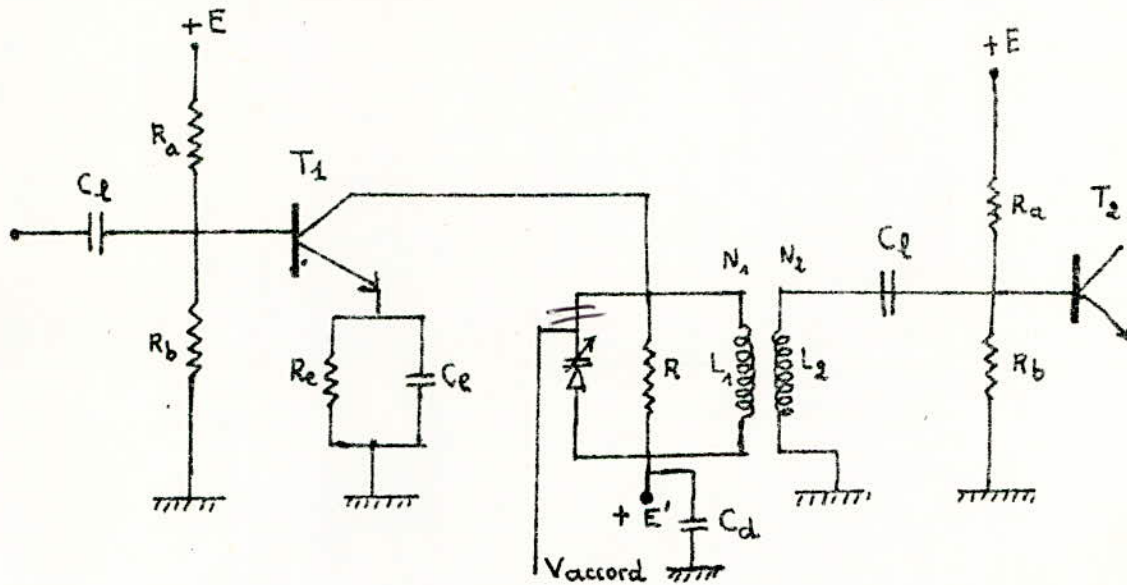


figure 2-d

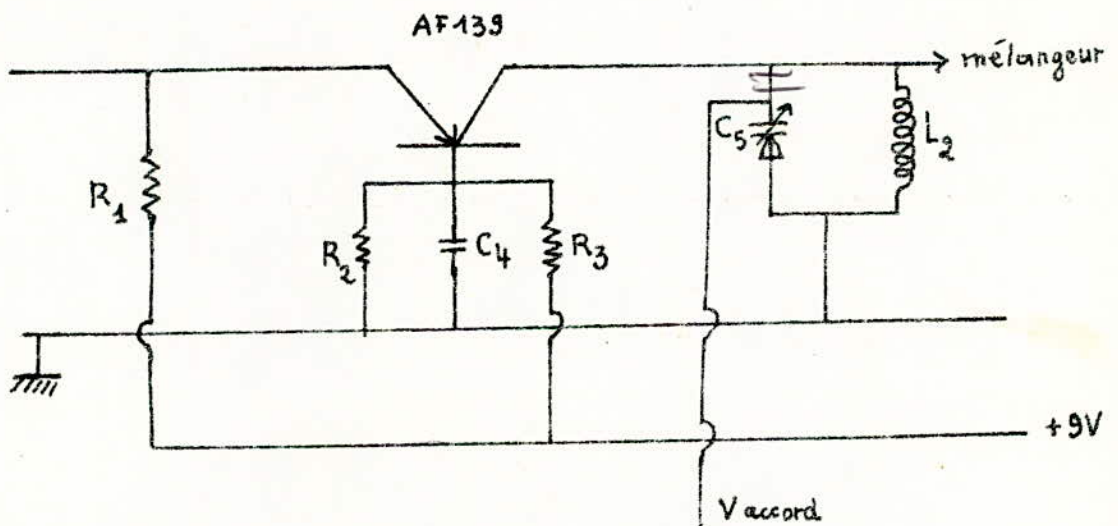


figure 2-e

Montage amplificateur HF avec un transistor en base commune

$$\text{Soit : } \frac{R_2}{R_2 + R_3} E = -V_{CB} - \frac{R_1 R_2}{R_3} I_b.$$

$$\text{-On aura : } I_E R_1 = E + V_{CB} - V_{EB}.$$

$$\text{-d'où } R_2 = R \frac{E}{-R I_b - V_{CB}} \quad \text{et} \quad R_3 = \frac{R R_2}{R_2 - R}$$

$$\text{-avec } R = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = \frac{R_1}{S} \frac{1 - S}{S(1 - \alpha) - 1}$$

Le point de fonctionnement choisi est tel que :

$$V_{CB} = -6,5 \text{ V}$$

$$I_E = 2,5 \text{ mA}$$

$$I_C = 2,45 \text{ mA}$$

$$I_b = 50 \mu\text{A}$$

$$S = 2,4$$

$$\alpha = 0,98.$$

$$\text{D'où } R_1 = \frac{9 - 6,5}{2,5} = 1 \text{ k}\Omega ; \quad R = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = R_1 \frac{1 - S}{S(1 - \alpha) - 1} = 1,47 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 2,06 \text{ k}\Omega \quad R_3 = 5,66 \text{ k}\Omega.$$

Pour le calcul de la capacité, on tiendra compte en pratique de la

$$\text{condition : } \frac{1}{f_c \omega} < \frac{R_{eq}}{10}$$

$$\text{Dans notre schéma } R_{eq} = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 1,47 \text{ k}\Omega.$$

$$\text{Donc } C_4 \geq \frac{10}{R_{eq} \omega} = \frac{10}{10^3 \cdot 3 \cdot 113 \cdot \pi} = 8,8 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

C'est à dire :

$$C_4 \geq 9 \text{ pF}$$

En résumé les valeurs des résistances pour la polarisation sont :

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 2,06 \text{ k}\Omega, \quad R_3 = 5,6 \text{ k}\Omega, \quad C_4 \geq 9 \text{ pF}.$$

Le choix du point de fonctionnement du transistor nous assure une bonne stabilité en fonction de la température.

Étudions de plus près le schéma en alternatif représenté sur la figure 2-7.

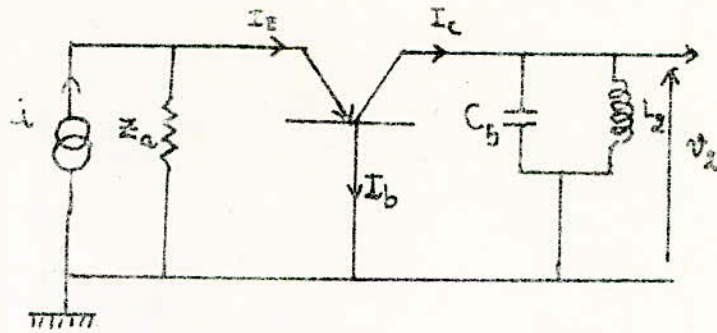


fig. 2-7

L'impédance de l'antenne est  $Z_a$  puisqu'il y a adaptation. Le courant  $i$  provient du signal capté.

Assimilons le transistor à un quadripôle ; en considérant les admittances :

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

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

$$i_2 = -y_L v_2 \Rightarrow -y_L v_2 = y_{21} v_1 + y_{22} v_2$$

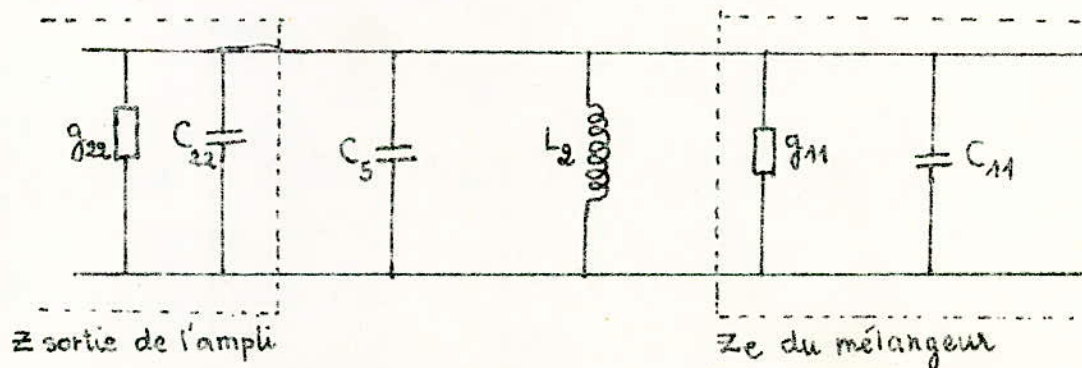
$$\text{d'où : } v_2 (y_{22} + y_L) = -y_{21} v_1$$

$$G_v = - \frac{y_{21}}{y_{22} + y_L}$$

$$\text{et } G_p = G_o \cdot G_i$$

#### 2-2-4 : Calcul du circuit de sortie de l'amplificateur

Le schéma est le suivant :



On a un circuit oscillant gLC ;

On pose  $g = g_{11} + g_{22}$  et  $C = C_{11} + C_{22} + C_5$  ;

Le coefficient de surtension du circuit est :  $Q_c = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{113}{10} = 11,3$ .

De plus  $Q_c = \frac{C \omega_0}{G}$

Donc  $C_5 = \frac{G Q_c}{\omega_0} = \frac{2 \cdot 10^{-5} \cdot 11,3}{6,28 \cdot 113 \cdot 10^6} = 0,032 \text{ nF} = 32 \text{ pF}$ .

Le circuit doit être accordé sur la fréquence intermédiaire

~~10,7 MHz~~

L'accord pour  $L_2$  est :  $L_2 C_5 \omega_1^2 = 1$

D'où

$$L_2 = \frac{1}{C_5 \omega_1^2} = \frac{1}{32 \cdot 10^{-12} \cdot (10,7)^2 \cdot 4 \pi^2 \cdot 10^{12}} = \frac{1}{40 \cdot 32 \cdot (10,7)^2} = 6,8 \mu\text{H}$$

En résumé les valeurs obtenues sont :

$L_2 = 6,8 \mu\text{H}$ $C_5 = 32 \text{ pF}$
--------------------------------------------------



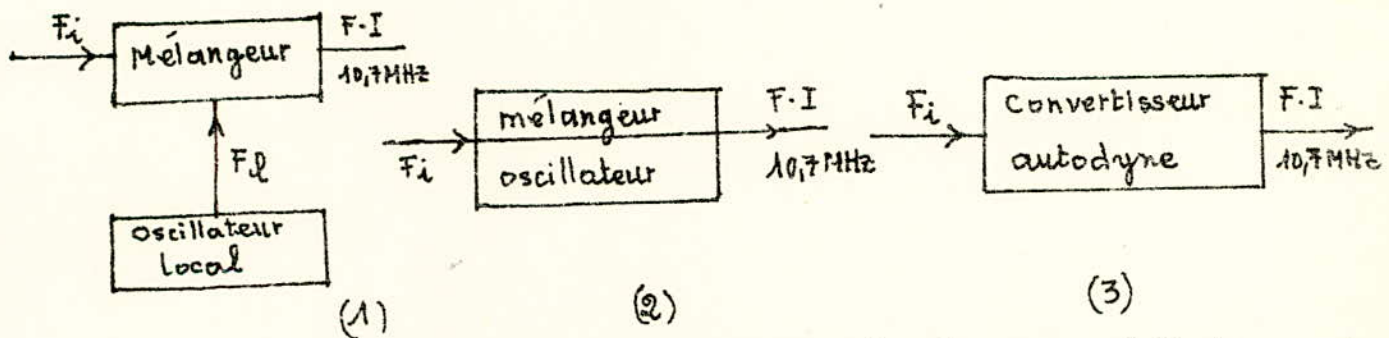
## 2-3 Etude de l'étage mélangeur.

### 2-3-1 Généralités

On appelle mélangeur ou changement de fréquence le processus trique selon lequel, à partir de 2 signaux, de différentes fréquences, ramenés à l'entrée d'un circuit non linéaire, on reçoit un signal de sortie dont la fréquence résultante est une combinaison des 2 fréquences appliquées à l'entrée. Cette combinaison consiste, en particulier, en la somme ou la différence des 2 fréquences à l'entrée.

Dans notre cas, on retiendra la différence ou que nous avons un récepteur hétérodyne ( $F_{\text{locale}} > F_{\text{regue}}$ ).

Il existe 3 conceptions comme l'indique le schéma suivant :



En (1) le mélangeur et l'oscillateur sont séparés. La réalisation peut se faire avec 2 transistors. En (2) on peut concevoir un montage avec un transistor remplissant les 2 fonctions : mélange et oscillation. En (3) un seul circuit, convertisseur autodyne, transforme le signal  $F_i$  en un signal  $F \cdot I$ .

C'est l'exemple (1) qui figure dans notre étude ; le mélangeur (un transistor AF 102 ou AF 125) et l'oscillateur local (synthétiseur) sont séparés.

### 2-3-2 But d'un mélange de fréquences

Il s'agit donc de transposer un signal de fréquence élevée en un autre de fréquence plus basse donc plus facile à amplifier et à isoler de toute fréquence voisine indésirable.

Pour cet étage dans lequel s'opère la conversion de fréquence, il y a lieu de définir :

- la pente de conversion  $S_c$

$$S_c = \frac{\text{courant en sortie à la fréquence moyenne}}{\text{tension d'entrée à la fréquence incidente } F_i}$$

- le gain de conversion en tension :  $G_{cv}$

$$G_{cv} = \frac{\text{tension en sortie à la fréquence moyenne}}{\text{tension d'entrée à la fréquence } F_i}$$

- le gain de conversion en puissance :  $G_{cw}$

$$G_{cw} = \frac{\text{Puissance de sortie à fréquence moyenne}}{\text{Puissance d'entrée à fréquence } F_i}$$

### 2-3-3 Principe.

C'est l'étude du courant qui prend naissance dans un circuit non linéaire alimenté par une source fournissant la somme des deux signaux de fréquences différentes. C'est-à-dire que le dispositif étage mélangeur reçoit :

- une tension à la fréquence incidente  $F_1$  :  $V_1 = U_1 \cos \omega_1 t$ .

- une tension à la fréquence locale  $F_2$  :  $V_2 = U_2 \cos \omega_2 t$ .

Le principe consiste à mettre en évidence un courant à la fréquence intermédiaire  $F_2 - F_1 = F.I$ .

Ceci peut se réaliser en utilisant les caractéristiques d'un conducteur non linéaire.

### 2-3-4 Etude mathématique du changement de fréquence

Il s'agit donc, au départ, de faire une addition de 2 signaux d'amplitude et de fréquence différentes.

Soit  $V_1 = U_1 \cdot \cos \omega_1 t$  le signal incident et  $V_2 = U_2 \cdot \cos \omega_2 t$  le signal fourni par le synthétiseur. A l'entrée du dispositif mélangeur on a:

$$V = V_1 + V_2 = U_1 \cdot \cos \omega_1 t + U_2 \cdot \cos \omega_2 t.$$

En posant  $\omega_0 = \omega_2 - \omega_1$  on a :  $\omega_1 = \omega_2 - \omega_0$

$$\text{d'où } V = U_1 \cdot \cos(\omega_2 - \omega_0)t + U_2 \cdot \cos \omega_2 t.$$

En développant on obtient :  $V = (U_1 \cos \omega_0 t + U_2) \cos \omega_2 t + U_1 \sin \omega_0 t \sin \omega_2 t$

En remarquant que  $V$  est de la forme :  $a \cos \omega_2 t + b \sin \omega_2 t$ ,  
introduisons  $\varphi$  tel que :  $\text{tg } \varphi = \frac{b}{a} = \frac{U_1 \sin \omega_0 t}{U_2 + U_1 \cos \omega_0 t}$

$$\text{et } V = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \omega_0 t} \cdot \cos(\omega_2 t - \varphi).$$

Différents cas peuvent être envisagés, mais on retient ici le cas le plus intéressant pour le changement de fréquence en pratique : en supposant

$V_2 \gg V_1$  et  $\omega_2 \gg \omega_0$ ,  $\omega_1 \gg \omega_0$ ,  $\omega_2 \neq \omega_1$  l'expression de  $V$  se réduit à :  $V \approx (U_2 + U_1 \cos \omega_0 t) \cdot \cos(\omega_2 t - \varphi)$

Dans cette opération on a donc une modulation d'amplitude avec un taux de modulation égal à  $\frac{U_1}{U_2}$  et le signal fort  $U_2 \cos \omega_2 t$  sert d'auxiliaire tandis que le signal faible  $U_1 \cdot \cos \omega_1 t$  est transformé en un signal  $U_1 \cos \omega_0 t$ ; il y a bien un changement de fréquence ou transposition de fréquence.

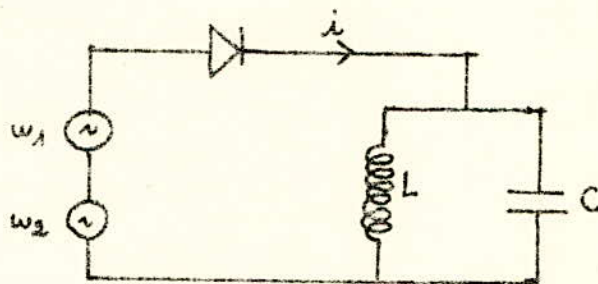
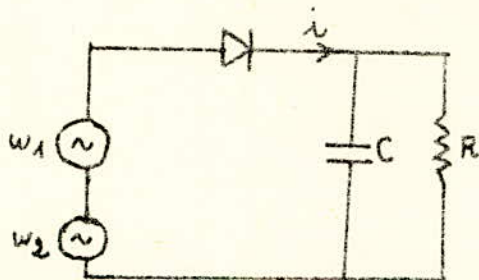
### 2-3-5 Etude des différents dispositifs mélangeurs

Le problème, rappelons-le, est de mettre en évidence ce changement de fréquence et de déterminer l'amplitude du signal mis en évidence. Deux cas peuvent être considérés : soit lorsque la caractéristique du conducteur non linéaire utilisé est assimilable à une parabole (faibles signaux), soit lorsqu'elle est assimilable à une droite (forts signaux).

On étudiera ici deux dispositifs de changement de fréquence.

#### a) - Dispositif à diode

On utilise l'un des schémas suivants :



Circuit oscillant  
accordé sur  $\omega_0$

L'expression du courant moyen reproduisant l'enveloppe de modulation est :

$$\bar{i} = \bar{i}(V_2) + I_0 \cdot \cos \omega_0 t \quad (1)$$

$\bar{i}(V_2)$  est le courant moyen lorsque  $V_2$  est appliquée seule. On cherche  $I_0$ .

D'après le paragraphe précédent on a :

$$U = V_1 + V_2 = (U_2 + U_1 \cos \omega_0 t) \cdot \cos(\omega_2 t - \varphi).$$

En posant  $\omega_2 t = \theta$  et en négligeant  $\varphi$  on peut écrire l'équation :

$$(U_2 + U_1 \cos \omega_0 t) \cos \theta - p i - R I_0 \cos \omega_0 t = 0.$$

$R$  étant la résistance du circuit oscillant au courant  $I_0 \cos \omega_0 t$  à la résonance ;  $p$  est la résistance de la diode.

- On en tire :  $i = \frac{(U_2 + U_1 \cos \omega_0 t) \cdot \cos \theta - R I_0 \cos \omega_0 t}{g}$

le demi-angle de passage étant  $\theta_0$ , on a :

$$\bar{i} = \frac{(U_2 + U_1 \cos \omega_0 t)}{2\pi g} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} -\cos \theta d\theta - \frac{R I_0 \cos \omega_0 t}{2\pi g} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} d\theta \quad (2)$$

⇒ Intégrons  $\bar{i} = \frac{U_2 + U_1 \cos \omega_0 t}{\pi g} \sin \theta_0 - \frac{R I_0 \cos \omega_0 t}{\pi g} \theta_0 \quad (3)$

Des expressions (1) et (3) on tire :

$$I_0 = \frac{(U_2 + U_1 \cos \omega_0 t) \sin \theta_0}{\cos \omega_0 t (\pi g + R \theta_0)} - \frac{\bar{i}(V_2) \pi g}{\cos \omega_0 t (\pi g + R \theta_0)}$$

La pente de conversion sera :

$$S_c = \frac{dI_n}{dV_1} = \frac{\sin \theta_0}{\pi g + R \theta_0}$$

Pour  $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$

⇒

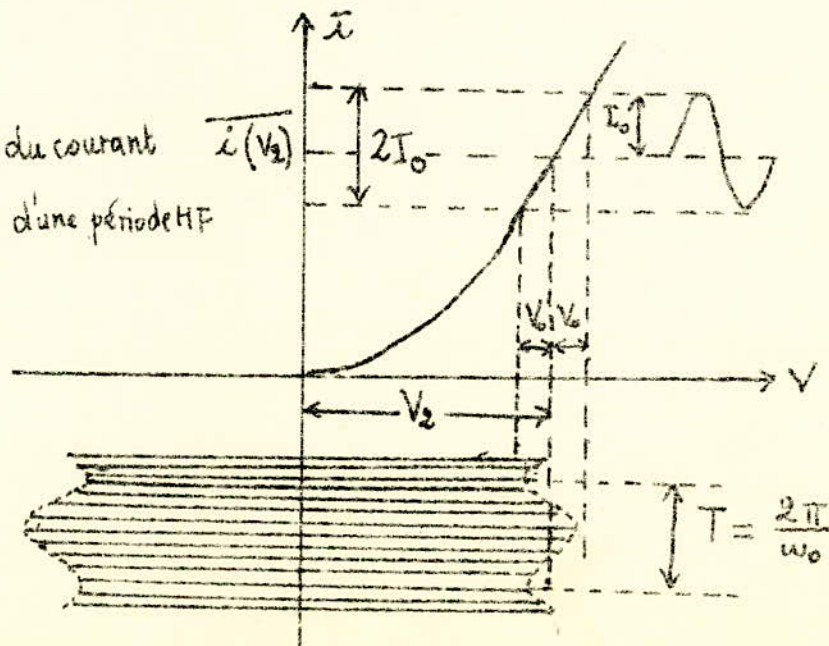
$$S_{c \max} = \frac{2}{\pi (R + 2g)}$$

Le gain de conversion en tension est :

$$G_V = S_c \cdot R = \frac{2R}{\pi (R + 2g)} \approx \frac{2}{\pi} \quad \text{si } R \gg 2g$$

variation du courant

$\bar{i}$  au cours d'une période HF



## b) - Dispositif mélangeur à transistors

### \*) - Etude qualitative

Il y a 2 actions superposées : une modification des paramètres  $y_{ij}$  du transistor par l'amplitude à fort niveau de l'oscillateur puis une nouvelle modification de ces paramètres par le mélange du signal incident et du signal issu de l'oscillateur local dans la jonction émetteur - base.

En pratique le signal HF incident ainsi que la tension de l'oscillateur local sont appliqués entre base et émetteur. Le signal à fréquence intermédiaire est recueilli en sortie sur le collecteur au moyen d'un circuit sélectif qui élimine les composantes de fréquences différentes de la FI.

Le point de fonctionnement du transistor est stabilisé, c'est-à-dire que le courant continu d'émetteur est maintenue à sa valeur  $I_{e0}$  donc indépendant de la tension d'oscillateur.  $I_{e0}$  est le courant de repos ou de polarisation.

On définit les pentes de conversion directe et inverse :

$$y_{21c} = g_{mc} = \left( \frac{i_2 \text{ MF}}{v_1 \text{ HF}} \right) v_2 \text{ MF} = 0$$

$$y_{12c} = \left( \frac{i_1 \text{ HF}}{v_2 \text{ MF}} \right) v_1 \text{ HF} = 0$$

Les autres paramètres du transistor sont :

$$y_{11} = \left( \frac{i_1 \text{ HF}}{v_1 \text{ HF}} \right) v_2 \text{ HF} = 0$$

et 
$$y_{22} = \left( \frac{i_2 \text{ MF}}{v_2 \text{ MF}} \right) v_1 \text{ MF} = 0$$

$(i_1, v_1)$  : signal issu de l'oscillateur local.

On voit que le signal de l'oscillateur local commande l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie du transistor mélangeur, car il est à fort niveau.

Par contre, le signal incident n'a pas d'influence sur les paramètres du transistor car il est d'un faible niveau.

Ainsi la présence de l'oscillateur local (ici le synthétiseur) modifie tous les paramètres du transistor à l'exception de  $r_{bb'}$  et  $C_{b'e}$ . Pour le signal incident tout se passe comme si la pente diminuait pour prendre  $S_c$  (la pente de conversion). Celle-ci se confond pratiquement avec la pente en régime linéaire de fonctionnement pour des tensions d'oscillateur, entre base réelle et émetteur, supérieures à 150 mV. Le gain de conversion est défini de la même façon qu'en fonctionnement linéaire :

$$G_p = \frac{|S_c|^2}{4} R_{MNF} R_{aMNF}$$

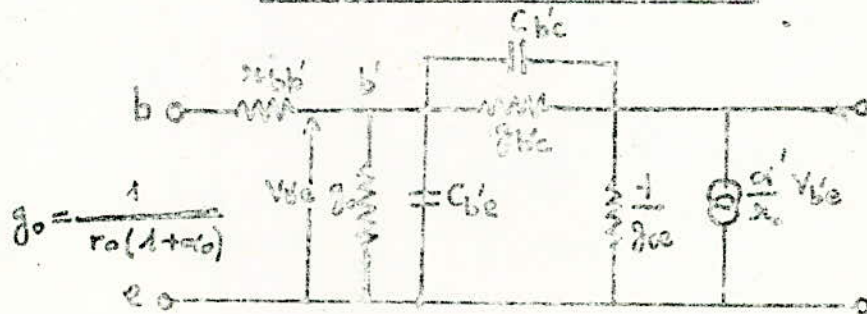


Schéma équivalent du transistor dans le montage émetteur commun.

Dans nos montages on peut utiliser un transistor en émetteur commun, en raison du gain important, qu'il permet d'obtenir. Mais à partir d'une certaine limite de fréquence, un tel montage perd son avantage au profit de celui en base commune.

On peut alors appliquer à ce montage les mêmes équations que pour celui en émetteur commun dans la mesure où on tient compte de :

$$Y_{11b} = Y_{11e} - Y_{21e} ; Y_{12b} = Y_{22e} - Y_{12e} ; Y_{21b} = -Y_{21e} ; Y_{22b} = Y_{22e}$$

\*)- Etude mathématique d'un dispositif mélangeur à transistors

Soit  $\omega_1$  la fréquence incidente et  $\omega_2$  la fréquence locale.

S étant la pente d'un transistor,  $\omega_2 - \omega_1 = \omega_0$  ; en sortie le courant  $i$  est de la forme :  $i = i_0 + S(V_2 + V_1 \cos \omega_0 t) \cos \omega_2 t$ .

Le courant moyen :

$$\bar{i} = \frac{S(V_2 + V_1 \cos \omega_0 t)}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} -\cos \theta d\theta + \frac{i_0}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} d\theta$$

On posera  $\theta = \omega_2 t$ .

$$\bar{i} = \frac{S}{\pi} (V_2 + V_1 \cos \omega_0 t) \sin \theta_0 + \frac{i_0}{\pi} \theta_0$$

Soit  $I_0$  le courant à fréquence intermédiaire

$$\bar{i} = \bar{i}(V_2) + I_0 \cos \omega_0 t \text{ d'où :}$$

$$I_0 \cos \omega_0 t = \frac{S}{\pi} (V_2 + V_1 \cos \omega_0 t) \sin \theta_0 + \frac{i_0}{\pi} \theta_0 - \bar{i}(V_2)$$

$$\text{d'où } I_0 = \frac{S}{\pi} \left( \frac{V_2 + V_1 \cos \omega_0 t}{-\cos(\omega_2 - \omega_1)t} \right) \sin \theta_0 + \frac{i_0 \theta_0}{\pi \cos \omega_0 t} = \frac{i(V_1)}{\cos \omega_0 t}$$

La pente de conversion  $S_c$  est définie comme suit :

$$S_c = \frac{dI_0}{dV_1} = \frac{S}{\pi} \sin \theta_0$$

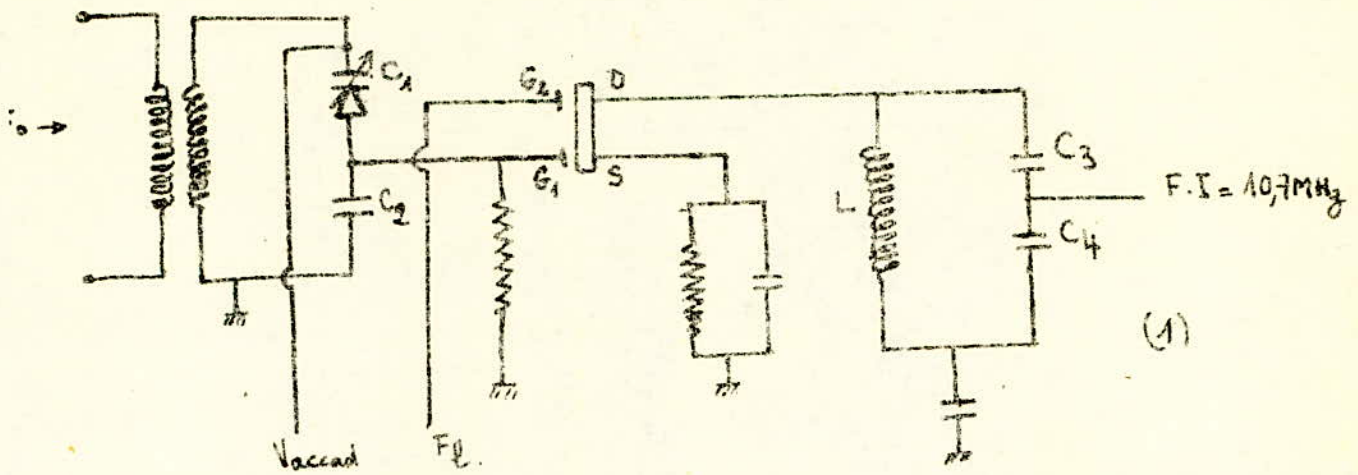
$S_c$  sera maximal pour  $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$  ce qui nous donne :

$$S_c = \frac{S}{\pi}$$

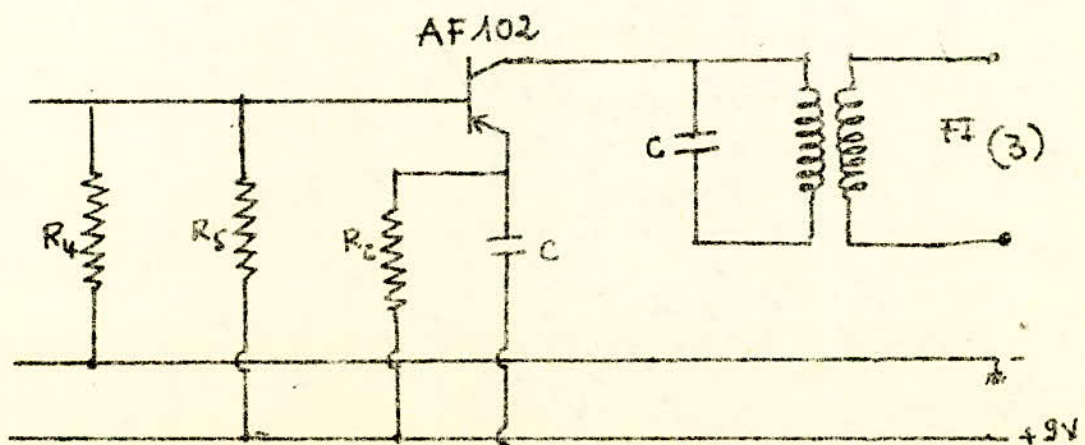
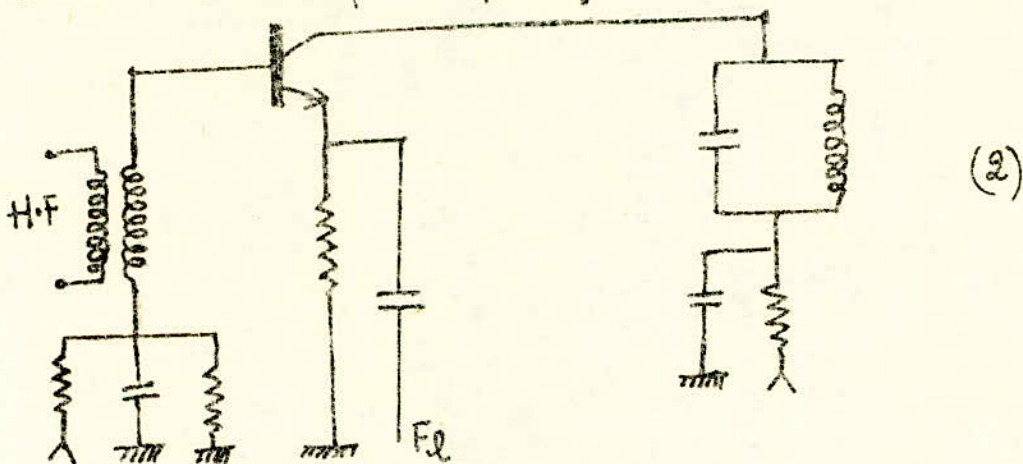
Il faut donc se placer à la naissance du courant,  $i_0 = 0$ .



2-3-6 Schémas des montages mélangeurs



Entrée et sortie sur pont capacitif ; avec un transistor FET bigrille.



oscillateur local.

Montage utilisé

### 2-3-7 Etude du montage adopté

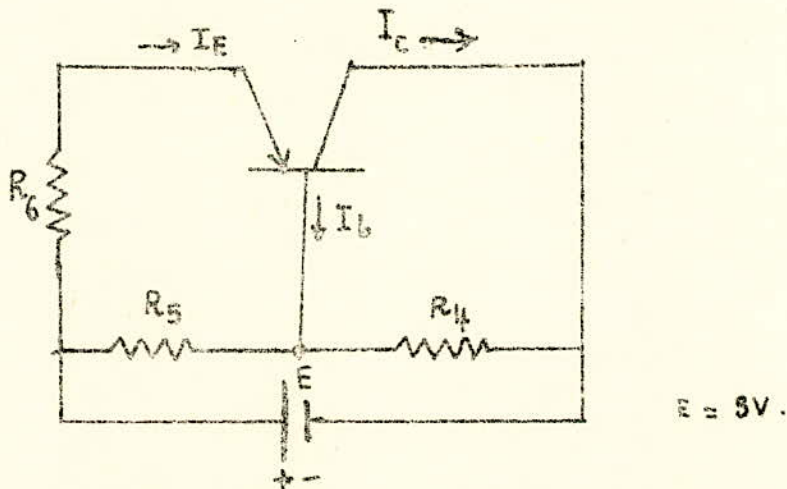
Le montage est en émetteur commun avec le signal incident injecté à l'émetteur, ce qui est très courant dans les étages mélangeurs à transistor. On utilise un AF102, ou AF125 transistors prévus pour VHF. La capacité  $C_8$  sert au découplage de l'émetteur en alternatif et empêche d'autre part le passage du courant continu vers l'oscillateur. La sortie se fait sur le collecteur par l'intermédiaire du circuit accordé ( $L_4, C_7$ ) sur 10,7 MHz.

#### Calcul de la polarisation du transistor

Le point de fonctionnement est pris ainsi :

$$V_{CB} = -2,7 \text{ V} ; \quad V_{CE} = -3 \text{ V} ; \quad I_E = 4,5 \text{ mA} ; \quad I_C = 4,4 \text{ mA} ;$$

$$I_B = 70 \mu\text{A} \quad \text{et} \quad \alpha = 0,98 \quad S = 3 \text{ mA/V} .$$



Les équations des différentes mailles nous donnent :

$$R_6 I_E = E + V_{CB} - V_{EB} \Rightarrow R_6 = \frac{E + V_{CB} - V_{EB}}{I_E} = 1,35 \text{ k}\Omega$$

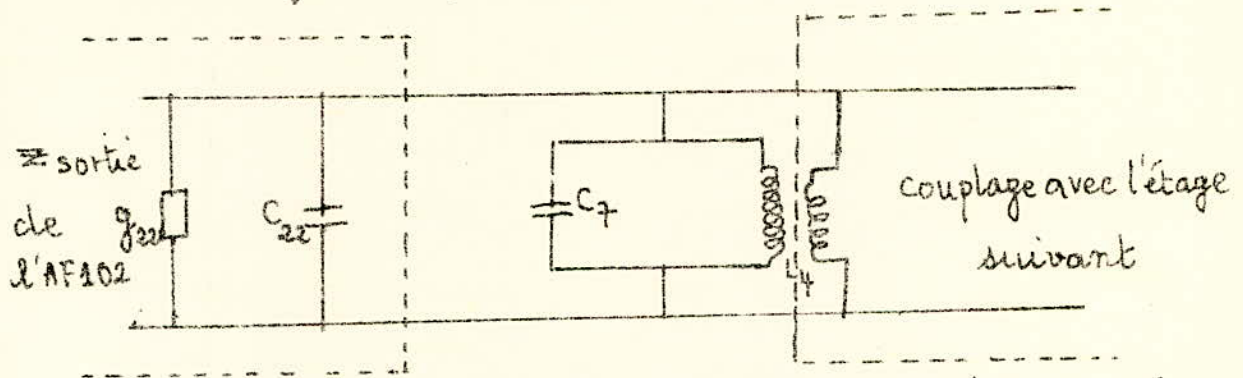
$$R = \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} = R_6 \frac{1 - \alpha}{\beta(1 - \alpha) - 1} = 2,6 \text{ k}\Omega .$$

$$I_B = -\frac{E}{R_5} - \frac{V_{CB}}{R} \quad \text{on en tire} \quad R_5 = R \frac{E}{-R I_B - V_{CB}} = 9 \text{ k}\Omega .$$

$$R_4 = \frac{R R_5}{R_5 - R} = 3,6 \text{ k}\Omega$$

### Calcul du circuit de sortie

ce calcul est fait en partant du schéma suivant :



Le circuit oscillant de sortie  $C_7 L_4$  doit être accordé sur la fréquence intermédiaire  $10,7 \text{ MHz}$  et doit laisser passer la bande de fréquences "basse fréquence" de la modulation, sans atténuation.

Il devra donc avoir sa bande passante égale à environ  $20 \text{ kHz}$  et la résonance à la fréquence  $10,7 \text{ MHz}$ .

On peut déterminer le coefficient de surtension du circuit :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10,7 \cdot 10^6}{20 \cdot 10^3} = 5,35 \cdot 10^2 = 535$$

De plus

$$Q = \frac{C \omega_0}{g} \quad \text{avec } C = C_{22} + C_7$$

$$\text{et } g = g_0 + g_{22} \approx g_{22} = 0,35 \text{ mA/V}$$

Connaissant  $g_{22}$  on détermine  $C = \frac{Q g}{\omega_0} = 2,78 \text{ nanofarad}$ .

Le calcul de la self  $L$  s'obtient à l'aide de la relation suivante

$$\boxed{L C \omega_0^2 = 1}$$

$$\text{Connaissant } C \text{ et } \omega_0 \Rightarrow L = \frac{1}{C \omega_0^2} = \frac{1}{(2,78) \cdot 10^{-9} 4\pi^2 (10,7) \cdot 10^6} = 0,08 \mu\text{H}$$

## Chapitre 3. L'amplificateur F.I

### et le Filtre F.I

#### 3-1 Généralités

Hormis le gain évident qu'apporte un tel amplificateur, son rôle principal (grâce à un bon emploi de circuits accordés) est de renforcer la sélectivité globale du récepteur.

Il permet aussi de réguler le gain, c'est-à-dire parer à tout dépassement du seuil des signaux à l'entrée (CAG).

On peut par exemple faire un essai théorique dans notre cas (gamme VHF) d'un montage à pont capacitif.

Cependant, on sait que plus la F.I est grande, moins la sélectivité est bonne. L'on préfère donc placer un filtre à quartz en tête de cet étage ampli F.I pour assurer la sélectivité.

Plus la F.I est grande, meilleure est la protection contre la fréquence image.

#### 3-2 Schéma du montage à pont capacitif et étude

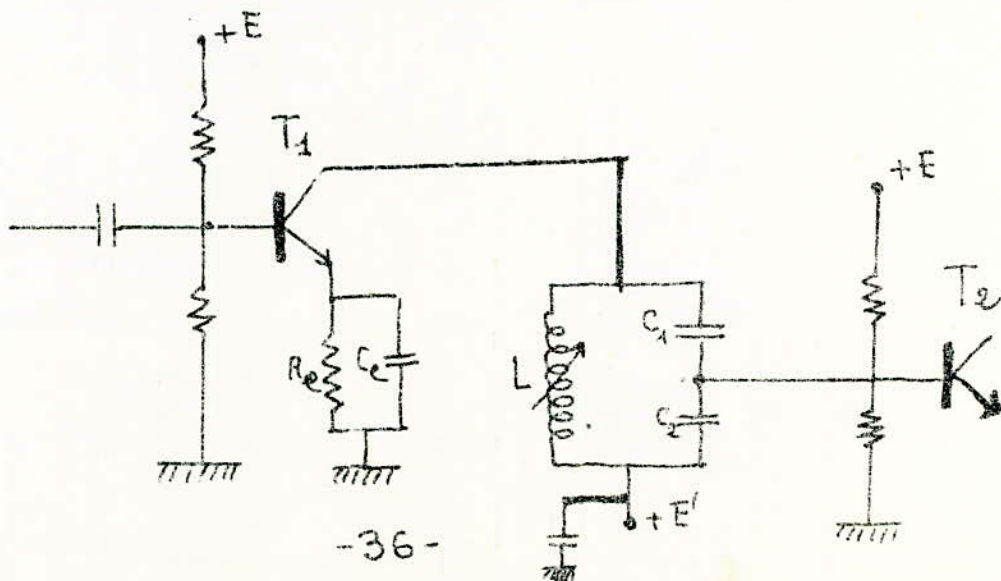
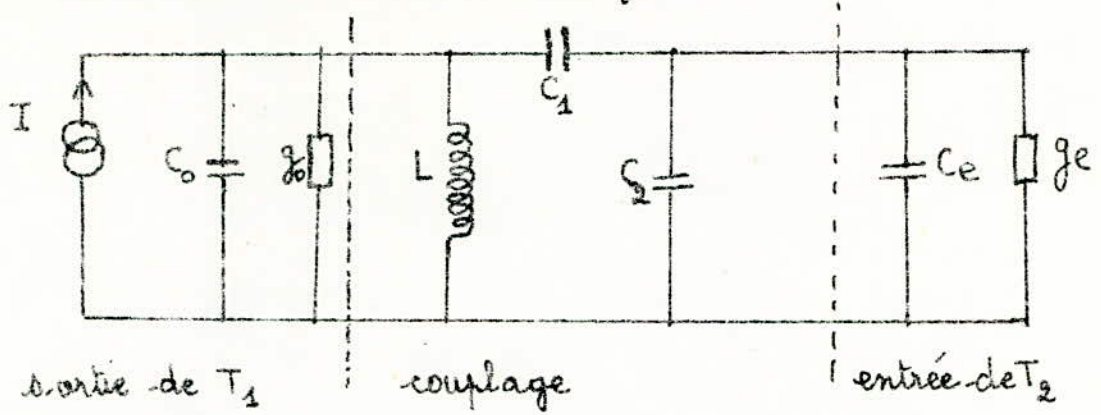


schéma équivalent en alternatif



Les éléments  $C_0$  et  $g_0$ ,  $C_e$  et  $g_e$  sont choisis d'après les caractéristiques des transistors. Déterminons  $L, C_1, C_2$  à la fréquence de travail.

On supposant  $C_e + C_2 \approx C_2$ .

L'adaptation sera réalisée lorsque :

$$-g_0 = jC_0\omega - \frac{j}{L\omega} + \frac{(g_e + jC_2\omega) \cdot jC_1\omega}{g_e + j(C_1 + C_2)\omega}$$

Le dernier membre, après transformation, devient :

$$\frac{g_e C_1^2 \omega^2}{g_e^2 + (C_1 + C_2)^2 \omega^2} + j \frac{g_e^2 C_1 \omega}{g_e^2 + (C_1 + C_2)^2 \omega^2} + \frac{j C_1 C_2 \omega^3 (C_1 + C_2)}{g_e^2 + (C_1 + C_2)^2 \omega^2} \quad (1)$$

On négligeant  $g_e^2$  :  $g_e^2 \ll (C_1 + C_2)^2 \omega^2$  - on aura :

$$\frac{g_e}{\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2} + j \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \omega ; \quad \text{le second terme de (1) est presque}$$

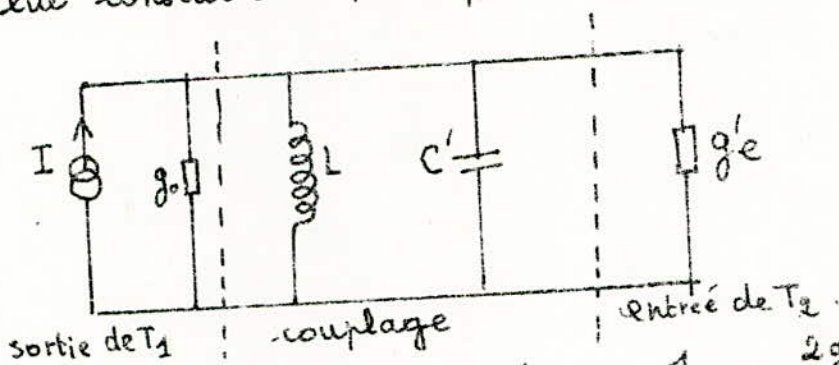
nul - car  $g_e^2 \approx 0$ .

La condition d'adaptation devient :

$$-g_0 = \frac{g_e}{\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2} + j \left[ \left( C_0 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \omega - \frac{1}{L\omega} \right]$$

Cette équation, condition d'adaptation, montre que le second membre est l'équivalent d'une conductance :  $g_e' = \frac{g_e}{(1 + \frac{C_2}{C_1})^2}$  placée en parallèle avec un circuit oscillant de self  $L$  et de capacité  $C' = C_0 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ .

De cette considération, on peut tirer le schéma simplifié :



L'accord est réalisé pour  $C' \omega_0 = \frac{1}{L \omega_0} = \frac{2g_0 \cdot g_0 g_c}{g_0 - g_c}$  (2)

L'adaptation nous donne :

$$g_0 = \frac{g_e}{(1 + \frac{C_2}{C_1})^2} \Rightarrow \boxed{(1 + \frac{C_2}{C_1}) = \sqrt{\frac{g_e}{g_0}}} \quad (3)$$

Or  $C' = C_0 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = C_0 + \frac{C_2}{1 + \frac{C_2}{C_1}} = C_0 + \frac{C_2}{\sqrt{\frac{g_e}{g_0}}}$

$L$  et  $C'$  sont tirés de (2) ; d'où  $C_2$  et  $C_1$  grâce à (3).

Application  $|S| = 30 \text{ mA/V}$  ;  $g_e = 1,5 \cdot 10^{-3}$  ;  $g_0 = 8 \cdot 10^{-6}$ .

$C_e = 0,7 \text{ pF}$      $C_0 = 1 \text{ pF}$      $g_c = 20$      $g_0 = 200$

$L = 40 \mu\text{H}$  ;  $C' \approx 6 \text{ pF}$  ;  $C_1 \approx 5 \text{ pF}$  ;  $C_2 = 135 \text{ pF}$ .

Le montage à pont capacitif (étude précédente) est assez complexe d'un point de vue pratique. Il nécessite de plus un transistor BF 139 ce qui n'est pas en notre possession. On fonction des transistors existant, par exemple l'AF 139,

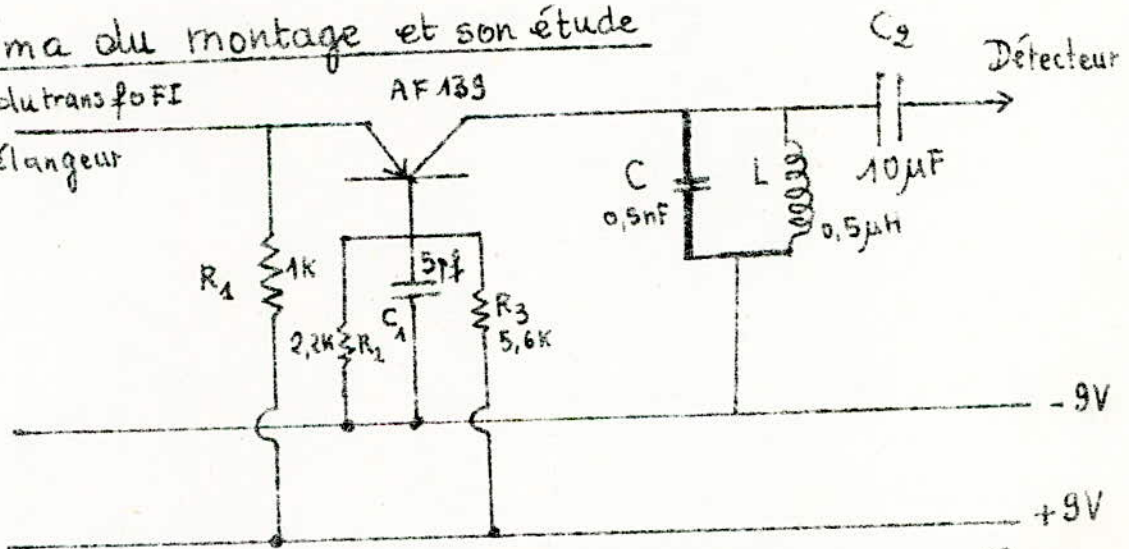
qui sera monté en base commune pour les mêmes raisons déjà citées lors de l'étude de l'amplificateur HF.

La polarisation ayant été calculée pour un certain point de fonctionnement convenable, on reprendra donc les mêmes valeurs des résistances de polarisation.

On insérera un circuit parallèle LC accordé sur la fréquence intermédiaire qui vaut 10,7 MHz au collecteur de ce transistor, or que le transformateur FI n'est pas à notre disposition.

### 3-3 Schéma du montage et son étude

Sortie du transfo FI  
du mélangeur



Cet ampli FI sert à amplifier le signal afin d'obtenir une meilleure détection ;  $G_p = G_o \cdot G_i$

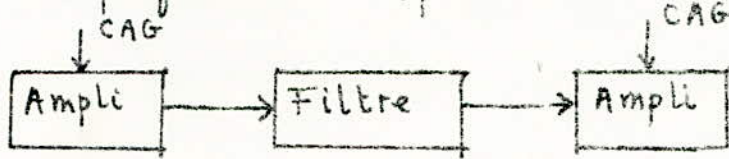
Le circuit LC sera accordé sur 10,7 MHz :  $LC\omega^2 = 1$

Fixons  $L = 0,5 \mu H = 5 \cdot 10^{-7} H$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-7} \cdot 4 \pi^2 \cdot 10^{14}} = 0,5 \text{ nanofarad}$$

### 3-4 Etude - du filtre FI

Cette partie de l'étage moyenne fréquence sera placée entre 2 amplificateurs FI pour assurer une meilleure sélectivité.



Le filtre doit avoir une bande passante inférieure à 50 KHz centrée autour d'une fréquence de 10,7 MHz.

On ne peut utiliser un filtre céramique, utilisé fréquemment en FM, car possédant une bande passante supérieure à 200 KHz.

Seul un filtre à quartz peut convenir dans cette étude.

On peut retenir un filtre présentant des caractéristiques intéressantes. Par exemple le XF 107 C dont :

- la fréquence centrale est :  $10,7 \text{ MHz} \pm 300 \text{ Hz}$
- la largeur de bande est :  $\pm 15 \text{ KHz}$ .
- l'atténuation hors bande est supérieure à 90 db à  $\pm 500 \text{ KHz}$ .
- la tension d'entrée maximum : 4,5 V<sub>eff</sub>.
- l'impédance de raccordement : 2 k $\Omega$ .
- l'ondulation résiduelle est inférieure.

Il faut signaler que ce circuit est inexistant ; de ce fait, on peut constater qu'on ne peut pas concevoir un filtre (avec ces caractéristiques) à l'aide de composants discrets.



## Chapitre 4

## La basse fréquence

### 4-1 La détection

#### 4-1-1 Généralités

A cause de leurs fréquences élevées, les ondes radioélectriques ne peuvent pas actionner les appareils d'utilisation.

Une onde haute fréquence sert seulement à véhiculer l'information transmise ; on l'appelle porteuse.

Le but de la détection est d'obtenir le signal utile "porté" par le signal haute fréquence. Cette information se traduit par un courant ou une tension dont les variations reproduisent aussi fidèlement que possible celles de la tension ayant modulé l'onde haute fréquence.

Le problème est d'extraire la modulation de l'onde modulée reçue : cette opération porte le nom de détection.

Le courant à détecter doit être modulé par une basse fréquence à laquelle les appareils d'utilisation sont sensibles ; un détecteur fournit le courant de cette basse fréquence.

L'onde porteuse peut être modulée soit en amplitude, soit en fréquence. Par conséquent on a deux types de détecteurs. Dans le premier cas il s'agit d'un détecteur d'enveloppe ; dans le second cas on utilise un discriminateur.

#### 4-1-2 Détecteur d'enveloppe

a)- Principe - La détection d'enveloppe consiste à obtenir un signal proportionnel ou égal à la variation d'amplitude du signal.

haute fréquence. Tout conducteur non linéaire (dont le courant qui le traverse n'est pas proportionnel à la tension à ses bornes) peut effectuer une détection.

L'expression générale d'un signal haute fréquence de pulsation  $\omega$  modulé en amplitude par un signal  $S_0 \cos \omega t$  de pulsation  $\omega$  est :

$$e = E_0 \left[ 1 + \frac{S_0}{S} \cos \omega t \right] \cos \omega t = E_0 \underbrace{\left[ 1 + m \cos \omega t \right]}_{\text{signal modulant}} \cos \omega t$$

$S_0 \cos \omega t$  : signal modulant.

$$m = \frac{S_0}{E_0} = \text{taux de modulation} < 1.$$

Il faut mettre en évidence, grâce à la détection, une tension variant entre  $E_0(1-m)$  et  $E_0(1+m)$ .

En attaquant un circuit non linéaire par une tension sinusoïdale de la forme  $V \cos \omega t$ , le courant obtenu à la sortie n'est pas sinusoïdal mais périodique, de même période que la tension d'entrée et décomposable en séries de Fourier. Il comprend trois composantes : une composante continue, une composante BF et une composante HF.

Le système non linéaire le plus utilisé est la diode à cause de sa caractéristique courant/tension. On peut aussi utiliser le transistor en saturation ou au blocage pour la même raison que la diode mais celui-ci bénéficie d'un gain en courant.

Pour les très hautes fréquences (VHF, UHF), on utilise les diodes à pointe à cause de leur capacité parasite qui est très faible car toute diode a une capacité parasite qui shunte la résistance inverse en HF. L'impédance d'utilisation sera formée d'une

capacité et d'une résistance qui doivent être judicieusement choisis: une capacité qui court-circuitera la composante HF et une résistance en parallèle aux bornes de laquelle se développera la tension détectée. Le choix de R et C sera traité plus loin.

#### 4-1-2 b) Etude mathématique de la détection d'enveloppe

La caractéristique statique d'une diode polarisée en direct  $I_d = f(v)$  présente deux parties distinctes:

- une partie parabolique qui sera considérée lorsque ce sont des signaux faibles qu'on applique à la diode.
- une partie rectiligne qui sera considérée lorsqu'il s'agit de signaux forts.

L'expression de  $I_d$  en fonction de  $v$  est:

$$I_d = I_s \left[ e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right] \quad (1)$$



#### \* Détection quadratique

Les signaux de faible amplitude sont ceux pour lesquels l'amplitude de la tension dans la diode ne dépasse pas le coude de la caractéristique de la diode. Dans ce cas, la tension détectée sera faible et accusera une forte distorsion. C'est l'un des inconvénients de ce « type de détection » qui n'est pas fréquemment utilisé. On se contentera de rappeler les différentes relations concernant cette partie.

L'expression (1) devient dans ce cas :

$$i = -av + bv^2 \quad \text{avec } a, b \text{ constantes.}$$

Le courant détecté  $I_0$  est la valeur moyenne de  $i$  pendant une

période 
$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i d(\omega t)$$

et 
$$v = V \cos \omega t + E_0.$$

$$\Rightarrow I_0 = aE_0 + bE_0^2 + \frac{b}{2} E^2.$$

cette dernière expression montre qu'il existe une relation du 2<sup>e</sup> degré entre  $I_0$  ou  $E_0$  et  $E \Rightarrow$  le nom de détection quadratique.

On peut écrire : 
$$I_0 \approx \frac{bE^2}{2(1+aR)}$$

$R$  étant la résistance de détection.

$$E_0 = RI_0 = \frac{RbE^2}{2(1+aR)}$$

$$E_0 \rightarrow \frac{bE^2}{2a} \quad \text{quand } R \text{ augmente.}$$

$$E_0 \text{ est proportionnel à } E_0^2 \left( 1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\omega t \right).$$

On remarque bien l'apparition d'une composante parasite de pulsation  $2\omega$  et d'amplitude  $\frac{E^2 m^2}{2}$  non négligeable devant la composante de pulsation  $\omega \Rightarrow$  la distorsion sera d'autant plus importante que  $m$  est élevé.

### \* Détection de ports signaux : détection linéaire

On utilise le même montage que précédemment : on suppose  $C$  grand et  $\tau$  inverse de la diode  $\gg R$  pour que  $C$  se décharge dans  $R$ . Au début la diode n'est pas polarisée, les impulsions successives du courant pendant les alternances positives chargent le condensateur jusqu'à la valeur de régime permanent

On a  $v = E \cos \omega t = E \cos \theta$

On définit  $\theta_0$  angle d'ouverture de la diode :

$$0 = E \cos \theta_0 - V_{de} \Rightarrow V_{de} = E \cos \theta_0$$

$\cos \theta_0 = \text{cte} \Rightarrow$  détection linéaire.

Aux bornes de la diode on a :  $v = E [\cos \theta - \cos \theta_0]$ .

Le courant  $i$  dans la diode est :  $i = \frac{v}{R} = \frac{E}{R} [\cos \theta - \cos \theta_0]$ .

Le courant  $I_0$  détecté est la valeur moyenne de  $i$  :

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} i \, d\theta = \frac{E}{2\pi R} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} (\cos \theta - \cos \theta_0) \, d\theta = \frac{E}{\pi R} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0)$$

On a :  $RI_0 = E \cos \theta_0$ .

En éliminant  $I_0$  entre ces deux dernières expressions, on aura :

$$\text{tg } \theta_0 - \theta_0 = \frac{\pi R}{E}$$

Comme  $v = E (1 + m \cos \omega t) \cos \omega t$

$$V_d = \frac{RE}{\pi} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) + m \frac{RE}{\pi} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) \cos \omega t$$

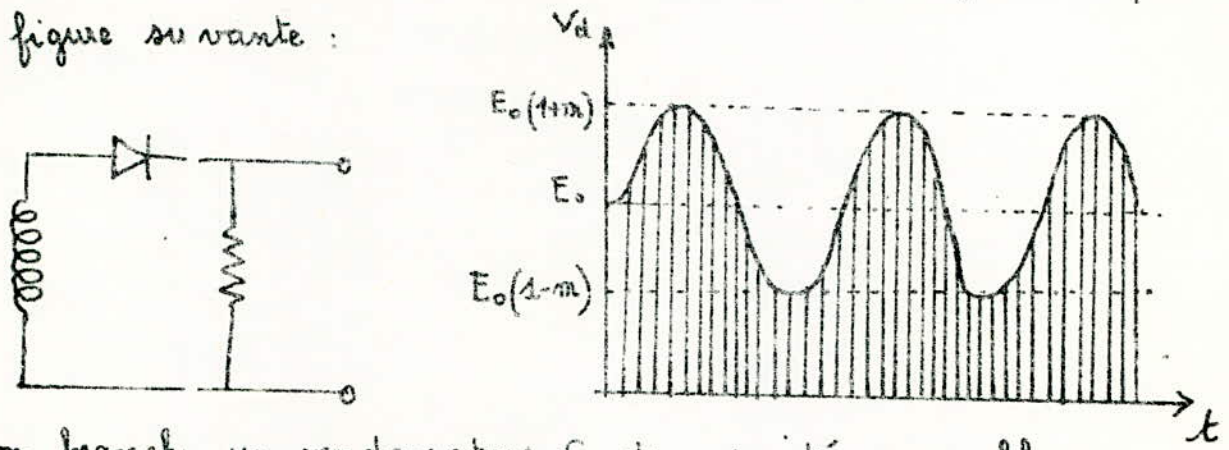
$$V_d = E_0 + m E_0 \cos \omega t$$

Cette expression montre que la tension détectée comprend :

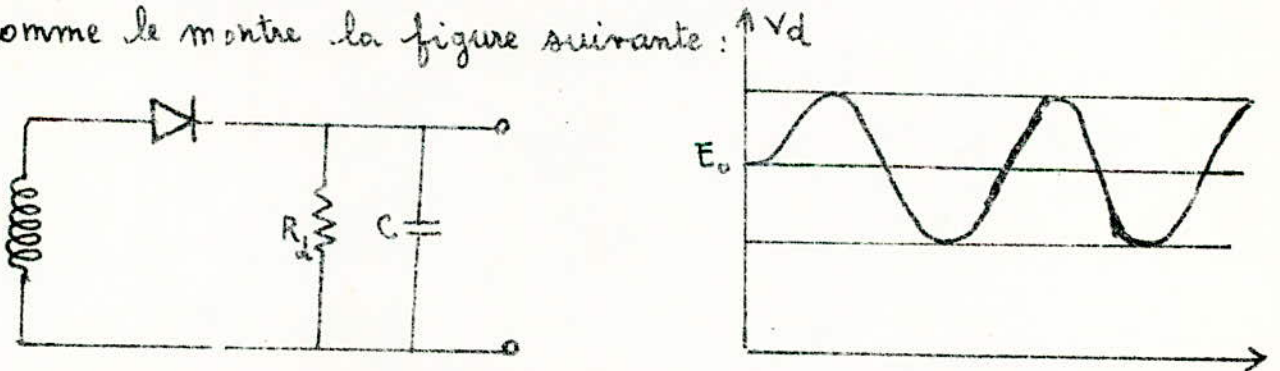
- une tension continue  $E_0$  qui ne varie pas tant que  $E$  reste constant ( par conséquent, cette tension peut servir de tension CAG )
- une tension BF :  $m E_0 \cos \omega t$  facilement séparable de  $E_0$ . Elle reproduit les variations de la modulation.
- une tension détectée proportionnelle à  $E \Rightarrow$  détection linéaire.

4-1-2 c) - Réalisation d'un détecteur

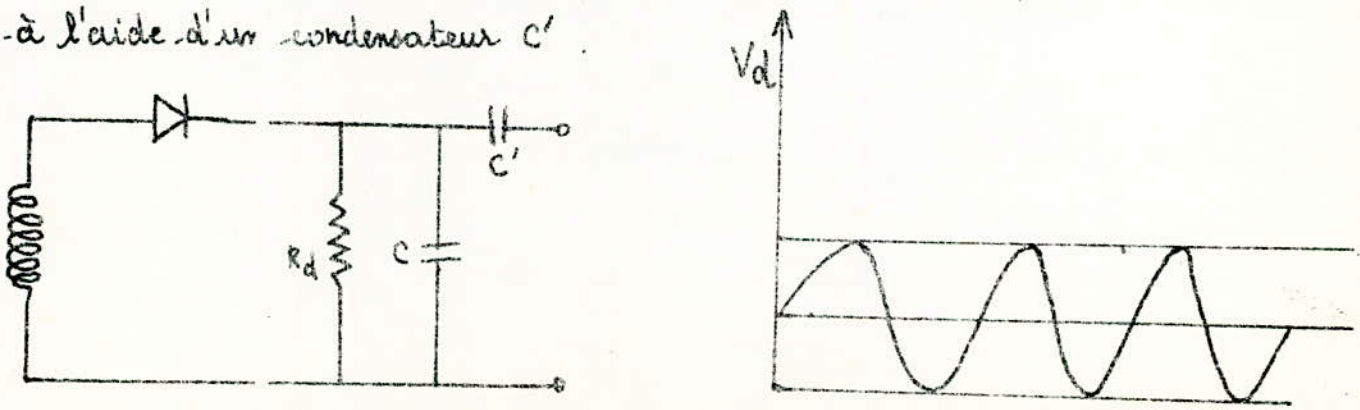
Lorsqu'on applique à un détecteur un signal HF modulé en amplitude un courant, on court la résistance  $R_d$  : appelée résistance du détecteur ;  $I_d$  varie comme la tension détectée  $V_d$  représentée par la figure suivante :



Si on branch un condensateur  $C$  de capacité convenable en parallèle avec  $R_d$ , la composante HF est pratiquement court-circuitée comme le montre la figure suivante :



Pour obtenir uniquement le signal BF on bloque la composante continue à l'aide d'un condensateur  $C'$ .



Donc, il est nécessaire de faire un choix convenable de  $R_d$ ,  $C$  et  $C'$  pour avoir le signal modulant.

### Choix des éléments R et C

Ce choix peut se faire de deux manières différentes : soit en considérant les impédances, soit en considérant les constantes de temps.

Du point de vue des impédances, on a :

$$e = E(1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t.$$

A la sortie de la diode on a 3 composantes : BF, HF, continue.

Il faut que la capacité  $C$  présente une très faible impédance pour la HF. Il doit constituer une dérivation pour tout le spectre HF, c'est la condition HF :

$$\frac{1}{C\Omega} < R$$

La capacité  $C$  doit avoir une très grande impédance en BF, plus exactement pour la fréquence la plus élevée de la modulation ;

c'est ce qu'on appelle la condition BF :

$$\frac{1}{C\omega} > R$$

Les deux conditions donnent :

$$\boxed{\frac{1}{C\Omega} < R < \frac{1}{C\omega}}$$

Du point de vue des constantes de temps, on a :

$$\frac{1}{2\pi f_{HF}} < RC < \frac{1}{2\pi f_{BF}}$$

$$\frac{T_{HF}}{6} < RC < \frac{T_{BF}}{6}$$

Dans notre cas, on veut avoir une tension BF aux bornes de  $R$  en parallèle avec  $C$  ; il faut donc tenir compte de la condition BF.

L'examen en régime transitoire apporte alors des précisions à cette condition. Après un long calcul, on aboutit à :

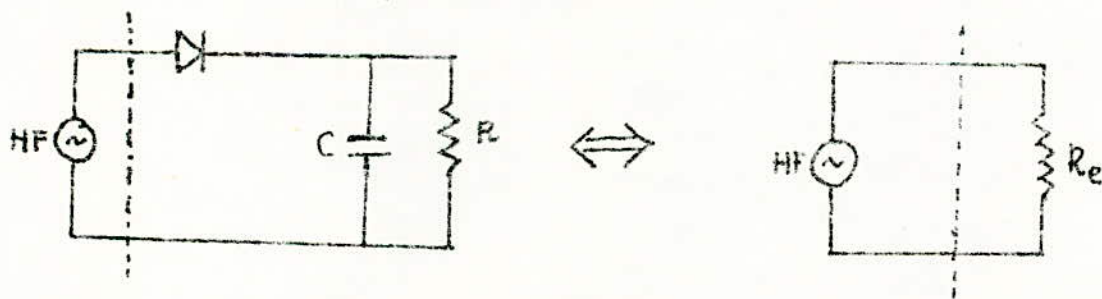
$$RC = \frac{0,13}{f_{BF}}$$

$f_{BF}$  étant la fréquence maximum du spectre BF. On montre aussi que le taux de modulation influence sur le choix de R et C.

$$\text{On a : } 1 > m\sqrt{1+(RC\omega)^2} \Leftrightarrow$$

$$\begin{cases} m \leq \frac{1}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}} \\ RC \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m\omega} \end{cases}$$

Le détecteur représente (diode et dipôle R//C) pour la source HF une résistance apparente du système détecteur qui vient amortir le circuit oscillant du dernier étage amplificateur FI - donc il faut en tenir compte pour la réalisation de ce dernier.



la puissance fournie par la source HF à la charge  $R_e$  est :  $W_s = \frac{E^2}{2R_e}$

$$\text{Or } W_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} E \cdot \cos\theta \cdot i \, d\theta \quad \text{et } i = \frac{E}{\rho} (-\cos\theta - \cos\theta_0)$$

$$\Rightarrow W_s = \frac{E^2}{2\pi\rho} (\theta_0 - \sin\theta_0 \cdot \cos\theta_0) = \frac{E^2}{2R_e}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{R_e} = \frac{1}{\pi\rho} (\theta_0 - \sin\theta_0 \cdot \cos\theta_0) ;$$



Comme  $\frac{\pi P}{R} = b g \theta_0 - \theta_0$  il en découle :

$$R_e = \frac{R}{\cos \theta_0} \cdot \frac{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}$$

le développement limité de  $\sin \theta_0$  est :

$$\sin \theta_0 = \theta_0 - \frac{\theta_0^3}{6}$$

et celui de  $\cos \theta_0 = 1 - \left(\frac{\theta_0^2}{2}\right)$

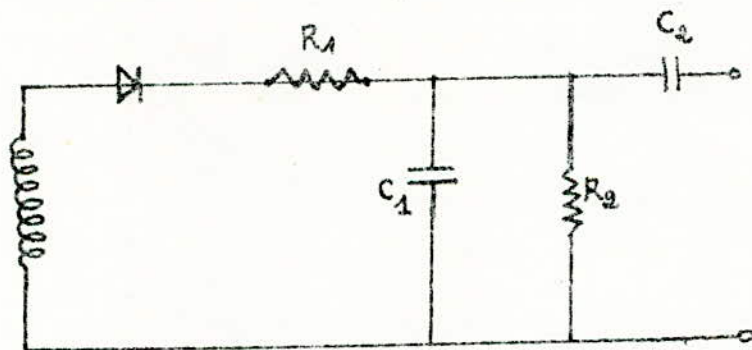
D'où  $R_e = \frac{R}{2 \cos \theta_0}$

$\cos \theta_0 = \eta$  est le rendement de la détection.

$$R_e \approx \frac{R}{2}$$

#### 4-1-2 d) - Montage utilisé

La puissance dissipée par le système détecteur est plus faible dans le cas d'une détection de grands signaux. On utilise un simple détecteur.



$C_2$  bloque la composante continue. Les éléments résistances et capacités satisfont à la relation :  $T_{HF} < RC_d < T_{BF}$

On a pris :  $10 T_{HF} = RC_d = \frac{T_{BF}}{10}$

Dans les récepteurs de trafic qui exigent bien plus de sensibilité que de fidélité, le rapport  $\frac{1}{10}$  est considéré comme une perfection

### 4-1-3 Détection de la modulation de fréquence

Une onde modulée en fréquence se présente sous la forme :

$$i(t) = I_0 \cos \left[ -\Omega t + \varphi + \frac{\Delta \Omega}{\omega} \sin \omega t \right]$$

avec  $\Omega$  porteuse HF ;  $\omega$  fréquence de modulation BF ;  $\frac{\Delta \Omega}{\omega}$  : l'indice de modulation.

En général, la détection d'une onde modulée en fréquence se fait en deux étapes : d'abord convertir les variations de fréquences en variation d'amplitude puis faire une simple détection d'enveloppe.

Le système qui assure la détection FM est appelé discriminateur.

On distingue plusieurs types de discriminateurs :

- 1 - discriminateur à un seul circuit résonnant.
- 2 - discriminateur à circuits résonnants décalés (TRAVIS).
- 3 - discriminateur à variation de phase (FOSTER et SEELEY).
- 4 - discriminateur de rapport.
- 5 - discriminateur à comptage.
- 6 - discriminateur à comptage de phase à coïncidence.
- 7 - système dit à boucle de verrouillage de phase (PLL).

Ces 3 derniers sont très utilisés actuellement. Pour notre étude et la réalisation nous avons utilisé la PLL. On se limitera donc à développer la PLL.

#### Définition de la PLL

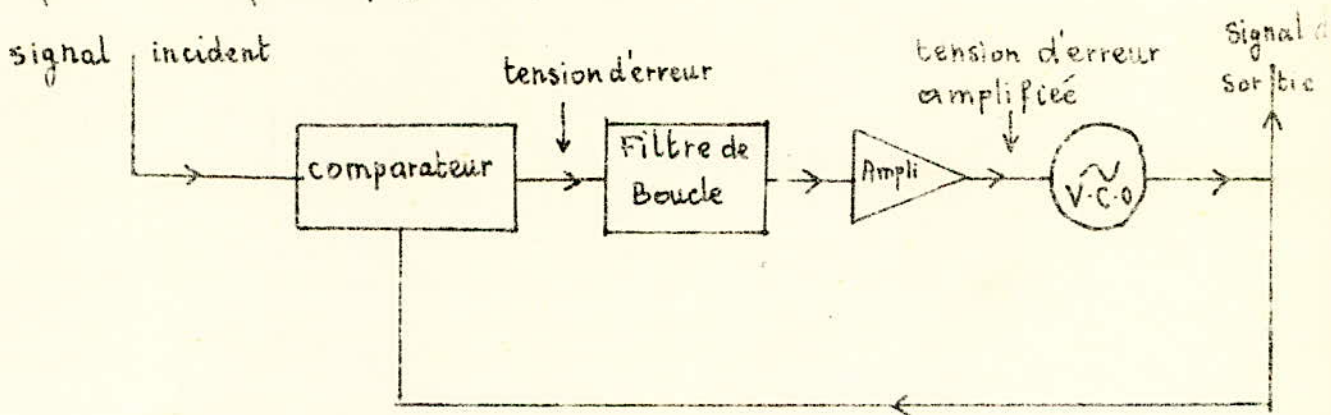
On l'appelle boucle à verrouillage de phase (en anglais PHASE LOCKED LOOP).

C'est un système d'asservissement dans lequel la grandeur asservie est la phase d'un signal alternatif.

Historique Inventé et utilisé par DE BELLESEIZE en 1932, son développement était limité avant l'apparition de la technologie des circuits intégrés. Ce n'est qu'avec leur avènement que la PLL a pu être utilisée dans de nombreuses applications.

### Etude des différents éléments constituant une PLL

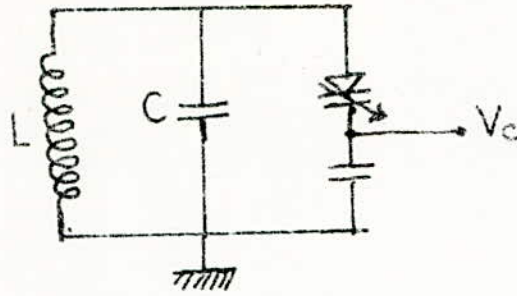
Comme le montre son schéma synoptique, une boucle à verrouillage de phase comporte 4 éléments essentiels :



#### a) - V.C.O. : Voltage Control oscillator

C'est un oscillateur dont la fréquence varie sous l'influence d'un signal de commande (une tension). Dans le cas d'une PLL réalisée avec des composants discrets, on a par exemple, le schéma suivant d'un V.C.O. dont la fréquence est déterminée par la self  $L$  et  $C_{tot}$ .

La tension de commande est la tension de polarisation de la diode varicap.



b) Comparateur - ou détecteur d'erreur de phase ou encore discriminateur de phase.

Il reçoit sur l'une de ses entrées le signal produit par le V.C.O et sur l'autre entrée le signal incident. Il est destiné à élaborer un signal fonction de l'écart angulaire entre les vecteurs représentatifs de deux tensions alternatives.

c) Filtre de boucle

Son rôle essentiel est d'éliminer la grande partie du bruit qui accompagne le signal d'entrée. Il ne laisse passer que la tension de l'écart des phases (tension d'erreur) et élimine toutes les autres composantes.

d) l'amplificateur

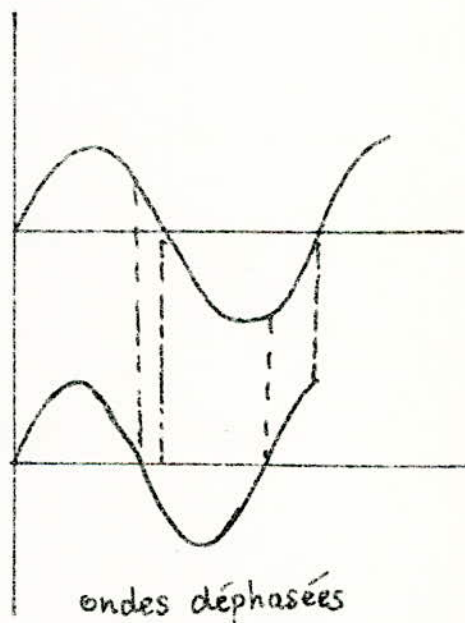
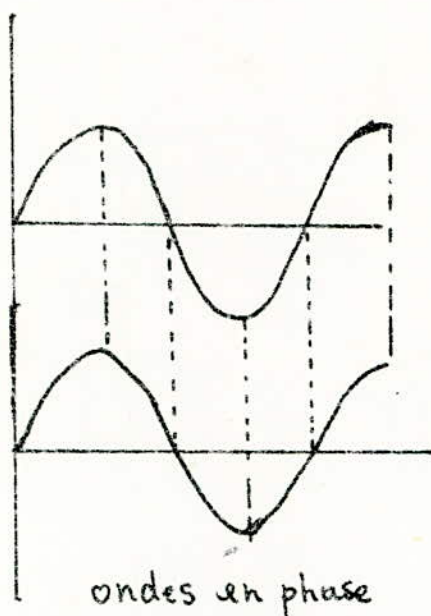
Il permet d'amener le gain de la boucle d'asservissement à la valeur nécessaire et il constitue aussi un étage séparateur entre l'entrée de commande de fréquence du V.C.O et la sortie du filtre de boucle de manière à éviter de charger ce dernier.

## Principe et fonctionnement

La PLL n'est pas utilisée seulement comme détecteur FM. On s'en sert beaucoup comme filtre suiveur et détecteur AM sélective. On s'en est servi, d'ailleurs, pour la partie synthétiseur de fréquence.

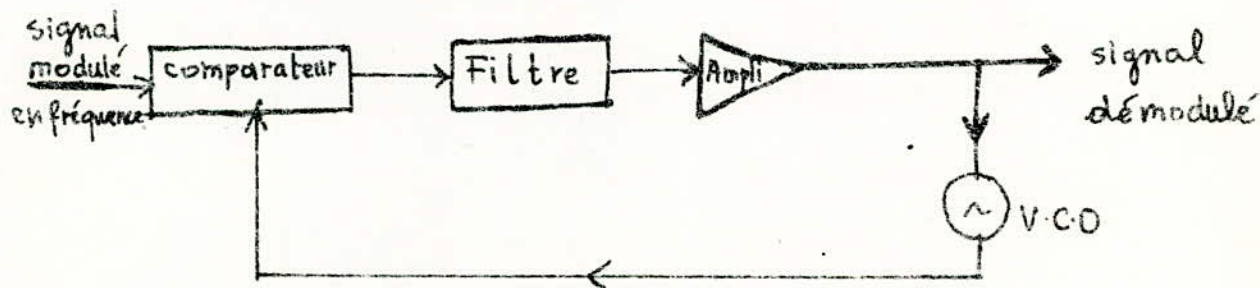
### a) Principe

Il compare la phase de l'onde incidente à celle d'une onde fournie par un oscillateur local à fréquence commandée par une tension V.C.O.



### b) Fonctionnement

Schéma synoptique d'une PLL utilisée comme détecteur FM



En l'absence du signal d'entrée, la tension d'entrée est nulle et le V.C.O oscille librement sur sa fréquence propre. Dès qu'une onde incidente apparaît, sa phase est comparée à celle du V.C.O et en fonction de l'écart des phases, une tension de correction lui est appliquée de façon qu'elle contraigne la fréquence du V.C.O (la fréquence locale) à s'aligner sur la fréquence incidente.

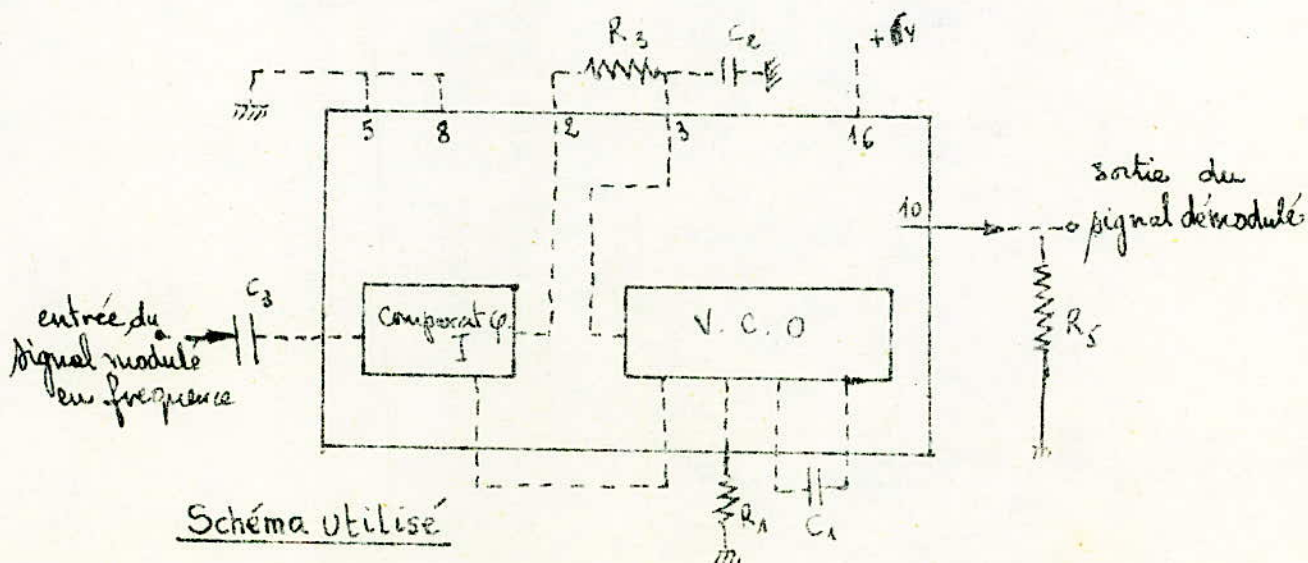
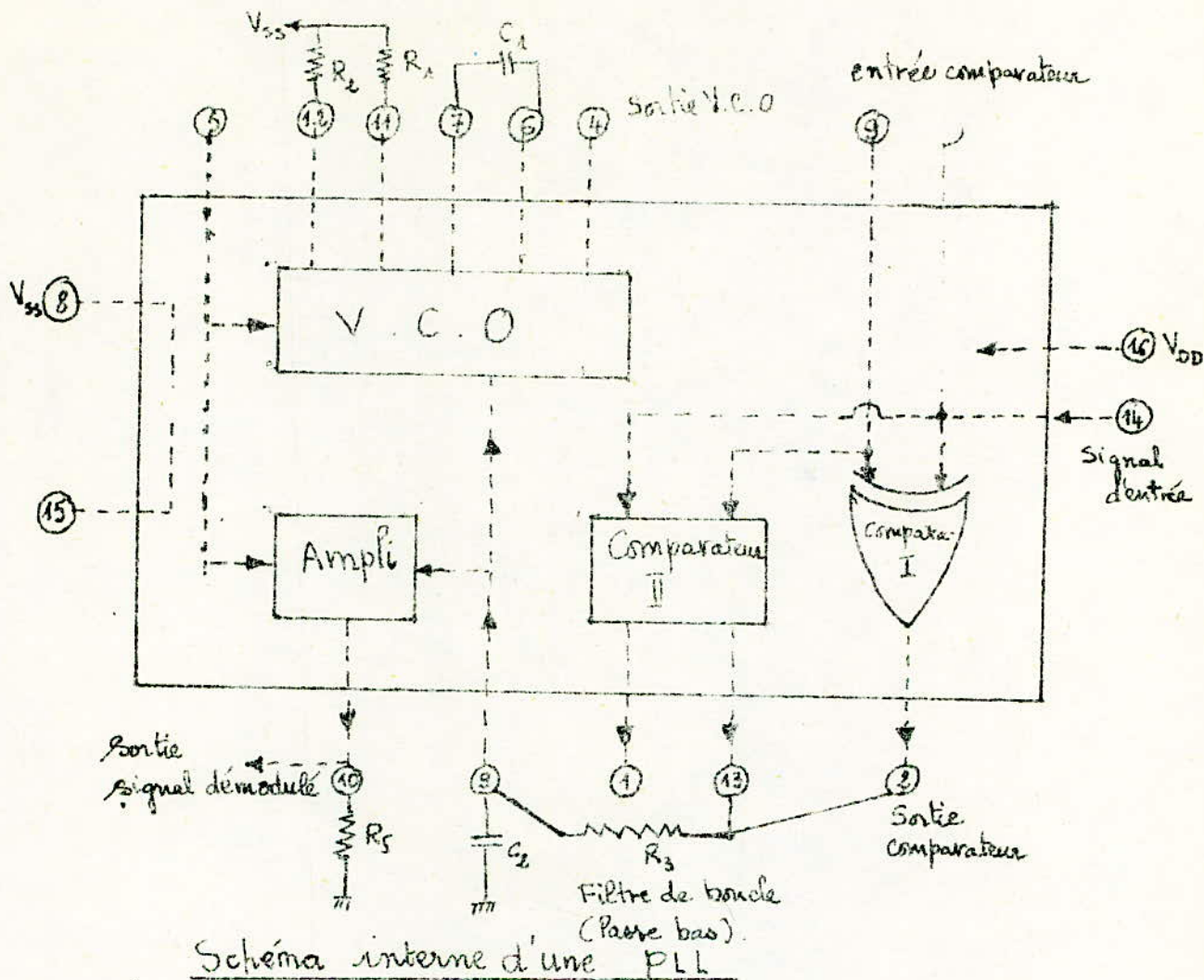
On dit alors que la fréquence de l'oscillateur est verrouillée sur celle de l'onde reçue.

Dans le cas où la fréquence de l'onde incidente varie, celle du V.C.O variera aussi; le signal V.C.O va suivre fidèlement toutes les variations de phase du signal incident, lesquelles sont imposées par la modulation de fréquence.

Pendant ce temps, la tension de correction appliquée au V.C.O varie. Ceci n'est que la traduction en BF de la modulation de fréquence.

Dans le schéma (2) suivant, on signale que la fréquence centrale du V.C.O est réglée par  $R_1$ ,  $C_1$  et  $R_2$ .

La sortie du V.C.O est envoyée à l'entrée du comparateur de phase, la sortie de ce dernier est envoyée à l'entrée du V.C.O à travers le filtre de boucle qui est un filtre extérieur au circuit intégré. Celui-ci est un filtre passe-bas qui laisse passer la fréquence du signal de modulation. Il s'agit du signal 30 Hz phase variable.



## 4-2 Amplification basse fréquence

L'étage de démodulation AM fournissant un signal basse fréquence relativement faible, il est indispensable d'amplifier ce signal pour mieux l'utiliser en particulier pour l'attaque de l'amplificateur opérationnel pour la mise en forme, pour la sortie vers le phasemètre etc....

Il existe trois montages fondamentaux pour un transistor amplificateur : Montages en émetteur commun, en base commune, en collecteur commun.

Dans notre cas, on désire avoir une grande amplification en tension, le montage qui convient est le transistor monté en émetteur commun car il a un gain en tension convenable; de même qu'un gain en courant et en puissance assez confortables.

4-2-1 Le schéma est le suivant :

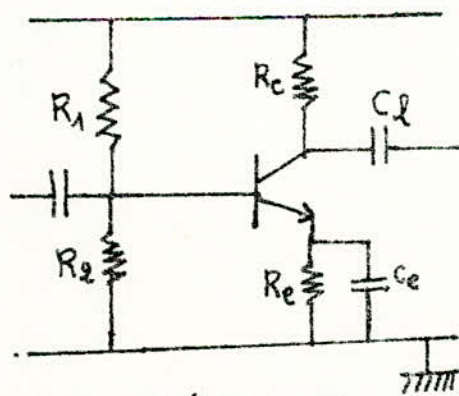


fig. (1)

En régime dynamique, définissons les paramètres  $h_{ij}$  d'un transistor monté en émetteur commun :

$$V_{be} = h_{11} i_b + h_{12} v_{ce}.$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} v_{ce}.$$



On a :  $h_{11} = \left( \frac{\Delta V_{be}}{\Delta i_b} \right)_{V_{ce} = \text{cste}}$  impédance d'entrée pour la sortie court-circuitée.

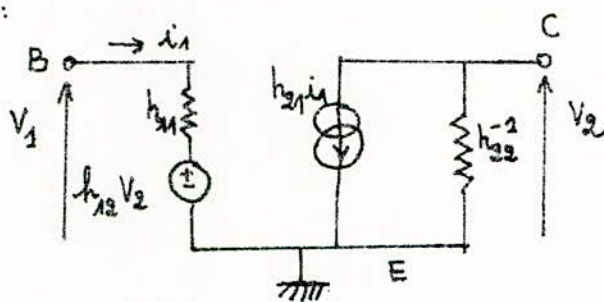
$h_{12} = \left( \frac{\Delta V_{be}}{\Delta V_{ce}} \right)_{i_b = \text{cste}}$  gain inverse en tension pour l'entrée court-circuitée.

$h_{22} = \left( \frac{\Delta i_c}{\Delta V_{ce}} \right)_{i_b = \text{cste}}$  admittance de sortie pour l'entrée court-circuitée.

$h_{21} = \left( \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \right)_{V_{ce} = \text{cste}}$  gain en courant avec sortie court-circuitée.

$h_{12}$  reflète la réaction de la sortie sur l'entrée.

schéma équivalent du transistor en basse fréquence en émetteur commun :



Avant de calculer le gain en tension de l'étage on calculera d'abord la valeur de la capacité de liaison. Celle-ci est prévue dans le cas où l'amplificateur considéré est un étage intermédiaire chargé par une résistance  $R_L$ .

Dans notre cas,  $R_L$  est la résistance d'entrée de l'étage qui suit cet amplificateur.

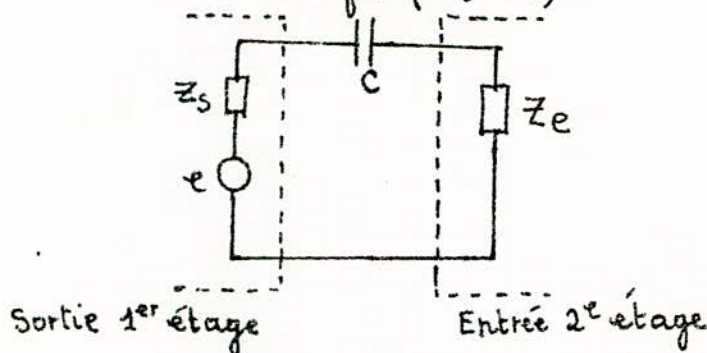
Le schéma au dessous représente la capacité de liaison et l'impédance d'entrée de l'étage ( $Z_e$ ) et  $Z_s$  impédance de sortie de l'étage précédent.

L'impédance de la capacité à la fréquence la plus basse à transmettre doit être telle que :

$$|Z_c| \ll Z_s + Z_e$$

doit

$$C \gg \frac{1}{2\pi f_{\min}(Z_s + Z_e)}$$

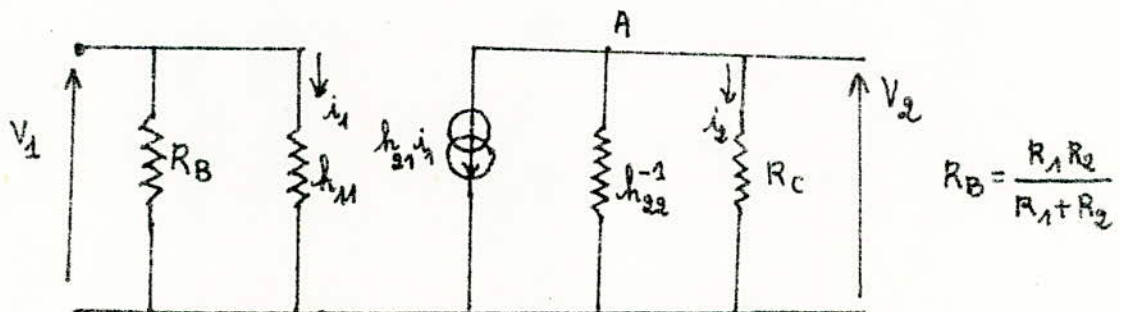


Le rôle de C est de transmettre correctement les signaux variables pour lesquels il doit présenter une impédance très faible sans pour cela perturber les grandeurs continues de polarisation pour lesquelles il présente une impédance infinie.

$C_E$ , capacité de découplage doit avoir, à la fréquence à transmettre une impédance faible devant  $R_E$  :  $\frac{1}{C_E \omega} \ll R_E$

$C_E$  doit remplir les mêmes conditions que  $C_1$  en continu.

4-2-2 Schéma équivalent du montage de la figure (1) -



$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

a) - Gain en tension

$$V_1 = h_{11} i_1 \quad \text{et} \quad V_2 = R_C i_2$$

$$G_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_C}{h_{11}} \cdot \frac{i_2}{i_1}$$

La loi des noeuds appliquée en A:  $h_{21} i_1 + \frac{V_2}{h_{22}} + i_2 = 0$

D'où 
$$i_1 = - \frac{R_C h_{22} + 1}{h_{21}} i_2$$

Soit

$$G_V = - \frac{h_{21} R_C}{h_{11} (h_{22} R_C + 1)}$$

b) - impédance d'entrée de l'amplificateur

Elle est définie par:  $Z_e = \frac{V_1}{i_e} = R_B \parallel h_{11} = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}}$

c) - gain en courant

$$G_i = \frac{i_2}{i_e} \quad \text{on a:} \quad i_e = \frac{V_1}{Z_e} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{V_2}{R_C}$$
$$G_i = \frac{V_2}{R_C} \times \frac{Z_e}{V_1} = - \frac{h_{21} R_C}{h_{11} (h_{22} R_C + 1)} \times \frac{R_B h_{11}}{(R_B + h_{11}) R_C}$$

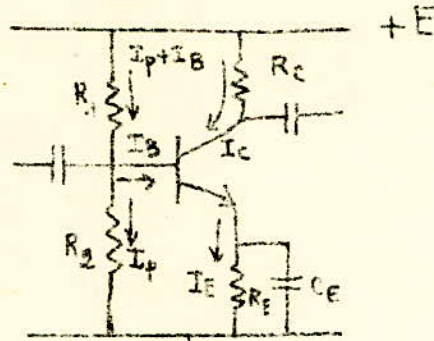
d) - gain en puissance:

La puissance fournie à la charge est:  $P_2 = V_2 i_2$ ; celle fournie à l'entrée de l'amplificateur est:  $P_1 = V_1 i_1$

Le gain en puissance sera:  $G_P = \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{i_2}{i_1} = G_V \cdot G_i$

4-2-3 Calcul de la polarisation du transistor

On peut calculer les résistances de polarisation soit en utilisant le coefficient de stabilité  $S$  lorsque celui-ci est donné et le point de repos est connu soit avec des considérations pratiques.



$$I_C = \beta I_B ; I_E = (\beta + 1) I_B = I_C + I_B \neq I_C$$

le coefficient de stabilité est défini ainsi :  $S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB_0}}$

$I_{CB_0}$  est le courant dû aux minoritaires.

Parfois on mentionne  $\alpha$  gain en courant en base commune.

La relation entre  $\beta$  (gain en courant en émetteur commun) est :

$$\boxed{\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}} \quad \text{et} \quad \boxed{\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}}$$

Les équations des différentes mailles sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} (R_1 + R_2) I_P + R_1 I_B = E \quad (1) \\ R_2 I_P = V_{BE} + R_E I_E \quad (2) \\ R_1 (I_P + I_B) + V_{BE} + R_E I_E = E \quad (3) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_2 I_P = V_{BE} + R_E I_E \quad (2) \\ R_1 (I_P + I_B) + V_{BE} + R_E I_E = E \quad (3) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_2 I_P = V_{BE} + R_E I_E \quad (2) \\ R_1 (I_P + I_B) + V_{BE} + R_E I_E = E \quad (3) \end{array} \right.$$

En éliminant  $I_P$  dans ces équations, on obtient :

$$\frac{R_2 E}{R_1 + R_2} = R_E I_E + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_B + V_{BE}$$

$$\frac{R_1 E}{R_1 + R_2} = E - V_{BE} - R_E I_E - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_B$$

On détermine  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_E$

$$R_C = \frac{E - R_E I_C - V_{CE}}{I_C} ; R_2 = R \frac{E}{E - V_{BE} - R_E I_E - R I_B} ; R_1 = \frac{R R_2}{R_2 - R}$$

$$\text{avec } R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 (S - 1)}{1 - S(1 - \alpha)}$$

Le coefficient de stabilité  $S$  est défini par la relation

$$S = \frac{R_1 R_2 + R_E R_1 + R_E R_2}{(1-\alpha) R_1 R_2 + R_E R_1 + R_E R_2}$$

Une autre méthode consiste à imposer  $V_{CM}$  et  $V_{EM}$  de façon à avoir une stabilité thermique.

Il est recommandé de prendre  $V_{CM} = \frac{E}{2}$  et  $V_E = \frac{E}{10}$  et le courant de pont  $I_P$  sera au minimum égal à  $10 I_B$ .

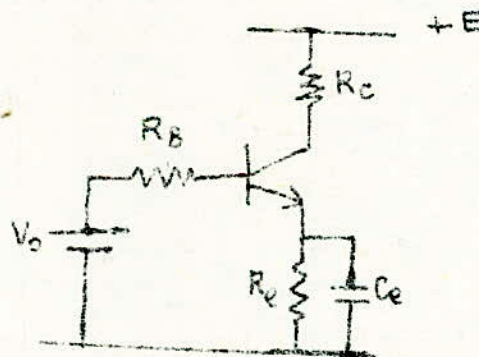
Les considérations nous donnent :

$$R_C = \frac{E - V_{CM}}{I_C}$$

$$R_E = \frac{V_{EM}}{I_E} \# \frac{V_{EM}}{I_C}$$

Connaissant  $\beta$ , on calcule  $I_B$  ;  $I_B = \frac{I_C}{\beta}$

et en appliquant le théorème de Thévenin au montage, on a :



$$V_B = V_{BE} + V_{EM} \Rightarrow R_2 I_P = V_B$$

$$R_1 (I_P + I_B) = E - V_B$$

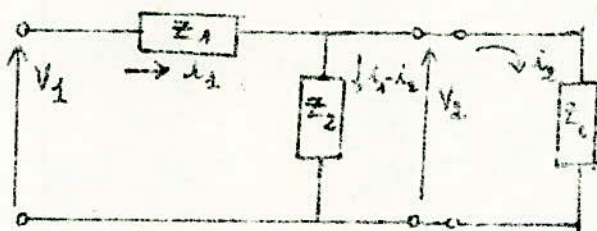
comme  $I_P = 10 I_B \Rightarrow 10 R_2 I_B = V_B \Rightarrow R_2 = \frac{V_B}{10 I_B}$

et  $R_1 I_B = E - V_B \Rightarrow R_1 = \frac{E - V_B}{11 I_B}$

### 4-3 Les Filtrés

Après le premier détecteur, on a deux signaux : le 30 Hz à phase variable et le 9960 Hz modulé en fréquence par du 30 Hz.  
Pour isoler ces signaux, on utilise des filtres.

Divers types de filtres existent (en T, en  $\Pi$ , etc...). Parfois les calculs sont assez longs. Nous proposons ici des filtres simples. Soit le schéma.



Soit  $G = \frac{V_2}{V_1}$  la fréquence de coupure à -3 dBs est telle que :

$$|G| = \frac{|G_{\max}|}{\sqrt{2}}$$

On détermine  $G$  d'après les équations

$$V_1 = (Z_1 + Z_2) i_1 - Z_2 i_2$$

$$V_2 = Z_c i_2 = Z_2 (i_1 - i_2) \Rightarrow (Z_c + Z_2) i_2 = Z_2 i_1 \quad (1)$$

$$\text{D'où : } i_1 = \frac{Z_c + Z_2}{Z_2} i_2$$

$$V_1 = \left[ (Z_1 + Z_2) \left( \frac{Z_c + Z_2}{Z_2} \right) - Z_2 \right] i_2 = \frac{(Z_1 + Z_2) Z_c + Z_1 Z_2}{Z_2} i_2$$

$$\Rightarrow G = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_2 Z_c}{(Z_1 + Z_2) Z_c + Z_1 Z_2}$$

a) Filtre passe-bas On prend alors  $Z_1 = R$  et  $Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$

Le calcul de  $G$  est :

$$G = \frac{Z_c}{j\omega C \left[ \frac{1}{j\omega C} (Z_c + R) + Z_c R \right]} = \frac{Z_c}{(Z_c + R) + jRC\omega Z_c}$$

D'après l'expression de  $G$ , on peut constater que :

$G \rightarrow 0$  lorsque  $\omega \rightarrow \infty$  et que  $G \rightarrow \left(\frac{Z_c}{Z_c + R}\right)$  quand  $\omega \rightarrow 0$

$$|G| = \frac{Z_c}{\sqrt{(Z_c + R)^2 + C^2 \omega^2 R^2 Z_c^2}} \quad \text{et} \quad G_{\max} = \frac{Z_c}{Z_c + R}$$

La fréquence de coupure est telle que :  $|G| = \frac{G_{\max}}{\sqrt{2}}$  c'est-à-dire

$$\frac{Z_c}{\sqrt{(Z_c + R)^2 + C^2 \omega_c^2 R^2 Z_c^2}} = \frac{Z_c}{\sqrt{2} (Z_c + R)}$$

Il en découle : 
$$f_c = \frac{Z_c + R}{2\pi R Z_c C}$$

un calcul identique nous donne  $f_c$  pour un filtre passe-haut en

prenant  $Z_2 = R$  et  $Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$

$$G = \frac{j\omega RC Z_c}{(R + Z_c) + j\omega RC Z_c}$$

lorsque  $\omega \rightarrow 0$   $G \rightarrow 0$   
 lorsque  $\omega \rightarrow \infty$   $G \rightarrow 1$  } c'est bien un filtre passe-haut.

pour  $|G| = \frac{|G_{\max}|}{\sqrt{2}}$  on obtient : 
$$f_c = \frac{R + Z_c}{2\pi RC Z_c}$$

des calculs relatifs à notre étude sont traités plus loin.

## Chapitre 5 LA PARTIE LOGIQUE

### 5-1 Généralités - Description - Fonctionnement

Lors d'un fonctionnement automatique, la commande du synthétiseur balaye toute la gamme de fréquences de 108 à 118 MHz avec une incrémentation de 50 KHz à chaque période d'horloge. Pour que le balayage soit rapide, il faut choisir une période courte pour l'horloge, mais une telle période ne nous permet pas une exploitation correcte de la fréquence considérée.

Ainsi, si la période de l'horloge est de 20 ms, comme on a 200 stations dans la gamme de fréquences (espacées de 50 KHz), le balayage complet se ferait en  $200 \times 20 \text{ ms}$  soit 4 s. Or en un point quelconque de l'espace on peut recevoir trois ou quatre balises au plus. Il est donc nécessaire de concevoir un fonctionnement automatique du récepteur de façon à commander l'horloge qui opère l'incrémentation avec un arrêt (dont la durée est bien déterminée) dès qu'il y a détection d'un signal.

Ce procédé nous permet un balayage rapide et une bonne exploitation d'une fréquence donnée.

L'arrêt du balayage se fera en deux temps :

- un arrêt de 100 ms dès qu'un signal F.I est détecté. Si au bout de ce temps, aucun signal BF n'apparaît, le balayage reprend.
- si la BF apparaît, le temps d'arrêt augmentera de 5 s à partir de ce moment précis de façon à permettre l'exploitation



du résultat par le pilote.

Ces deux temps d'arrêt sont obtenus à l'aide de deux monostables dont les périodes sont réglées : la période du 1<sup>er</sup> est de 100 ms correspondant à l'apparition du signal F-I, la période du 2<sup>e</sup> est de 5 s correspondant à l'apparition du signal BF.

Pour commander ces univibrateurs, on utilise d'une part le signal F-I de la CAG avant le filtrage et d'autre part le signal BF 30 Hz à phase variable; ce signal est "préférée" à l'autre signal BF 30 Hz référence car ce dernier met un retard à cause de son passage à travers la PLL.

Les signaux sinusoïdaux (HF et BF) doivent être transformés en signaux rectangulaires de façon à pouvoir déclencher les monostables.

Le circuit de mise en forme sera un amplificateur opérationnel monté en comparateur.

### 5-2 Principe

L'amplificateur opérationnel étant à entrée différentielle et à gain élevé peut être utilisé comme comparateur de deux tensions : une tension continue et une tension variable (sinusoïdale ou quelconque).

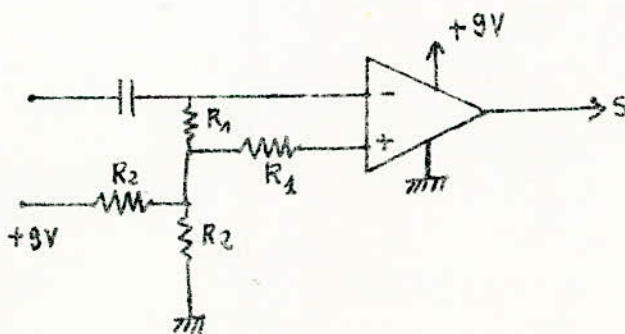
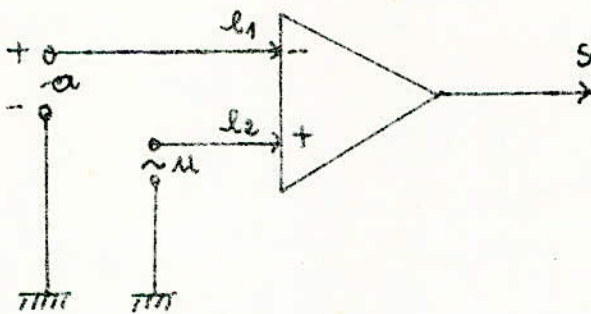
Le principe est le suivant : l'amplificateur opérationnel compare la tension sinusoïdale à la tension continue.

Le signal de sortie précisera quand la tension variable est inférieure ou supérieure à la tension continue.

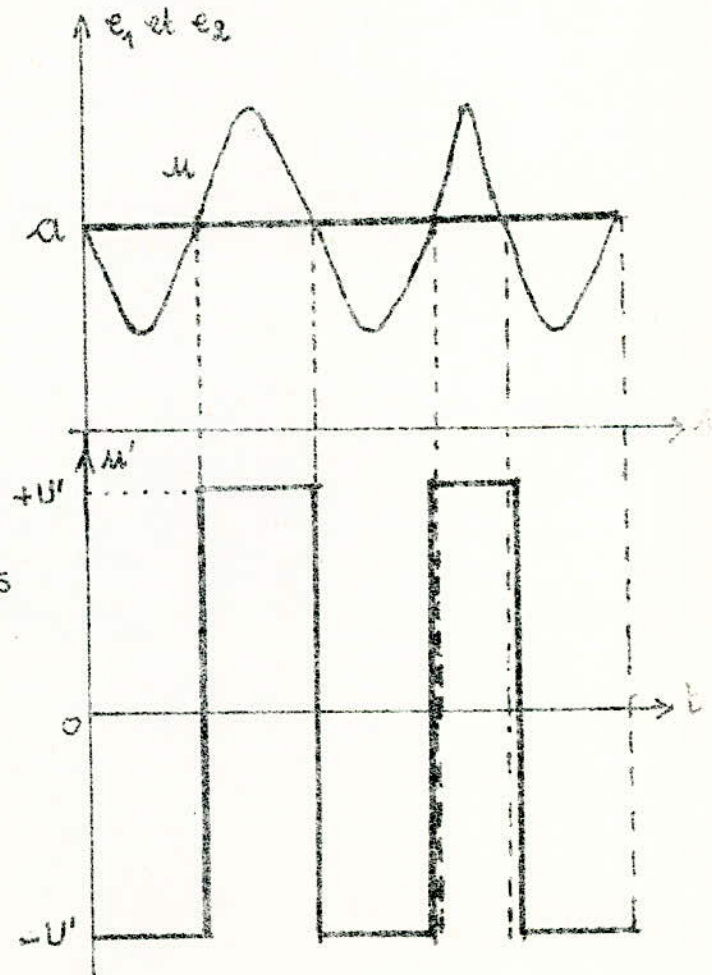
Le niveau de la tension de sortie dépend de l'ampli lui-même.

A partir du moment où la tension  $u$  coupe la tension  $a$ , le signal de sortie prendra une valeur constante  $-U'$  ou  $+U'$  (selon que  $u < a$  ou  $u > a$  après le point de concours des deux tensions), jusqu'à l'instant où  $u$  recoupe  $a$  et la sortie deviendra égale  $+U'$  ou  $-U'$  en passant brusquement du minimum au maximum.

La tension de sortie se compose de créneaux.



Montage utilisé en pratique



### 5-3 Présentation - Description et fonctionnement des monostables utilisés

Un monostable est un circuit à 2 états dont l'un est stable et l'autre instable. En l'absence de signal extérieur, le circuit reste indéfiniment dans son état stable. Une impulsion extérieure appliquée au circuit le fait passer de l'état stable à l'état instable; au bout d'un temps bien déterminé, le circuit revient à son état initial. Ce temps est appelé période du monostable. Cette période varie selon les valeurs prises par R et C avec les circuits intégrés utilisés.

Ces monostables existent en montages à transistors. Il est préférable d'utiliser des circuits intégrés. C'est ce qui a été fait pour notre réalisation pratique.

En circuits intégrés, on peut trouver deux types de monostables:

#### - monostable redéclenchable :

C'est un circuit qui peut être commandé pendant son état instable; la durée de celui-ci sera prolongée, c'est-à-dire qu'il n'a pas besoin de temps de récupération après son basculement. Ce type de monostable ne nous convient pas car si une HF ou une BF déjà exploitée ne disparaît pas, le monostable resterait indéfiniment dans son état instable.

#### - monostable simple ou non redéclenchable

Ce circuit exige un temps de basculement entre deux états instables.

C'est à dire que s'il est déjà déclenché, il ne tient pas compte d'autres commandes survenues pendant son état instable. C'est le type de monostable qui convient à notre étude.

Chronogramme des commandes des monostables.

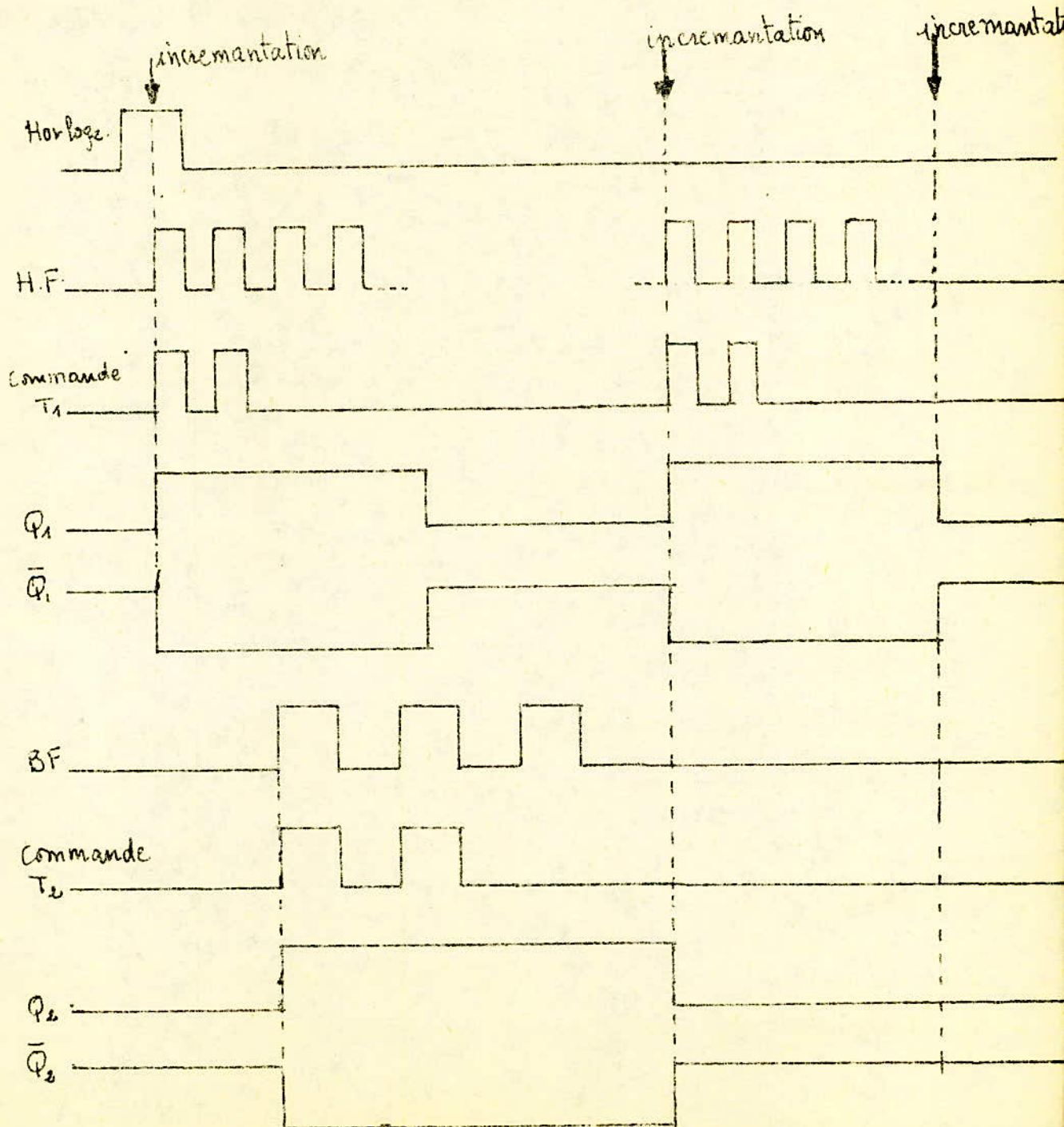
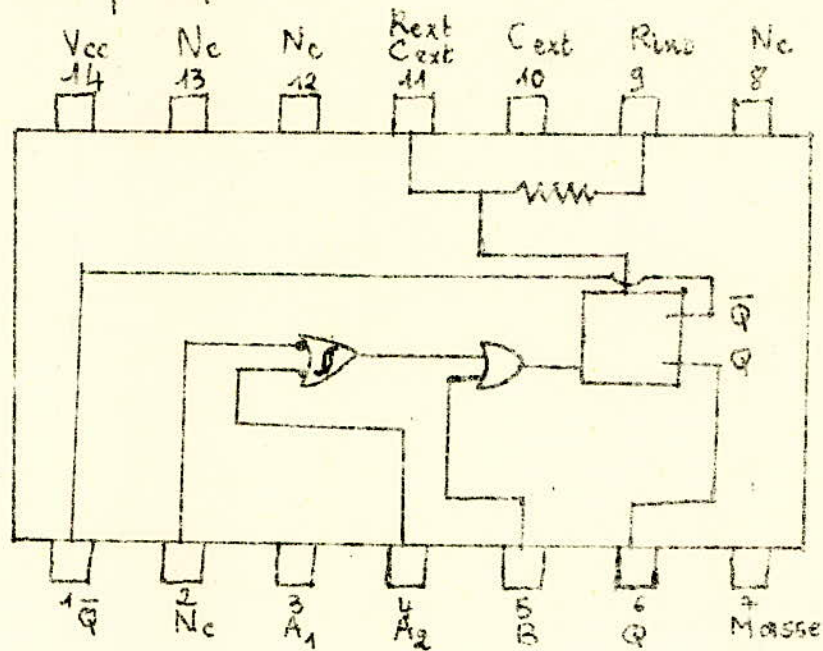


Schéma de branchage du monostable SN 74121 utilisé pour la réalisation pratique :



Comme nous l'avons précisé auparavant, la période est réglée par  $R_{ext}$  et  $C_{ext}$  sur le schéma.

Conditions imposées par le constructeur :  $1,4\text{K}\Omega < R_{ext} < 40\text{K}\Omega$

$$C_{ext} < 1000\mu\text{F}$$

D'après les chronogrammes précédents, on a déterminé les commandes des monostables  $T_1$  et  $T_2$  ainsi que l'arrêt de l'horloge.

$$\text{Commande de } T_1 = HF \cdot \bar{Q}_2 \quad \text{Commande de } T_2 = BFQ_1$$

$$\text{Arrêt de l'horloge : } \bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2 = 1$$

## 5-4 La Commande automatique de gain (CAG)

5-4-1 But Le niveau du signal reçu par un récepteur varie selon la puissance de l'émetteur et l'éloignement de celui-ci.

En effet, lors du passage d'un émetteur de faible puissance à un émetteur de grande puissance on risque de saturer les étages précédant le détecteur ; de même si l'émetteur est loin : les variations en cours de propagation modifient continuellement l'intensité du champ reçu (évanouissement : fading). Donc si le gain des étages placés avant le détecteur reste constant, tout excès du signal d'entrée sera nuisible à la qualité du récepteur ; il y a une forte distorsion du signal et le détecteur ne travaille plus dans les meilleures conditions. D'où la nécessité de modifier le gain de ces étages placés avant le détecteur en fonction du signal d'entrée reçu.

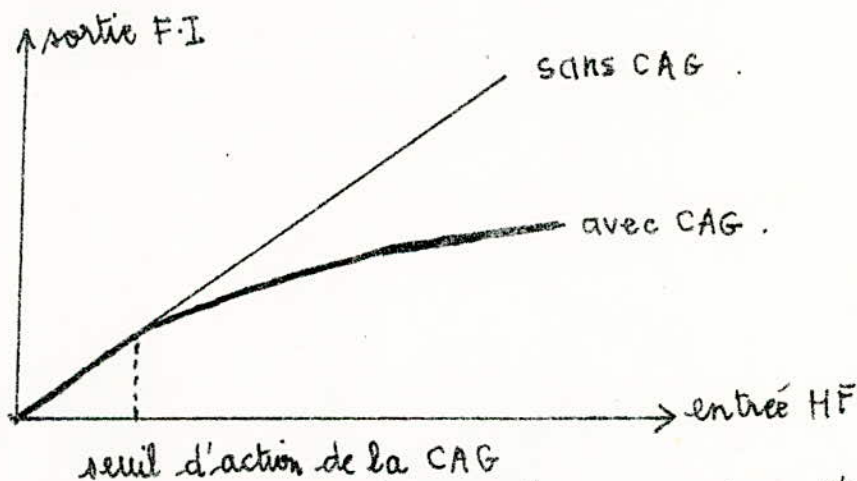
### 5-4-2 Fonctionnement

Pour avoir un niveau de sortie constant pour une modulation donnée (définie par le taux de modulation) il faut avoir un signal d'entrée constant avant le détecteur.

La commande automatique de gain est conçue à l'aide d'une tension proportionnelle à la HF. Elle sera obtenue par la détection de la porteuse FI et on se sert du courant détecté pour diminuer le courant des transistors où la CAG est appliquée.

Il en résulte une diminution de la pente d'où une diminution du gain.  
 On astreint la CAG à n'agir qu'à partir d'un certain niveau du signal d'entrée (seuil d'action de la CAG) qui correspondra à un signal de sortie F.I; ceci est très important - car si la CAG agit dès l'apparition du signal le plus faible à l'entrée, ce dernier ne pourrait être exploité.

On fixe la sortie de la F.I à 0,9V (0,6V correspondant à  $V_{BE}$ , 0,3V à la tension de la diode au germanium). Ainsi le transistor T sera bloqué lorsque  $V_B < 0,9V \Rightarrow$  la CAG n'agit pas et si  $V_B > 0,9V \Rightarrow$  la CAG agit sur les étages précédant le détecteur.



Si  $x_2$  est le signal d'entrée et  $y_1$  le signal de sortie à l'instant

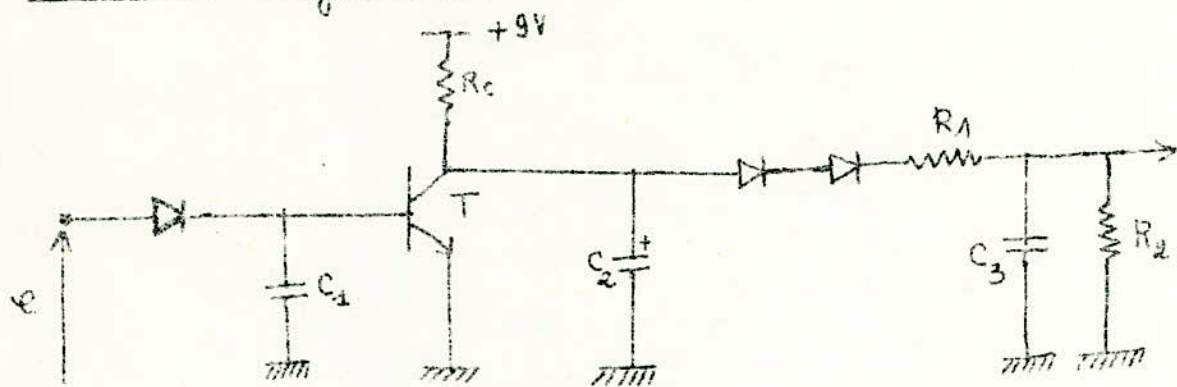
$$t_1 \quad x_1 \longrightarrow y_1 : t_1$$

$$x_2 \longrightarrow y_2 : t_2$$

Le rapport  $\frac{x_2}{x_1} = \eta \frac{y_2}{y_1}$ .

$\eta$  est appelé efficacité de la CAG

### 5-4-3 Montage utilisé



Le signal détecté sera appliqué à la base de T ;  $C_1$  court-circuite la HF. Si la FI est faible, T sera bloqué et la tension collecteur sera presque égale à E :  $V_c \approx E$ . Les deux diodes "chutent" la tension avant qu'elle ne passe à travers le filtre passe-bas qui court-circuite toutes les BF. Cette position correspondra sur les étages précédents HF et FI au gain maximum.

Lors de la détection d'un signal, le transistor conduit  $\Rightarrow$  diminution de  $V_c$  qui se reflétera sur les étages précédents.

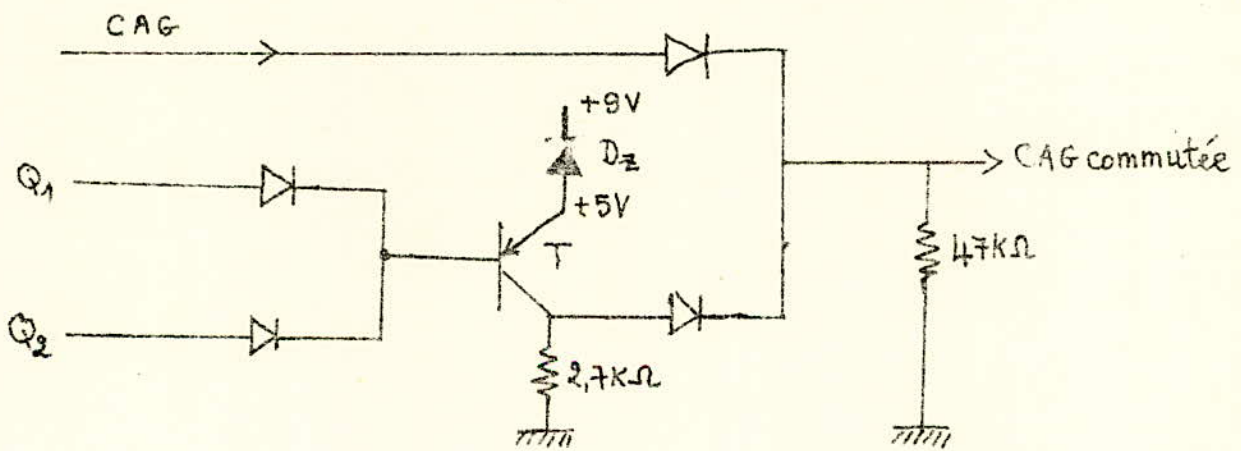
Pour améliorer le temps de réponse de la CAG, on place une résistance après le filtre de façon à permettre à la capacité de se décharger très rapidement.

Lorsque le récepteur fonctionne en automatique, on doit faire une commutation de la CAG car, lors de la recherche d'un signal, l'amplitude doit être mise en position de gain maximum. Ceci pourra être obtenu à l'aide d'une commutation de la CAG, qui a un temps de réponse assez long, garde en mémoire



la tension de la fréquence précédente.

En se référant à la partie logique on a vu que : - dès qu'il y a apparition de la HF, le monostable  $T_1$  se déclenche ; le monostable  $T_2$  se déclenche au moment de l'apparition de la BF. Ainsi, pendant la recherche du signal, aucun monostable n'est déclenché ; il faut avoir un niveau haut de façon à appliquer la CAG commutée aux étages HF et FI et un niveau bas lorsqu'un des monostables au moins est déclenché de façon à appliquer la CAG analogique aux étages précédents et au détecteur. Voici le montage permettant d'obtenir ceci :



Lorsque  $Q_1 = 0$  ,  $Q_2 = 0$   $\Rightarrow V_B < V_E$  - car  $V_E = +5V$

$\Rightarrow T$  conduit  $\Rightarrow$  on a le niveau haut du signal.

$Q_1 = 1$      $Q_2 = 0$

$Q_2 = 1$      $Q_1 = 0$

$Q_2 = 1$      $Q_1 = 1$

}  $\Rightarrow V_B > V_E \Rightarrow T$  est bloqué et on a un niveau bas.

On choisit  $V_E = +5V$  car les monostables utilisés sont des monostables TTL donc ils ont une sortie de l'ordre de 5V

On prend une diode Zener BZX46C.

6-1 Problèmes rencontrés

Le projet suivant : Récepteur V.O.R se compose en fait de quatre parties :

- La commande logique du récepteur.
- Le synthétiseur de fréquence.
- Le récepteur lui-même.
- Le phasemètre.

Notre sujet de thèse est le récepteur dont le fonctionnement est lié aux autres parties.

En parallèle avec l'étude théorique, une réalisation pratique devait être conçue dans les laboratoires d'AIR ALGERIE.

Malheureusement, les procédures administratives avec cet organisme n'ont pas abouti et ce, malgré toutes les promesses, toute la bonne volonté de notre promoteur et du Chef de département.

Ceci nous a fait perdre un temps considérable.

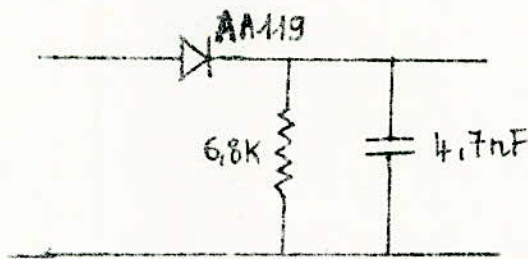
L'École n'étant pas dotée de tous les composants indispensables pour cette réalisation, trois des parties de ce sujet global, à savoir le synthétiseur, le phasemètre, la commande logique ne purent être étudiées en pratique. Il en fut de même pour notre partie V.H.F et FI dont les éléments indispensables manquaient. Il s'agit des éléments suivants : un filtre XF107C très sélectif, un transformateur F.I 10,7 MHz, un Q-mètre pour la mesure

de selfs en HF.

D'autre part, il était difficile de simuler le signal d'émission (c'est un signal modulé en amplitude par un signal lui-même modulé en fréquence) assez complexe avec le matériel disponible. Le peu de temps à notre disposition a été consacré à la réalisation des parties : détection, BF et logique avec l'aide de M<sup>l</sup> ESCALUP.

### 6-2 Etage détecteur

Cet étage est calculé d'après l'étude théorique. La détection se fait sans distorsion.

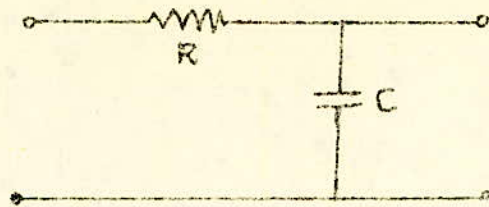


### 6-3 Les Filtres

Pour filtrer les différents signaux (30Hz, 10KHz) on utilise 2 types de filtres :

Un 1<sup>er</sup> filtre passe-bas est juste placé après le détecteur de façon à ne laisser passer que les signaux de fréquence inférieure à 15 KHz. Cette fréquence de coupure est calculée avec la relation existante dans l'étude théorique.

Avec  $R = 1,5 \text{ K}\Omega$  et  $C = 3,3 \text{ mF}$ .

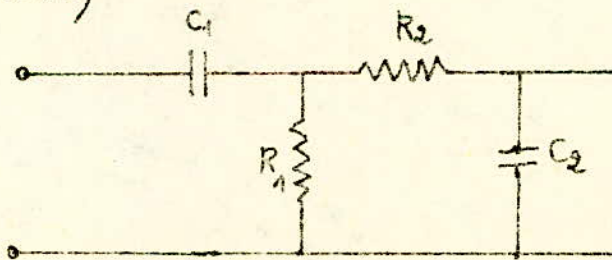


Un 2<sup>e</sup> filtre passe-bas est utilisé à la sortie du premier ampli BF et à la sortie de la PLL pour laisser passer uniquement le 30 Hz.

Pratiquement sa fréquence de coupure est :  $f_c = 70 \text{ Hz}$ .

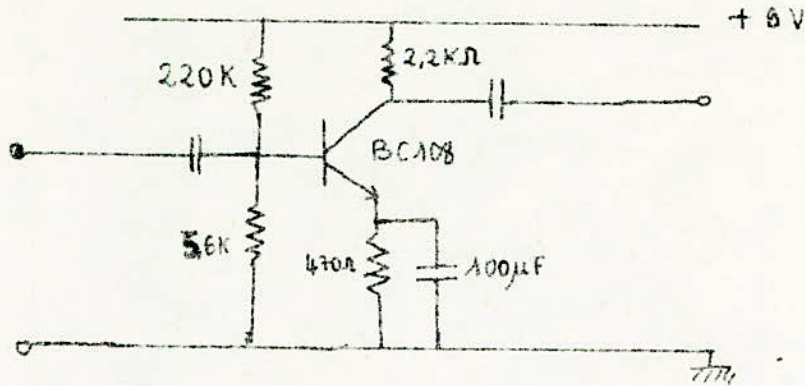
Avec  $R = 33 \text{ K}\Omega$ ,  $C = 100 \text{ nF}$ .

Un filtre, le 3<sup>e</sup>, doit laisser passer le 10 KHz seulement (il s'agit du 9960 Hz). Ceci nécessite un filtre passe-bande. Avec des éléments passifs, on obtient un tel filtre en plaçant en cascade un passe-haut ( $f_c = 5 \text{ KHz}$ ) suivi d'un passe-bas ( $f_c = 15 \text{ KHz}$ )



$R_1 = 6,8 \text{ K}\Omega$ ,  $C_1 = 200 \text{ nF}$ ,  $R_2 = 1,6 \text{ K}\Omega$ ,  $C_2 = 1 \text{ nF}$ .

## 6-4 L'amplificateur BF



Le gain de cet ampli en tension est :  $\frac{3,4 \times 2}{3,4 \times 0,02} = 100$

## 6-5 La partie logique

La sortie des amplificateurs opérationnels est de l'ordre de 9V ; la mise en forme est correcte.

### Les monostables

La période est calculée avec une formule approchée

$$T = 0,69 RC$$

Concernant le 1<sup>er</sup> monostable on a :

$$R = 28 K\Omega, C = 4,7 \mu F, T_1 \approx 100 \text{ ms.}$$

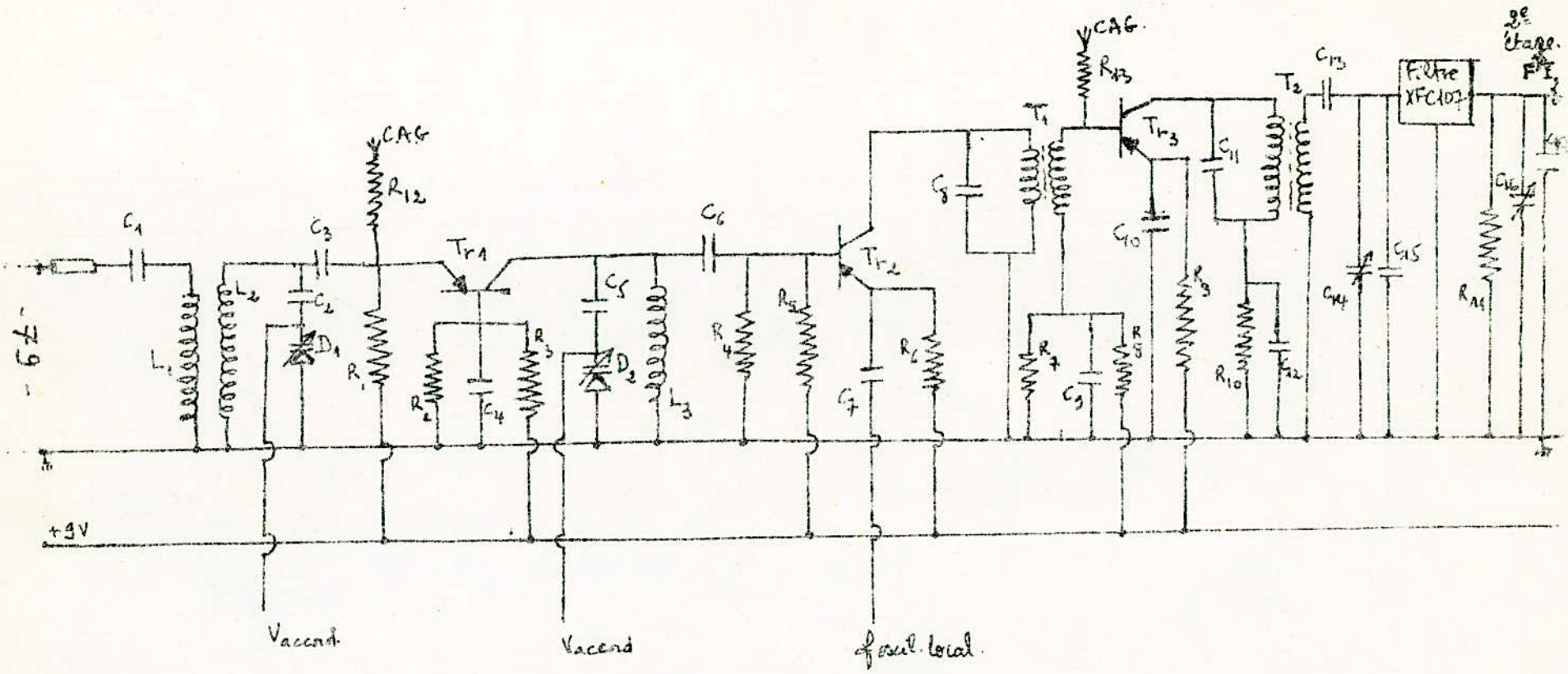
Concernant le 2<sup>e</sup> monostable :

$$R = 33 K\Omega, C = 210 \mu F, T_2 \approx 5 \text{ s.}$$

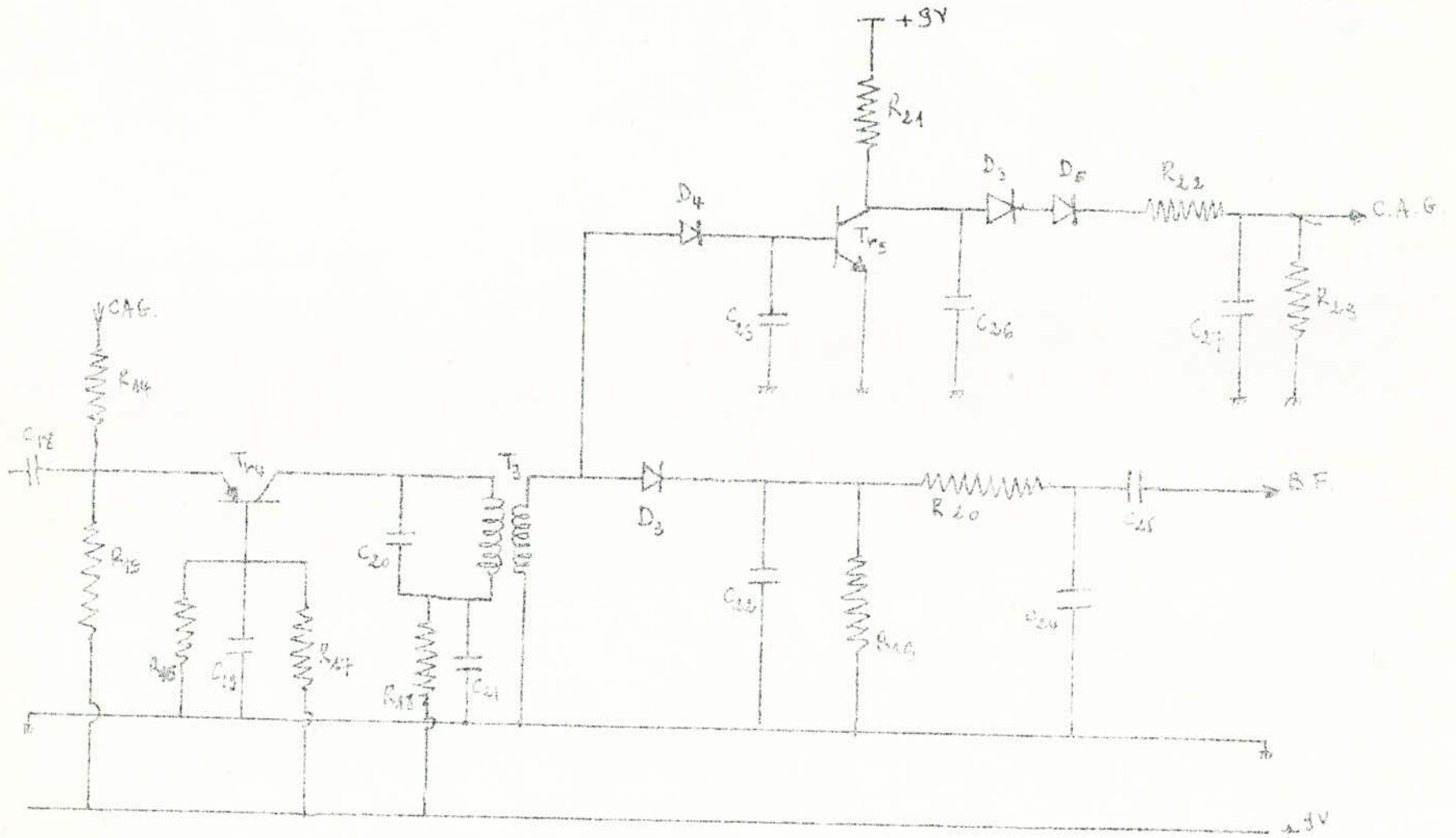
Pour la PLL, la fréquence d'oscillation du V.C.O est de 10 KHz (page 55)

On a :  $R_1 = 165 K\Omega, R_5 = 100 K\Omega, R_3 = 33 K\Omega, C_2 = 100 \text{ nF}, C_3 = 1 \text{ nF}, C_1 = 200 \text{ pF.}$

Les signaux envoyés vers le phase-mètre ont une amplitude 1V crête à crête.

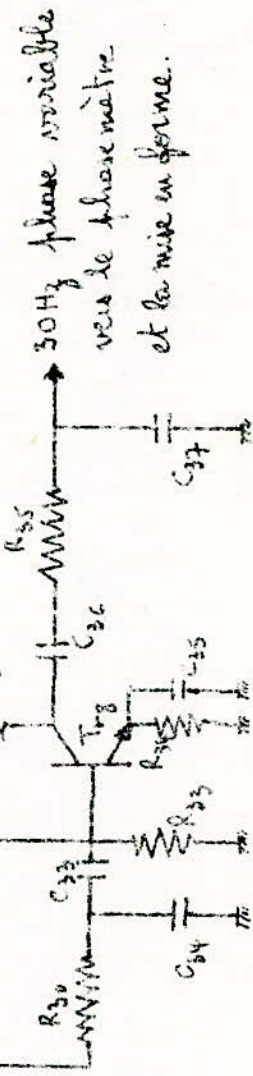
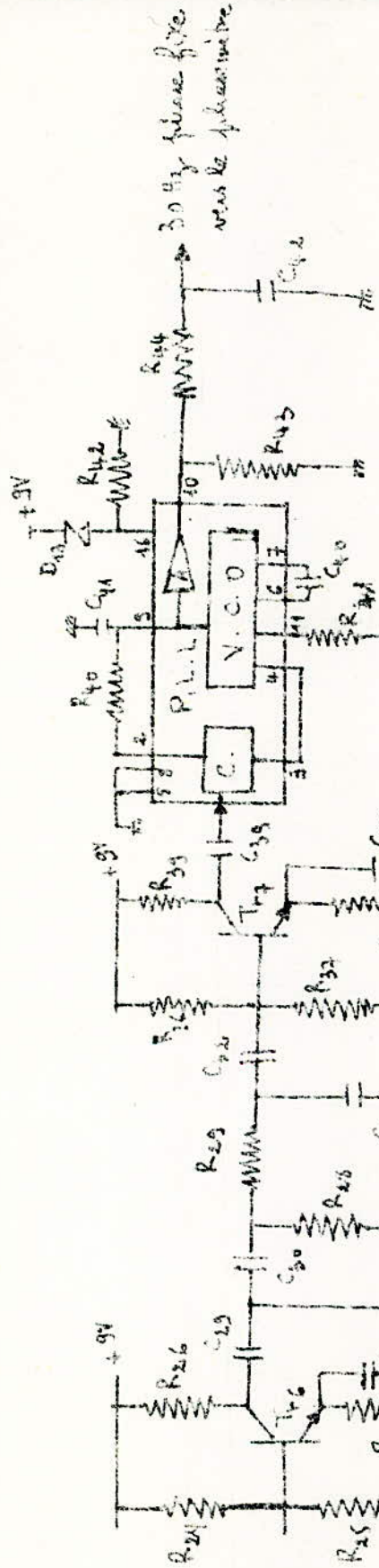


Schema des parties H.F. et F.I.



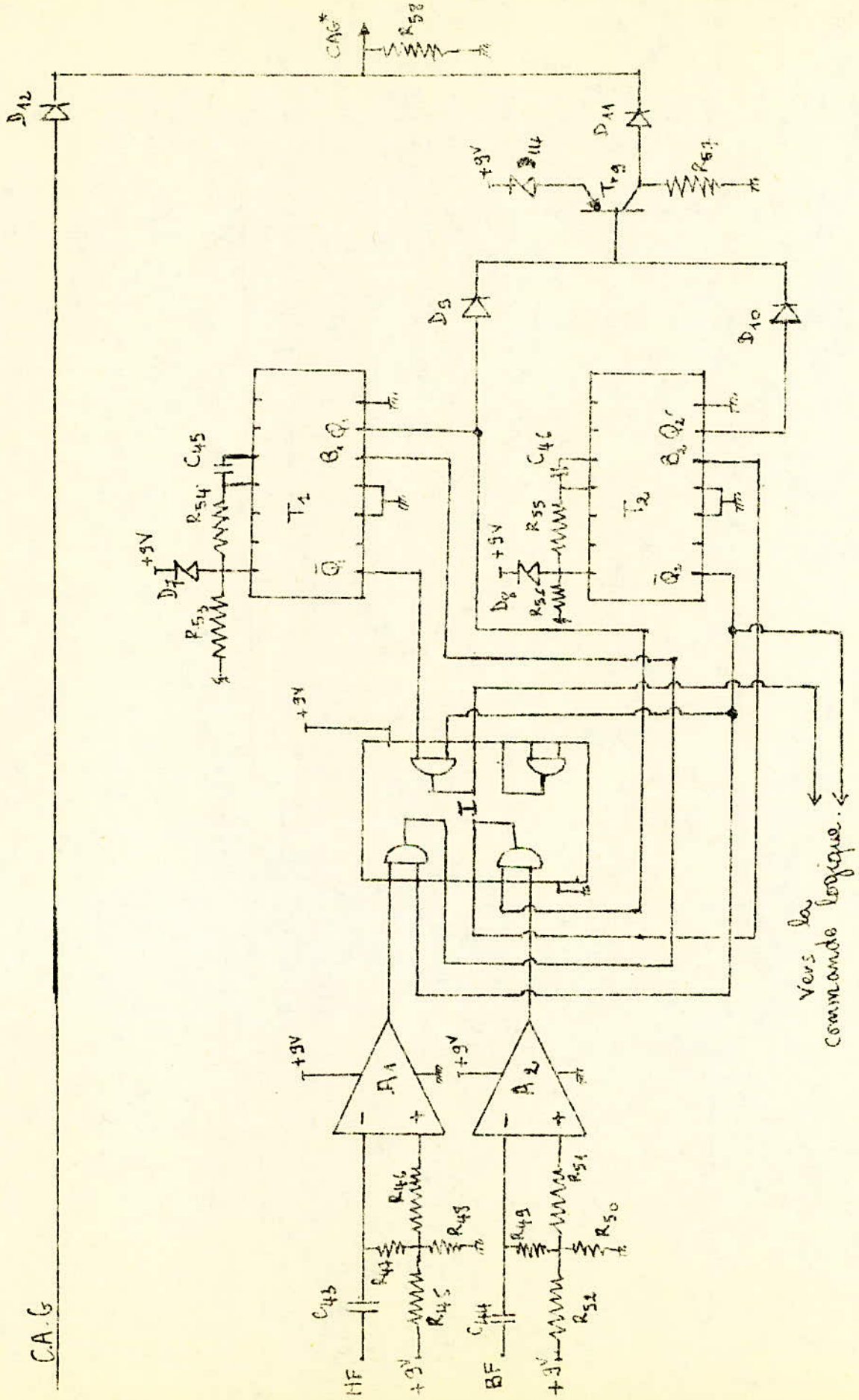
Partic Detection (BF)





- Partie . B . F . -

C.A.G



Vers la commande logique. ←

Partie logique.

# Liste des composants

## 1<sup>o</sup> Partie H.F.

$$L_1 = 0,025 \mu\text{F} \quad ; \quad L_2 = 1 \mu\text{F} \quad ; \quad L_3 = 6,8 \mu\text{F}$$

$$C_1 = 10 \text{ pF} \quad ; \quad C_2 = 220 \text{ pF} \quad ; \quad C_3 = 22 \text{ nF} \quad ; \quad C_4 = 1 \text{ nF}$$

$$C_5 = 30 \text{ pF} \quad ; \quad C_6 = 22 \text{ nF} \quad ; \quad C_7 = 0,1 \mu\text{F} \quad ; \quad C_8 = 22 \text{ pF}$$

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_2 = 2 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_3 = 5,6 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_4 = 3,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 9,1 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_6 = 1,3 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{12} = 12 \text{ k}\Omega$$

$$Tr_1 = \text{AF 133}$$

$$Tr_2 = \text{AF 125}$$

$$D_1 = D_2 = \text{MV 1863}$$

$T_1$  transformateur  $10,7 \text{ MHz}$

## 2<sup>o</sup> Partie F.I.

$$R_7 = 82 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_8 = 10 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_9 = 470 \Omega = R_{10} \quad ; \quad R_{11} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{12} = R_{13} = 12 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{14} = 1 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{15} = 2,2 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{16} = 5,6 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{17}$$

$$C_9 = C_{10} = C_{12} = C_{18} = 0,1 \mu\text{F} \quad ; \quad C_{11} = C_{20} = 0,5 \text{ nF} \quad ; \quad C_{13} = 22 \text{ nF}$$

$$C_{21} = 0,1 \mu\text{F} \quad ; \quad C_{14} = C_{16} = 4 \times 20 \text{ pF} \quad ; \quad C_{15} = C_{17} = 10 \text{ pF} \quad ; \quad C_{19} = 10 \text{ nF}$$

$$Tr_3 = Tr_4 = \text{AF 125}$$

XFC 107 Filtre à quartz  $10,7 \text{ MHz} \pm 15,0 \text{ kHz}$

$T_2 = T_3$  transformateurs  $10,7 \text{ MHz}$

## 3<sup>o</sup> Partie B.F.

$$R_{19} = R_{28} = 6,8 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{20} = 1,6 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{21} = 2,2 \text{ k}\Omega = R_{30} \quad ; \quad R_{23} = 470 \Omega$$

$$R_{24} = R_{31} = R_{36} = 200 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{25} = R_{33} = R_{37} = 56 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_{32} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{22} = 12k\Omega ; R_{26} = 2,2k\Omega ; R_{27} = R_{38} = 470\Omega ; R_{29} = 1,5k\Omega$$

$$R_{30} = R_{35} = R_{40} = R_{44} = 33k\Omega ; R_{34} = 390\Omega ; R_{46} = 10k\Omega$$

$$R_{43} = 100k\Omega ; R_{41} = 165k\Omega$$

$$C_{22} = C_{23} = 4,7nF ; C_{24} = 3,3nF ; C_{26} = C_{24} = 4,7nF ; C_{39} = 1nF$$

$$C_{25} = C_{29} = C_{33} = C_{32} = C_{36} = 10\mu F ; C_{30} = 200nF ; C_{40} = 220pF$$

$$C_{31} = C_{34} = C_{37} = C_{41} = C_{42} = 100nF ; C_{38} = 47\mu F = C_{35}$$

$$Tr_5 = Tr_6 = Tr_7 = Tr_8 = R.C. 108 \text{ ou } 2N 2222$$

$$D_3 = D_4 = AA 1A9$$

$$D_5 = D_6 = BA 127$$

$$D_{13} = \text{diode Zener BZX } (3,3V)$$

$$PLL. CD 4046$$

#### 4: Partie logique:

$$R_{45} = R_{48} = R_{52} = R_{50} = 3,3k\Omega ; R_{47} = R_{46} = R_{49} = R_{51} = 150k\Omega$$

$$R_{53} = 10k\Omega = R_{56} ; R_{54} = 27k\Omega ; R_{55} = 33k\Omega ; R_{58} = 47k\Omega$$

$$C_{43} = C_{44} = 10nF ; C_{46} = 220\mu F ; C_{45} = 4,7\mu F$$

$$R_{57} = 2,7k\Omega$$

$$Tr_3 = 2N 2905$$

$$A_1 = A_4 = \mu A LM 709$$

$$D_{14} = \text{diode Zener BZX } 46C (4V) ; D_7 = D_8 = BZX 46C (4V)$$

$$I : CD 4081 ; T_1 \neq T_2 \text{ monostable } SN 74 121$$

$$D_9 = D_{10} = D_{11} = D_{12} = BA 127$$

## CONCLUSION

Cette étude nous a permis d'approfondir nos connaissances en radioléctricité. Elle nous a permis de nous familiariser avec le côté pratique qui n'est pas souvent fidèle à l'étude théorique.

Beaucoup de problèmes, déjà signalés, ont été rencontrés. Ils concernent surtout le matériel de laboratoire, les composants. De telles difficultés sont un obstacle pour les réalisations.

Nous avons essayé de faire de notre mieux : avec le peu de temps dont nous disposons, nous avons réalisé plus que la moitié du récepteur.

Ce projet qui est relatif à un récepteur embarqué très utilisé en radionavigation nous a permis aussi d'acquies certaines connaissances, certes superficielles, dans ce domaine.

Nous en avons parlé en introduction : le système V.O.R est souvent jumelé avec le dispositif ILS qui est un dispositif d'aide à l'atterrissage.

C'est un système, émission-réception, utilisé par beaucoup de pays. Il a beaucoup d'avantages : le système embarqué n'est pas encombrant et d'un prix de revient modeste si on le compare aux autres systèmes.

# ANNEXE

## Qualités d'un récepteur

### 1 Généralités

Le comportement d'un récepteur est défini par les caractéristiques essentielles suivantes :

- La sélectivité
- La fidélité
- La sensibilité
- La stabilité.

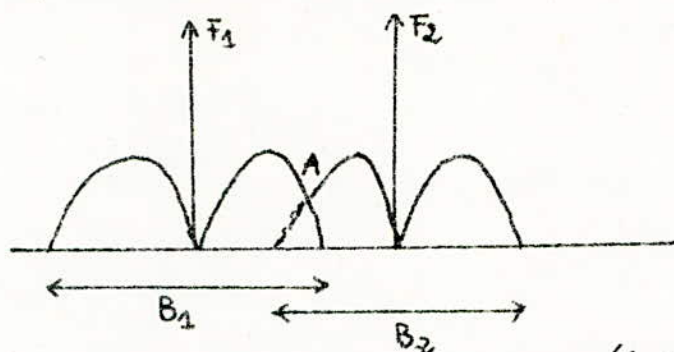
Il ya lieu de tenir compte d'autres caractéristiques, à savoir :

- La puissance de sortie.
  - L'étendue de la gamme de fréquence reçue.
- De plus, - les réglages doivent être faciles.
- L'encombrement et le poids réduits surtout pour les systèmes embarqués comme dans ce cas précis.
  - Le prix de revient raisonnable.

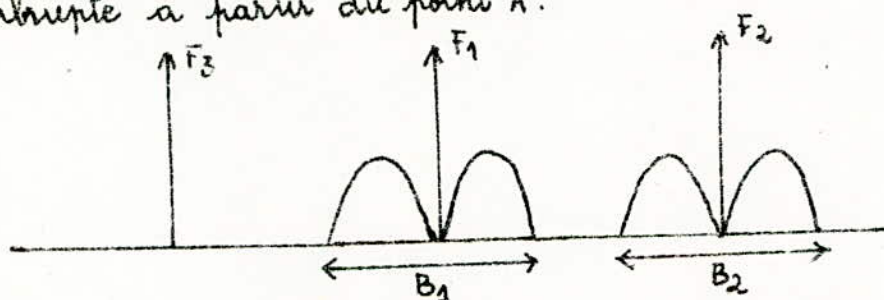
### 2- La sélectivité

2-1 Définition C'est l'aptitude du récepteur à recevoir une certaine bande de fréquences  $B$  à l'exclusion de toutes les autres. Autrement dit, la réception correcte d'une onde porteuse d'information n'est possible que dans la mesure où une porteuse  $F_1$  est suffisamment éloignée de toute autre porteuse  $F_2$  susceptible susceptible d'être captées au même point.

Il y a risque de chevauchement des spectres de fréquence.



Il faut donc demander aux circuits sélectifs une descente plus abrupte à partir du point A.



L'espacement des porteuses et l'encombrement des bandes de modulation sont réglementés par des accords internationaux (CCIR).

## 2-2 Evaluation de la sélectivité

Un récepteur parfait devrait pouvoir répondre aux conditions :

- Laisser passer sans affaiblissement toutes les fréquences constituant le spectre du signal.
- Avoir une bande passante égale à la bande de modulation considérée.
- Affaiblir dans un rapport infiniment grand tout signal de fréquence extérieure à la bande passante.

Un tel récepteur aurait alors une courbe de sélectivité idéale de forme rectangulaire. Pour arriver à cela, on emploie des circuits accordés dont le nombre est fonction de l'affaiblissement désiré.

La technique évolue vers l'utilisation de filtres céramiques placés en tête des étages FI. On fait appel parfois à des aérateurs directifs ou polarisés.

### 3 - La fidélité

3-1 Définition Un récepteur est dit fidèle s'il est capable de restituer, sans altération, le signal de modulation.

#### 3-2 Evaluation de la fidélité

Un récepteur idéal doit : - restituer l'amplitude des différentes composantes du spectre sans en modifier leur position dans le temps, c'est-à-dire leur phase.

- ne pas créer de nouvelles composantes BF qui n'existaient pas dans le spectre reçu.

Le récepteur réel ne restitue pas l'amplitude des différentes composantes de la même manière. Il y a distorsion en fréquence due aux circuits sélectifs, à la détection, aux étages BF.

Il y a modification de la phase encore appelée distorsion en phase liée à la distorsion en fréquence et due aux circuits sélectifs, aux liaisons RC.

De plus, un récepteur réel n'est pas linéaire ; en ce sens qu'il ne restitue pas la forme exacte du signal de modulation. Il y a distorsion de non linéarité due aux étages amplificateurs et à la détection. Il crée de nouvelles fréquences.

Pour parer à ces défauts, on peut imposer un affaiblissement inférieur à + 3 db entre les frontières du spectre BF et une distorsion



harmonique inférieure à 10%.

#### 4 - La stabilité

Définition C'est l'aptitude du récepteur à conserver son réglage sur une fréquence donnée dans le temps, malgré les variations des paramètres tels que :

- La tension du secteur : le remède est l'emploi d'alimentations stabilisées.
- La température ambiante : On y remédie par la régulation de température.
- La stabilité des oscillateurs : on y remédie à l'aide de la CAF qui permet le rattrapage des déviations en fréquence et en enfermant les éléments essentiels des oscillateurs dans des enceintes thermostatées.
- Le degré d'humidité a une action néfaste. On y remédie par un enrobage soigné au niveau de la pièce détachée.

#### 5- La sensibilité

5-1 : Définition C'est l'aptitude du récepteur à déceler les signaux HF les plus faibles possibles.

#### 5-2 Limitation de la sensibilité

On pourrait, pour amener le signal au niveau désiré, prévoir un nombre suffisant d'étages amplificateurs. Cependant la sensibilité d'un récepteur est limitée, non pas par des considérations de gain, mais par l'existence de "bruits" qu'il est difficile, voire impossible, de dissocier du signal utile.

### 5.3 Nature des bruits

- Bruits externes : parasites atmosphériques, cosmiques, industriels, ménagers.

- Bruits internes : dus à l'ensemble des constituants du récepteur.

Seuls ces derniers sont pris en considération lorsqu'on veut mesurer le niveau de bruit d'un récepteur.

Ainsi la puissance de bruit disponible aux bornes d'une résistance  $R$  est :

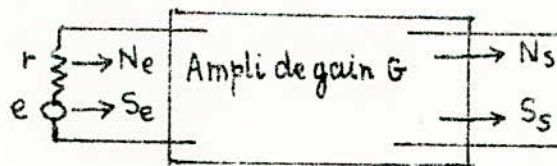
$$P_{bdisp} = \frac{v^2}{4R} = \frac{4KTR\Delta f}{4R} = KT\Delta f \quad (KT \approx 4 \cdot 10^{-21} \text{ W})$$

Pour  $\Delta f = 1 \text{ Hertz}$   $P_{bdisp} = 4 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hertz}$ .

Soit en décibels :  $P_{bdbS} = 10 \log 4 \cdot 10^{-21} = -204 \text{ db/W}$ .

### 5.4 Facteur de bruit

C'est une expression qui caractérise le bruit propre d'un amplificateur



Soit un ampli de gain en puissance  $G$  à la température ambiante  $T_0 = 290^\circ \text{K}$ .  $N_e$  est la puissance du bruit à l'entrée.

$N_s = GN_e + N_p$  où  $N_p$  est le bruit propre d'un amplificateur.

On considère que :  $N_s = F(GN_e)$ , relation dans laquelle  $F$  est le facteur de bruit ainsi défini :

$$F = \frac{N_s}{GN_e}$$

La puissance de bruit disponible à l'entrée est :

$$N_e = KT_0\Delta f$$

d'où

$$F = \frac{N_p}{G \cdot K T_0 \Delta f}$$

Par ailleurs  $FGN_e = GN_e + N_p$  - donc  $F = 1 + \frac{N_p}{GKT_0\Delta f}$

Donc le bruit propre introduit par l'amplificateur est :

$$N_p = (F-1) G \cdot K \cdot T_0 \cdot \Delta f$$

C'est-à-dire :

$$N_p = G T_e K \Delta f$$

dans laquelle  $T_e = (F-1)T_0$

$T_e$  : température ambiante ;  $N_s$  s'exprime :

$$N_s = GN_e + N_p = GK\Delta f(T_0 + T_e)$$

### 5-5 Rapport Signal/Bruit

On remarque  $N_p = 0$  si  $F = 1$ . Ceci n'est jamais réalisé.

Le facteur de bruit rend compte de la qualité d'un récepteur.

A son entrée, le rapport est :

$$\frac{S_e}{N_e} = \frac{\text{Puissance du signal}}{\text{Puissance de bruit}} = \frac{e^2/4r}{KT_0\Delta f} = \frac{e^2}{4KT_0\Delta f}$$

En sortie, le rapport est :  $\frac{S_s}{N_s} = \frac{G \cdot S_e}{F \cdot G \cdot N_e} = \frac{1}{F} \frac{S_e}{N_e}$

d'où la nouvelle expression pour  $F$

$$F = \frac{\frac{S_e}{N_e}}{\frac{S_s}{N_s}}$$

d'autre part :

$$F = \frac{N_s}{GN_e} = \frac{N_s/G}{N_e} = \frac{\text{Bruit en sortie ramenée à l'entrée}}{\text{Bruit théorique à l'entrée}}$$

Le véritable rapport Signal/Bruit à l'entrée d'un récepteur relié à une antenne à température  $T'$  par l'intermédiaire d'une ligne ( $T_0$ ):

$$\frac{S_e}{N_e} = \frac{S_e}{\frac{1}{2} [GT' + (1-G)T_0] \Delta f}$$

A une température quelconque  $T_1$  le facteur de bruit  $F_1$  est :

$$F_1 = 1 + \frac{T_0}{T_1} (F_0 - 1)$$

## 5-6 Expression de la sensibilité

Le rapport  $\frac{S}{B}$  à l'entrée est d'autant meilleur que  $T_0$  et  $T'$  sont faibles mais, d'une façon générale, pour que la réception soit confortable il faut assurer un niveau de signal supérieur à celui du bruit.

Dans le cas de récepteurs à amplification moyenne, le bruit est peu gênant;

On définit alors: - la sensibilité absolue: f.e.m minimum à l'entrée pour avoir en sortie une puissance normale.

Dans le cas de récepteurs à grande amplification, la sensibilité dépend beaucoup du rapport  $\frac{S}{B}$ . On définit alors:

- la sensibilité utilisable: f.e.m minimum à l'entrée pour obtenir en sortie une puissance normale avec un rapport  $\frac{S}{B}$  imposé.

## 5-7 : Limite du rapport $\frac{S}{B}$

Le rapport à la sortie d'un amplificateur a été trouvé égal à:

$$\frac{S_s}{N_s} = \frac{1}{F} \cdot \frac{S_e}{N_e}$$

Si on augmente  $S_e$  à l'entrée, avec  $G$  constant, le rapport  $\frac{S_s}{N_s}$  croît linéairement. Mais dans un récepteur, à cause de la CAG,

le gain des étages régulés décroît à mesure que  $S_e$  augmente.

Le facteur de bruit  $F = 1 + \frac{N_p}{GKT_0\Delta f}$  croît et le rapport  $\frac{S_s}{N_s}$  a tendance à rester sensiblement constant. Il tend vers une limite lors de l'application de la CAG.

BIBLIOGRAPHIE

TITRES

AUTEURS

- RADIOGONIOMETRIE ..... A. VIOLET
- ETUDE ET CONCEPTION DES RADIO-  
RECEPTEURS ATUES ET TRANSISTORS ..... O. LIMMAN
- ELECTRONIQUE ET RADIELECTRICITE ..... G. THALMANN
- EMISSION ET RECEPTION DES  
- ONDES HERTZIENNES ..... V. BIGGI
- LA RECEPTION ..... S. ALBAGLI - P. DAVID
- FREQUENCY MODULATION  
RECEIVERS ..... A. B. COOK  
A. A. LIFF
- LA MODULATION DE FREQUENCE ..... J. MARCUS
- CIRCUITS INTEGRES LINEAIRES ..... H. LILEN
- ELECTRONIQUE ET AVIATION ..... REVUE



