

USTHB

52/82

200

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



ETUDE ET REALISATION D'UN RECEPTEUR
D'ECOUTE A AFFICHAGE NUMERIQUE

1982

Proposé par

Lieutenant Z. BENSELMA

Etudié par :

Mlle. BENSEMRA Nacera

Mlle. AKRIB Aldjia

~~—O\$O—~~ R E M E R C I E M E N T S ~~—O\$O—~~

Nous tenons à remercier :

- * Monsieur ADANE, le Chef du Département d'Electronique, qui nous a permis de faire notre projet de fin d'études à l'Ecole Supérieure des Transmissions (E.S.T.).
- * Le Capitaine BELKHIRI, Chef du Département Technique de l'E.S.T., qui nous a permis de faire ce projet dans de bonnes conditions et pour l'estime et le soutien moral qu'il nous porta.
- * Le Lieutenant BENSELMA, notre promoteur, pour nous avoir suivi de près et pour les conseils précieux qu'il nous prodiga.
- * Le Lieutenant MOHAND-SAÏD.
- * Le Sous-Lieutenant HAMMOUCHE, l'Aspirant BENAKIL, SELLAOUI pour leur précieuse collaboration technique.

Nous remercions vivement BENHADJ-DJILLALI qui n'a pas ménagé son temps pour faire la frappe de ce projet.

- * Le Sergent REFABA et le Département Organisation et Instruction ainsi que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce projet.

En espérant que ce projet contribuera à renforcer davantage les liens existant entre l'Ecole Nationale Polytechnique et l'Ecole Supérieure des Transmissions.

--O§O-- D E D I C A C E S --O§O--

A la mémoire de ma grand-mère.

A ma mère.

A mon frère aîné Amar : je le remercie pour
le soutien qu'il m'apporta durant mes études.

A mon frère Youcef et mon neveu Farid.

A mes soeurs Ouardia et Fariza.

A ma belle-soeur Nora et ma nièce Sonia.

A tous les amis (e s) .

(Aldja AKRIB)

Sur les routes de la lumière

Il n'existe
Qu'une seule religion
Une seule loi, une seule foi, un seul droit
Le même ici comme partout ailleurs :
Le travail du travailleur

(Nazim Hikmet).

A tous ceux qui ont contribué à l'élaboration de ce projet,
A la mémoire de mon père,
A ma mère, A mon frère aîné Ferhat,
A mes frères et sœurs.
A mes beaux frères, mes belles sœurs
A mes amis (es)
A mes nièces, A mes neveux

Nacis Benzemis



A - RECEPTEUR

- I - MODULATION DE FREQUENCE.
- II - CHOIX DU SCHEMA SYNOPSIS.
- III - B R U I T S .
- IV - TRANSMODULATION ET INTERMODULATION.
- V - A N T E N N E .
- VI - ETAGE D'ENTREE : Circuit d'entrée et ampli H.F.
- VII - M E L A N G E U R .
- VIII - O S C I L L A T E U R .
- IX - DEMODULATEUR.
- X - A M P L I " B F "

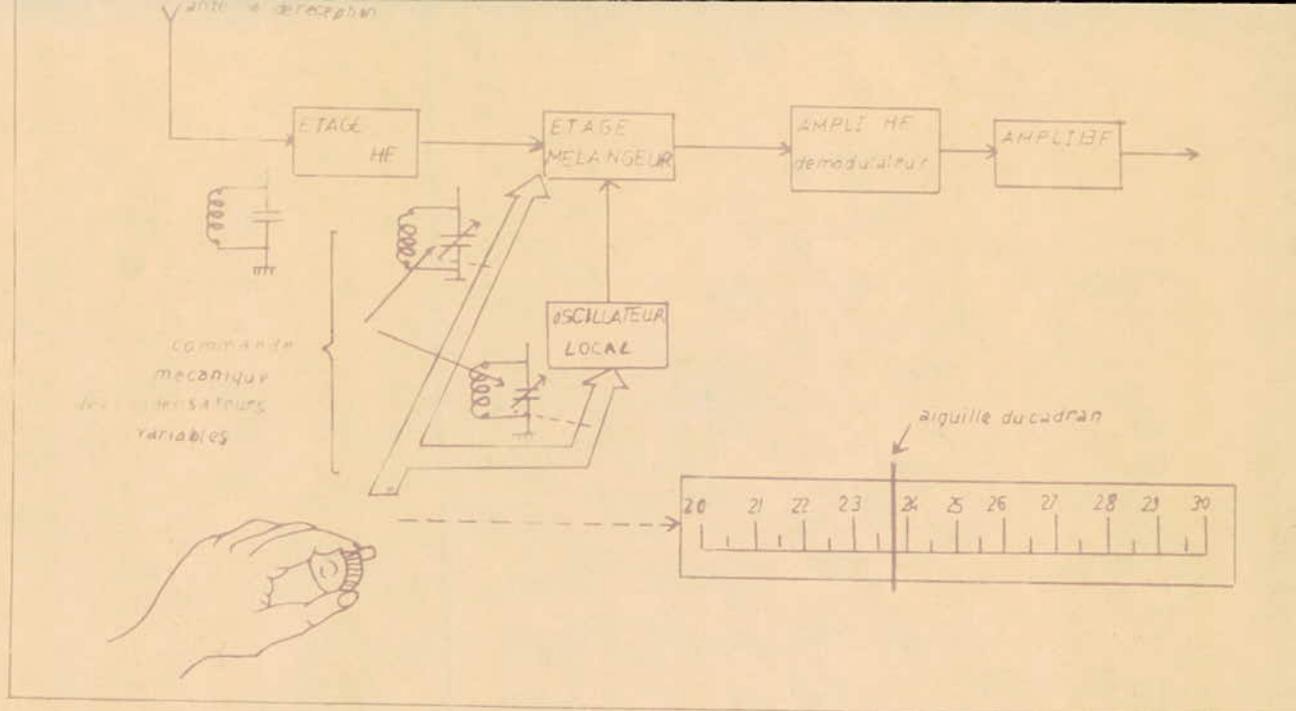
B - AFFICHAGE NUMERIQUE

- I - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.
- II - BASE DE TEMPS .
- III - C O M P T A G E .
- IV - MEMOIRES - DECODAGE - AFFICHAGE.
- V - CIRCUIT D'ENTREE.

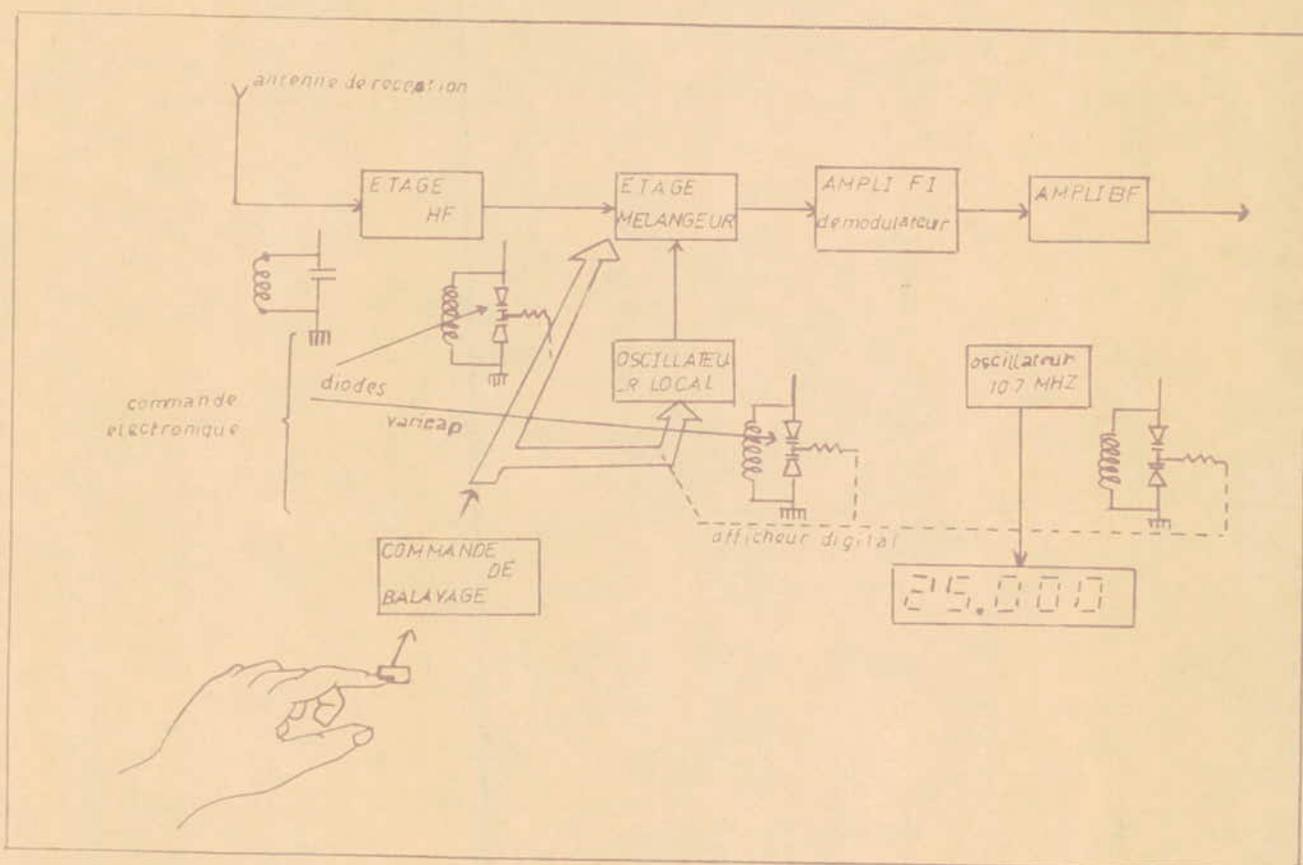
C - RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS

D - R E A L I S A T I O N .

C O N C L U S I O N



- Représentation schématique des étages de réception, classique à commande mécanique des condensateurs variables d'accord et du système d'affichage.



- Représentation schématique des étages de réception d'un récepteur à commande électronique de l'accord et affichage digital.

[-) - R E C E P T E U R

Le récepteur étudié est prévu pour contrôler des liaisons à petites distances. Il s'agit de liaisons inférieures à une trentaine de kilomètres. C'est le cas des stations militaires.

Par ses avantages multiples, la radio constitue le moyen principal de Commandement des unités, mais ses inconvénients imposent l'établissement d'une discipline rigoureuse des liaisons.

La transgression de cette discipline favorise la reconnaissance radio ennemie ; l'intensification des brouillages mutuels et rend difficile le maintien des liaisons radio.

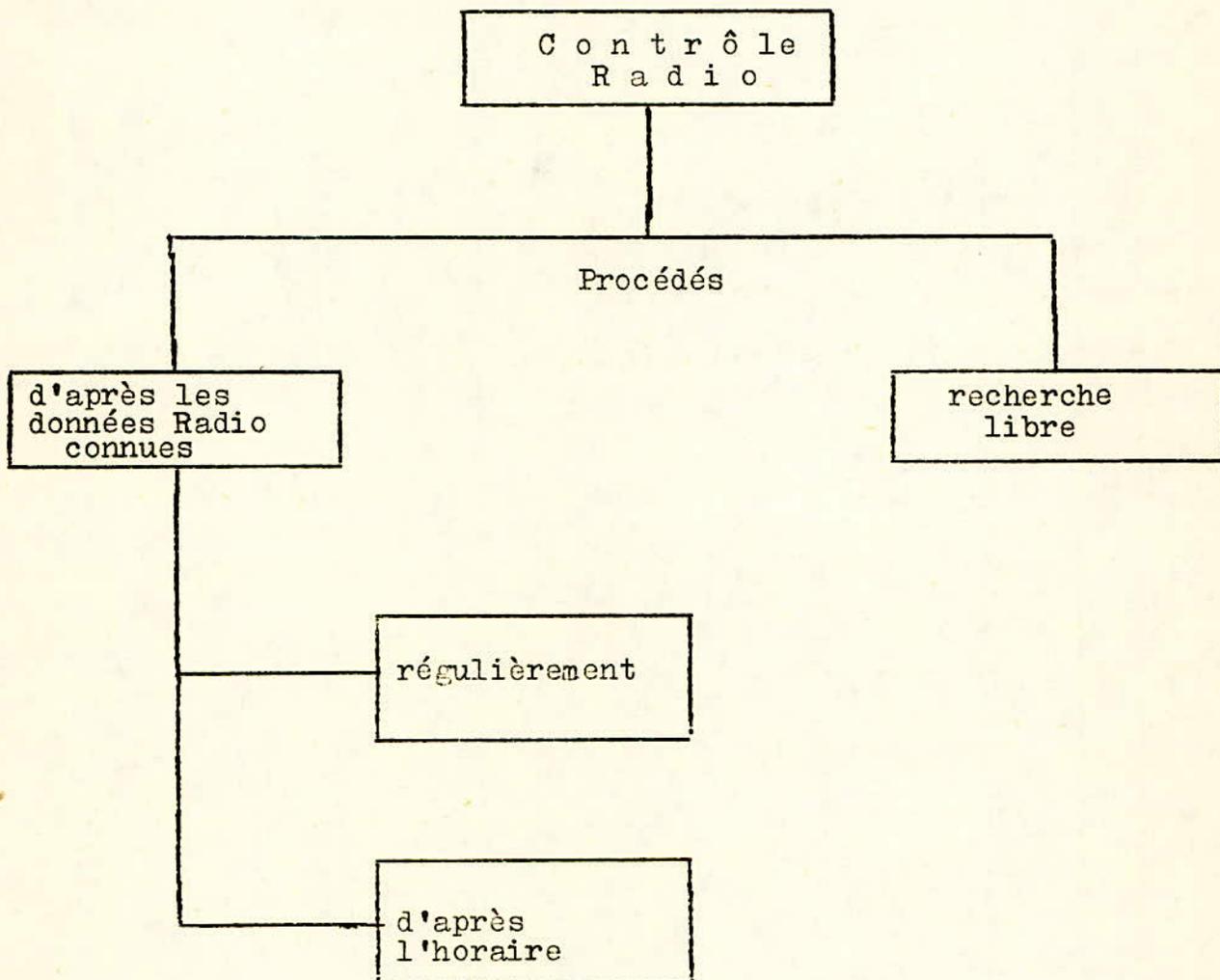
L'une des mesures pour assurer la discrétion des liaisons est le contrôle radio.

Le Contrôle Radio :

La principale mission du contrôle radio consiste dans la mise à nu de la non observation de la discipline des liaisons. Le contrôle radio peut également accomplir les missions suivantes :

- détermination du coefficient d'activité de certaines parties de la gamme de fréquences (en vue d'organiser de meilleures fréquences lors de l'organisation des liaisons) ;
- mesure du niveau du champ magnétique des émetteurs au point de réception ;
- évaluation de la qualité de modulation et autres problèmes techniques.

Le contrôle radio vise aussi à examiner les types de brouillages intentionnels ainsi qu'à déterminer les zones d'emplacement des stations de brouillage ennemies.



Les procédés de contrôle radio :

L'efficacité du contrôle radio est assuré par :

- l'emplacement correct des postes de contrôle radio (dans des zones favorables à la réception des liaisons radio compte tenu des conditions de propagation des ondes radio ainsi que de l'influence des brouillages) ;
- la communication aux postes de contrôle, des données radio nécessaires pour le contrôle radio.

Il existe deux procédés de contrôle radio :

- a) - Contrôle radio d'après les données connues au préalable.

Il se fait par deux méthodes :

- surveillance régulière du fonctionnement de certains réseaux radio ;
- contrôle du fonctionnement d'après l'horaire ; dans le cas où le contrôle régulier de tous les réseaux est impossible, ou si les réseaux fonctionnent d'après l'horaire.

- b) - Recherche libre : les données radio ne sont pas connues au préalable;

En temps de guerre, le contrôle radio est programmé pour la période de chaque opération ; en temps de paix pour un mois.

Conception générale du récepteur :

C'est un récepteur d'écoute à affichage digital et à recherche automatique de stations. Il comprend donc trois parties essentielles :

(se referer au schéma synoptique figure : 1)

- a) - Le récepteur proprement dit :

C'est un récepteur superheterodyne. Il reçoit le signal HF modulé en fréquence ; l'amplifie, le demodule et délivre l'information (signaux basse fréquence).

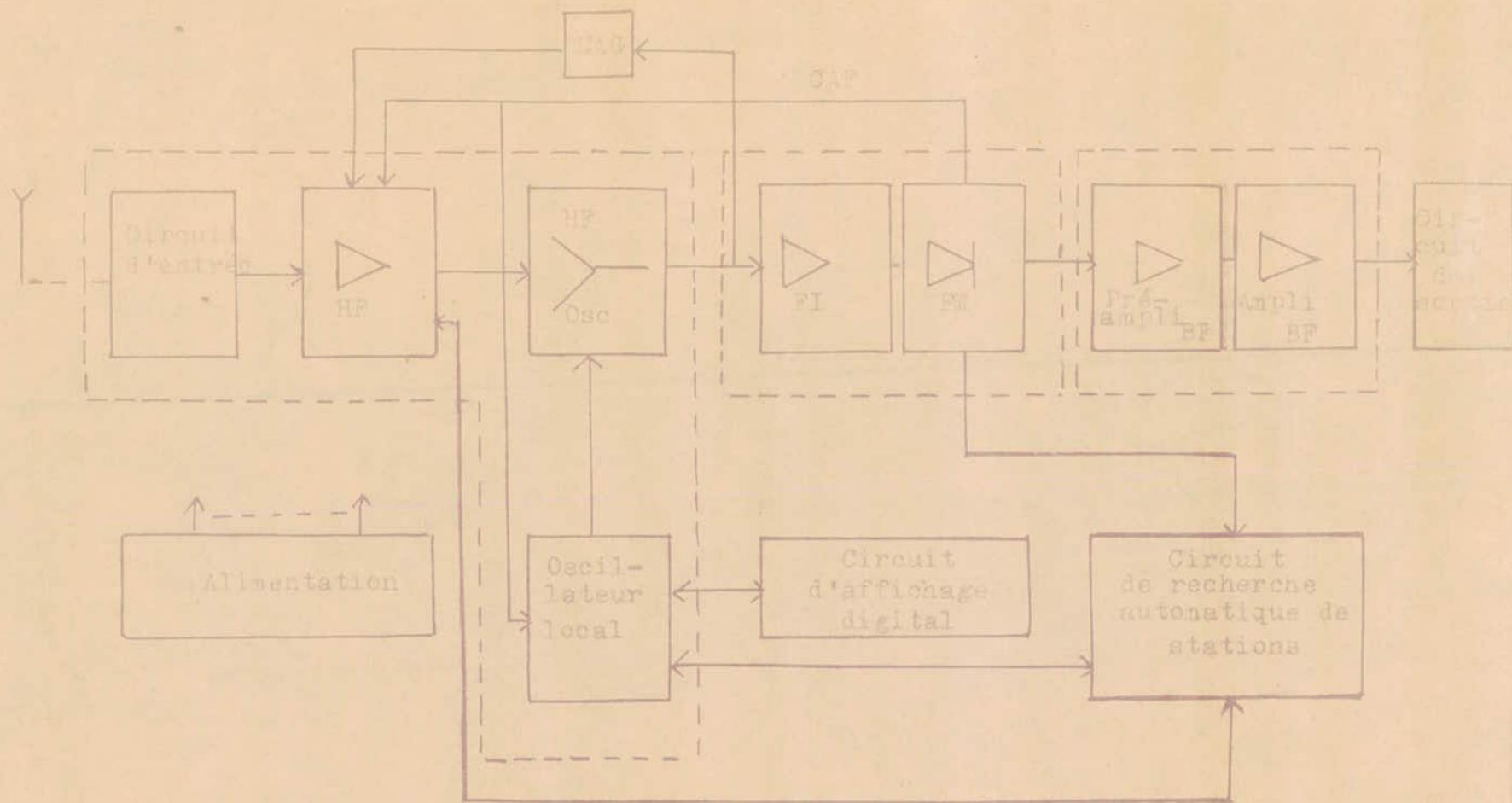
- Gamme de fréquence : 20 à 80 MHz (vu sa difficulté de réalisation, le récepteur présentera une gamme de réception de 20 à 30 MHz.)
- Sensibilité : 5 à 6 μ v pour un rapport Signal/Bruit de 20 dB.
- Sélectivité : atténuation de la fréquence image : 40 dB.
- Pourvu d'un contrôle automatique de gain et de fréquence (CAG, CAF) .
- Puissance de sortie 2 W.
- Alimentation par 220v - 50 Hz.

b) - La recherche automatique de stations :

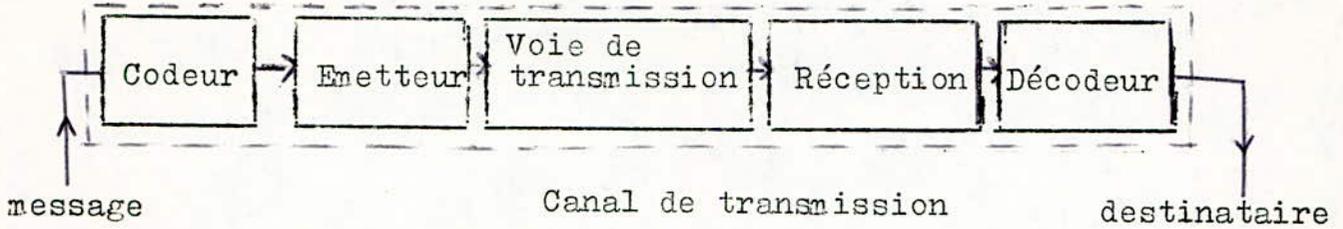
Le récepteur doit être pourvu d'un dispositif pour la recherche automatique de stations. Cette dernière est associée à une recherche manuelle. Le dispositif permet le balayage continu de la gamme de fréquence, dès la mise en marche du récepteur : en bout de gamme, il y a une remise à zéro suivie d'une reprise automatique du balayage en début de gamme. Dès qu'une station est reçue, le balayage est bloqué et l'accord est corrigé par le CAF ; la "communication" terminée, le balayage reprend.

c) - Le fréquencemètre numérique :

Il constitue la partie logique du récepteur. Une partie analogique l'adapte au récepteur. Il permet l'affichage de la fréquence, même si aucun signal n'est reçu. Le défilement des fréquences affichées s'arrête, lorsqu'un signal est reçu ; la "communication" terminée, celui-ci reprend.



La transmission d'un message d'un endroit à un autre se fait suivant le synoptique suivant : bruits



Les ondes basse fréquence ne peuvent être rayonnées directement dans l'espace en tant qu'ondes électriques ; car l'antenne qui les rayonnerait aurait des dimensions considérables de plus elles subissent une atténuation très importante dans l'atmosphère.

C'est la porteuse ; oscillation haute fréquence ; dont on fait varier soit l'amplitude, soit la fréquence, soit la phase au rythme de l'information qui est transmise.

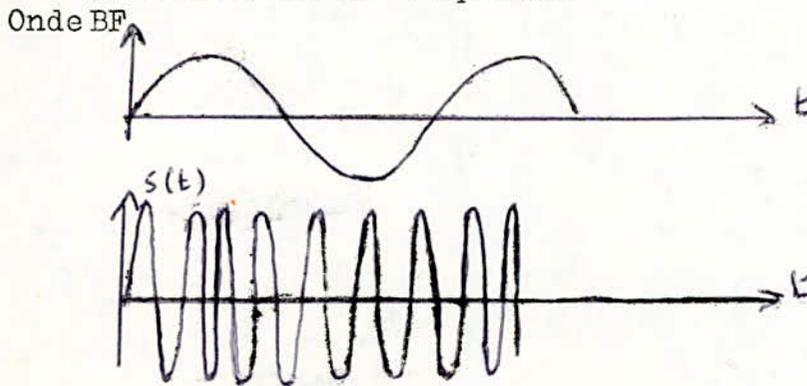
L'opération s'effectue par des procédés de modulation à l'émission et de démodulation à la réception.

Dans notre cas, le récepteur est prévu pour recevoir des signaux modulés en fréquence.

II - MODULATION DE FREQUENCE

1 - Définition.

L'amplitude de l'onde émise est constante mais sa fréquence varie autour d'une valeur moyenne à la cadence de l'onde basse fréquence.



2 - Expression et spectre de l'onde modulée :

soit l'onde porteuse : $Y_0 = A_0 \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$

Dans le cas où le signal modulant est sinusoïdal :

$$a(t) = a_0 \cos (\omega t + \varphi) ;$$

le signal modulé en fréquence est :

$$s(t) = A_0 \cos (\varphi(t) + \varphi_0)$$

La fréquence instantanée du signal $s(t)$ étant :

$$\omega(t) = \omega_0 + W \cos (\omega t + \varphi) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \text{ où } \Delta \omega = a_0.$$

$\varphi(t)$ = phase instantanée de $s(t)$

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \text{ d'où}$$

$$s(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\omega} \sin (\omega t + \varphi) + \varphi_0 \right].$$

$$s(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + m \sin (\omega t + \varphi) + \varphi_0 \right].$$

$$m = \frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{\Delta f}{f}$$

f = fréquence maximale de modulation

Δf = excursion maximale de fréquence

m ainsi défini est appelé indice de modulation.

Pour le récepteur étudié :

$$\Delta f = 5 \text{ KHz}$$

$$f = 3,4 \text{ KHz}$$

$$m = \frac{\Delta f}{f} = 1,5$$

3 - Spectre du signal modulé en fréquence :

En supposant que $-\varphi = \varphi_0 = 0$ (dephasages initiaux nuls)
- $a(t)$ sinusoïdal,

$$s(t) = A_0 \cos (\omega_0 t + m \sin \omega t)$$

$$s(t) = A_0 \operatorname{Re} \left[\exp (j\omega_0 t) \exp (jm \sin \omega t) \right]$$

(Re = partie réelle de)

La seconde exponentielle se développe en fonctions de Bessel :

$$\exp (jm \sin \omega t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n (m) \exp (jn \omega t)$$

soit :

$$s(t) = A_0 \operatorname{Re} \left[\exp (j\omega_0 t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n (m) \exp (jn \omega t) \right].$$

$m = \frac{\Delta f}{f}$	0,1	0,2	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	10	12	15
N	1	2	3	4	6	7	8	9	10	12	14	17	20	

Pour $f = 3400$ Hz

$m = 1,5$

$$B \approx 25 \text{ KHz}$$

(pour $m > 20$; la bande de fréquence B est donnée par une règle empirique $B = 2 (\Delta f + f)$ (règle de Carson).)

4 - Puissance d'une onde modulée en fréquence :

On démontre que la puissance transportée par ces bandes latérales est : $P = P_0 [1 - J_0^2(m)]$

où P_0 est la puissance de la porteuse non modulée.

Quand m augmente, $J_0(m)$ tend vers zéro ; la puissance des bandes latérales tend vers celle de la porteuse, celle-ci modulée ne porte qu'une faible puissance d'où on a une bonne répartition de la puissance sur le spectre.

5 - Modulation de phase :

Elle consiste à faire varier la phase de la porteuse ou rythme de la basse fréquence

$$y_0 = A_0 \cos \omega_0 t \quad (\text{porteuse})$$

$$a(t) = a_0 \sin \omega t \quad (\text{cas d'une B.F. sinusoïdale})$$

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \Delta \phi \sin \omega t)$$

$$\phi(t) = \omega_0 t + \Delta \phi \sin \omega t \quad ; \text{ phase instantannée de } s(t)$$

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_0 + \Delta \phi \omega \cos \omega t$$

en posant $m = \Delta \phi \cdot \omega$ on retrouve :

$$\omega(t) = \omega_0 + m \cos \omega t$$

d'où toute modulation de phase se traduit par une modulation de fréquence et inversement.

$$s(t) = A_0 J_0(m) \cos \omega_0 t + A_0 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m) \cos(\omega_0 + n\omega) t + A_0 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(m) \cos(\omega_0 - n\omega) t.$$

$J_n(m)$ est une fonction de Bessel de première espèce ; d'ordre n solution de l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d^2 J}{dm^2} + \frac{1}{m} \frac{dJ}{dm} + \left(1 - \frac{n^2}{m^2}\right) J = 0$$

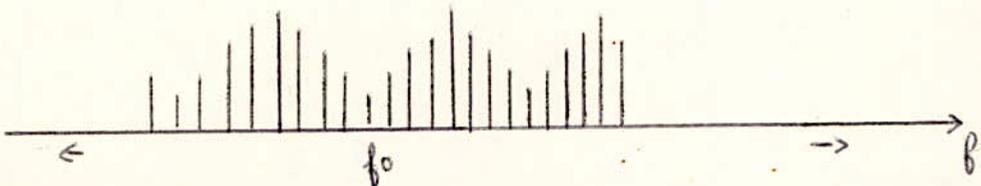
$J_n(m)$ est de la forme :

$$J_n(m) = \left(\frac{m}{2}\right)^n \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r!(n+r)!} \left(\frac{m}{2}\right)^{2r}$$

avec : $J_{-n}(m) = (-1)^n J_n(m)$.

Il existe des tables de Bessel qui donnent les valeurs de $J_n(m)$ en fonction de m .

Dans le cas où on transmet tout un spectre basse fréquence, les calculs sont bien plus complexes, on obtient un spectre de la forme suivante :



L'émission s'accompagne d'une infinité de bandes latérales séparées par des intervalles égaux à la fréquence de modulation, ceci du point de vue mathématique ; car en réalité les amplitudes des bandes latérales diminuent très rapidement lorsque leur rang (n) croît, de sorte que pratiquement on peut se limiter à un certain nombre (N) ; la largeur de bande de l'émission sera donc :

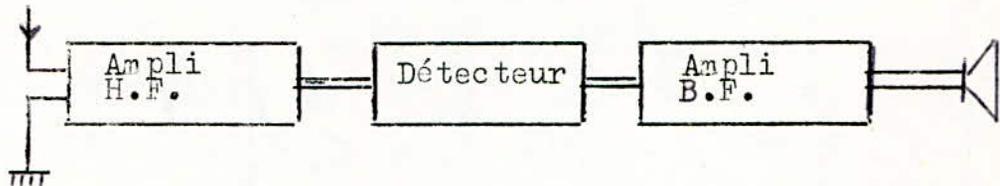
$$B = 2N \cdot f$$

Le tableau qui suit donne les valeurs de N assurant une transmission correcte ; suivant les valeurs de l'indice de modulation.

II - CHOIX DU SCHEMA SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR

Il existe deux sortes de récepteurs :

1 - Récepteur à amplification directe :



Dans l'amplification directe, l'oscillation H.F. reçue est directement ou après amplification transmise au détecteur.

Les récepteurs à changement de fréquence sont plus sensibles, plus sélectifs et plus faciles à manoeuvrer. C'est ce type que nous avons choisi.

2) - Récepteur superhétérodyne :

Toutes les fréquences incidentes sont changées en une seule fréquence appelée fréquence intermédiaire.

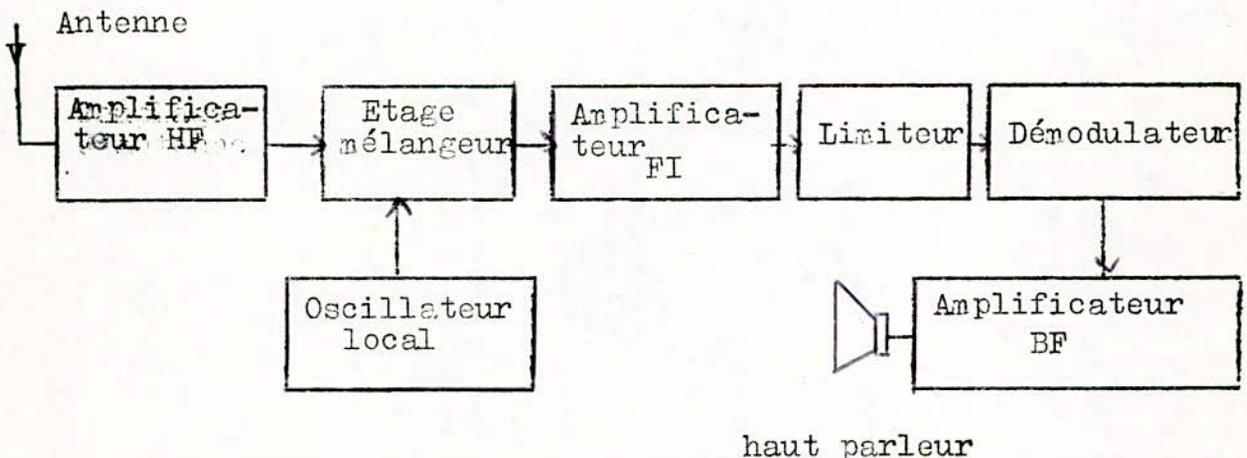


Schéma synoptique d'un récepteur superhétérodyne

La tête haute fréquence constituée par l'amplificateur HF, le mélangeur et l'oscillateur local est suivie d'un limiteur, d'un discriminateur et d'un amplificateur BF.

Le rôle de chacun de ces étages sera étudié ultérieurement.

Le choix de la tête HF est conditionné par certains phénomènes perturbateurs qui ne peuvent être éliminés complètement du récepteur. Ils sont caractérisés par certains taux, qu'il faut donc améliorer sinon maintenir.

III - LES BRUITS .

Les bruits sont classés en deux catégories :

- a) - Les bruits extérieurs au récepteur, qui sont introduits dans le récepteur par l'antenne. Ces bruits sont limités par un emplacement correct du poste de contrôle radio.

L'antenne à sa fréquence de résonance, peut être considérée comme une résistance pure (égale à sa résistance de rayonnement) ; elle présente une tension de bruit (bruit propre de l'antenne) :

$$E = \sqrt{4 k T R B} \quad (\text{voir partie b})$$

B = bande passante de l'antenne.

Chacune de ces grandeurs étant parfaitement définie ; on ne peut intervenir sur ce bruit.

- b) - Les bruits propres au récepteur :

Ils sont d'origine thermique et sont produits par les différents circuits, les transistors et aussi le bruit ramené de l'antenne.

Les bruits dûs à l'antenne et au premier étage sont prédominants ; car ils sont amplifiés par toute la chaîne d'amplification du récepteur, au même titre que le signal utile.

Aux bornes d'une résistance R, ils donnent une tension de bruit :

$$E = \sqrt{4 k R \Delta f} \quad (\text{formule de Nyquist})$$

E = valeur de la tension de bruit

K = constante de Boltzmann $(= 1,374 \cdot 10^{-23})$

T = température absolue en degré Kelvin.

Δf = bande passante de l'appareil considéré en Hz
(les bruits qui se situent en dehors de la bande de transmission étant atténués).

Il existe une autre sorte de bruit dû au caractère corpusculaire du courant : bruit de grenaille.

Un courant continu I s'accompagne d'un courant de bruit i , tel que : $\bar{i}^2 = 2 q I \Delta f$. (formule de Shottky).

En prenant une conductance équivalente de bruit $G = \frac{q}{2kT} I$; ce bruit peut être représenté par le bruit thermique de la conductance G tel que : $\bar{i}^2 = 4kTG\Delta f$.

Les bruits du récepteur sont caractérisés par le facteur de bruit $F = \frac{(S/B) \text{ entrée}}{(S/B) \text{ sortie}}$ S = signal utile
B = bruit.

Pour un récepteur idéal $F = 1$.

Le rapport (S/B) est défini par

pratiquement c'est le rapport $\frac{S+B}{B}$ qui est mesuré.

L'utilisation de la modulation de fréquence ; apporte une amélioration dans le rapport (S/B) ; mais celle-ci ne se fait qu'à partir d'un certain seuil d'intensité (le (S/B) à l'entrée du démodulateur doit être supérieur à 10 dB).

IV - TRANSMODULATION ET INTERMODULATION.

Le siège de ces phénomènes indésirables est généralement l'amplificateur HF du récepteur.

Les caractéristiques non linéaires du transistor employé, surchargé en sont les causes.

Il existe deux types de transmodulations :

a) - intermodulation ou transmodulation du type A :

Celle-ci se manifeste lorsque deux émissions de fréquences différentes F_1 et F_2 ou leurs harmoniques donnent naissance après passage dans le transistor amplificateur HF à des signaux ($F_1 \pm F_2$) qui se trouvent dans la bande de réception du récepteur,

b) - transmodulation du type B (cross modulation)

Celle-ci est plus fréquente et plus gênante que la première. D'autres émissions que celle désirée sont entendues à la fois, elles correspondent à des émetteurs puissants proches ou d'émetteurs éloignés dont les émissions arrivent avec un champ important, ainsi que lors de l'utilisation d'antennes relativement longues (surcharge du transistor d'entrée) .

A cela, il faut rajouter les harmoniques de l'oscillateur, du changeur de fréquence qui peuvent aussi amener par battements des réceptions indésirables.

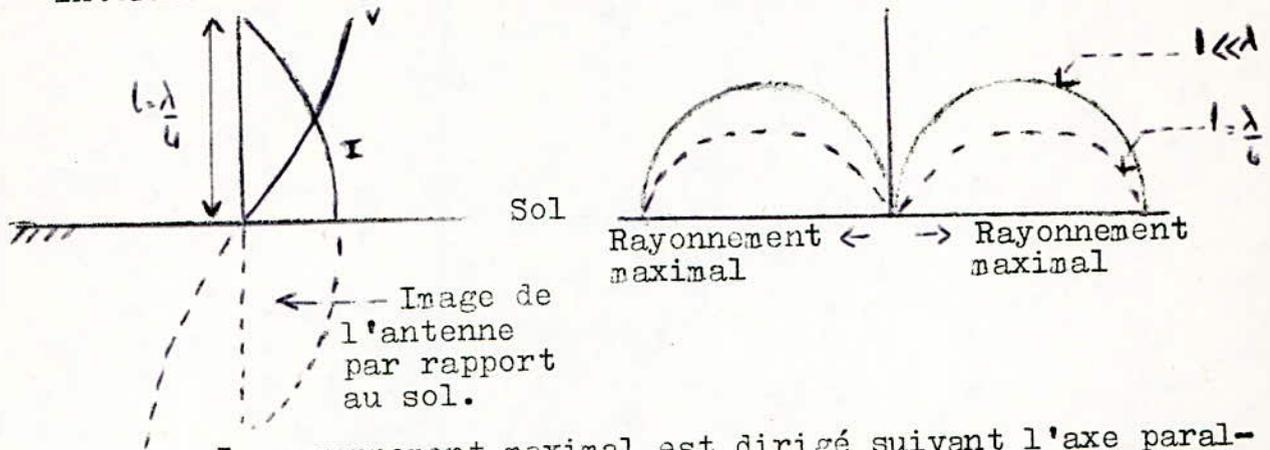
Même en faisant intervenir ensuite des étages moyenne fréquence extrêmement sélectifs rien ne pourra améliorer cette situation.

L'étage d'entrée doit donc être réalisé avec beaucoup de soins.

V - L'ANTENNE .

Le collecteur d'ondes du récepteur est une antenne fouet ; monopole asymétrique $1/4$ d'onde. Celle-ci est constituée par un fil vertical par rapport au sol, conducteur. (La partie inférieure de l'antenne est connectée à l'une des bornes de sortie du récepteur et la seconde borne est reliée à la terre.)

L'entrée s'effectue par une prise d'antenne sous une impédance de (75 Ω) asymétrique (on relie le conducteur extérieur du câble coaxial à la prise de masse et le conducteur intérieur à une prise effectuée sur le bobinage d'entrée).



Le rayonnement maximal est dirigé suivant l'axe parallèle au sol, d'où l'antenne fouet peut être utilisée pour assurer les liaisons radio par ondes de sol et pour de petites distances.

La longueur de l'antenne est calculée pour la fréquence moyenne de la bande de réception soit 25 MHz :

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{f} \cdot \frac{1}{4} \quad c = 310^8 \text{ m:s.} \quad d'o\grave{u} \quad \frac{\lambda = 12 \text{ m}}{l = 3 \text{ m}}$$

La longueur d'antenne trouvée ; est importante. Pratiquement l'antenne présente une longueur de 70 cm, son accord étant réalisé en connectant en série avec celle-ci et à sa base une inductance (L)

$$\begin{aligned} Z_c &= \text{impédance caractéristique de l'antenne} \\ Z_o &= \text{impédance d'entrée de l'antenne de longueur } l \\ Z_o &= -jZ_c \text{ Cotg } kl \\ Z_o' &= R_o + j (L\omega - Z_c \text{ cotg } kl) \\ Z_o' &= \text{impédance d'entrée de l'antenne de longueur } l'. \end{aligned}$$

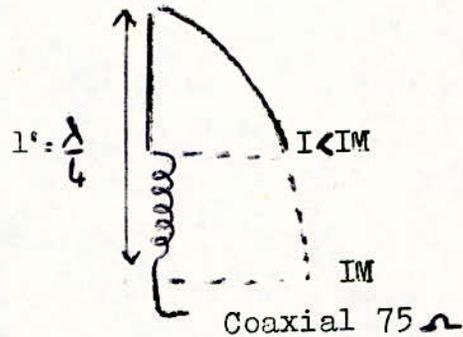
$$\text{Pour } l \ll \lambda \quad R_o \approx 0 \quad (l = 0,7\text{m} \ll \lambda = 3\text{m})$$

$$Z_o' = j (l\omega - Z_c \text{ cotg } kl) = j X_o'.$$

Pour que cette antenne soit accordée, il faut que :
 $LW = Z_0 \cotg kl$ ($\Leftrightarrow X_0' = 0$; l'inductance élimine l'effet
 capacitif présenté par l'antenne)

soit : $L = Z_0 \frac{\cotg kl}{\omega}$ $L = 1,24 \mu H$

C'est comme si on avait rallongée l'antenne primitive
 non accordée à l'aide de la self ; le courant ramené à la base
 de l'antenne est maximal (I_M) ; la longueur de l'antenne ainsi
 obtenue est de $l' = \lambda/4$.



VI - Etage d'entrée : circuit d'entrée et amplificateur H.F.

1 - Choix du transistor H.F.

Les performances finales d'un récepteur dépendent en majeure partie du choix du transistor amplificateur d'entrée.

Comme on ne peut rien faire contre le bruit généré par l'amplificateur ; il faut choisir un transistor à faible facteur de bruit (F).

Si en plus, un gain important peut être obtenu, ce bruit est amplifié, celui du premier étage (F₁) et celui de l'étage suivant (F₂) est donné par :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

G₁ = gain réel du premier étage.

Plus G₁ est grand, moins le bruit généré par le second étage se fera sentir, car celui-ci est l'étage changeur de fréquence dont le bruit propre est relativement important.

L'amplificateur H.F. a tendance aux oscillations parasites ; il faut choisir un transistor à faible valeur du paramètre de réaction Y₁₂, ou prendre un montage à base commune, ce qui évite le problème de neutrodynage très ardu lorsqu'il s'agit d'amplificateur à large bande.

Pour que l'amplificateur H.F., soit stable, il faut que F_{Y21} (fréquence de coupure de Y₂₁) soit supérieure à trois fois la fréquence maximale de travail.

L'amplificateur H.F. doit présenter un gain aussi grand que possible.

— Le transistor sur lequel notre choix s'est porté est le B.F. 200.

Le constructeur indique la valeur de l'impédance de source qui donne le facteur de bruit minimal soit :

$$F = 1,9 \text{ dB pour } 7 \leq G_S \leq 11 \text{ mA/V}$$

$$G_p = 30 \text{ dB} \quad (G_p = \text{gain en puissance})$$

$$F_T = 650 \text{ MHz} \quad (\text{Fréquence de transition})$$

$$F_T \approx F_{Y_{21b}} F_{\alpha} = 650 \text{ MHz} > 3 \times 30 = 90 \text{ MHz.}$$

Le point de fonctionnement typique indiqué dans le catalogue est :

$$I_E = 3 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 10 \text{ V}$$

Les paramètres (Y_{ij}) en base commune, pour ce point de fonctionnement et à une fréquence de 50 MHz sont :

$$(G_{11})_b = 85 \text{ mA/V}$$

$$- (b_{11})_b = 15 \text{ mA/V}$$

$$|Y_{12}|_b = 55 \mu\text{A/V}$$

$$(\phi_{12})_b = 270^\circ$$

$$|Y_{22}|_b = 85 \text{ mA/V}$$

$$(\phi_{21})_b = 165^\circ$$

$$(G_{22})_b = 15 \mu\text{A/V}$$

$$- (b_{22})_b = 280 \mu\text{A/V}$$

La conductance de source choisie est de 10 mA/V ; il est préférable d'admettre une perte de gain de quelques dB et de choisir une conductance de source qui donne le facteur de bruit optimal.

2 - Choix du montage :

Le montage choisi est celui en base commune, car il présente :

- une faible impédance d'entrée permettant une adaptation facile de l'étage d'entrée par suite de l'utilisation d'un transformateur accordé, ou de prises sur le bobinage d'entrée;

- une absence totale de réaction de la sortie sur l'entrée ($Y_{12b} = 55 \mu\text{A/V}$) ;

- gain en puissance, non négligeable et constant en fonction de la fréquence ;

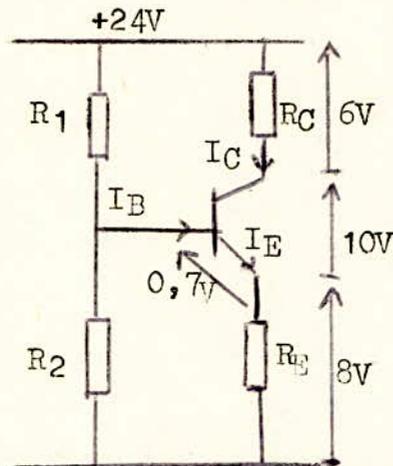
- une sensibilité moindre à la surcharge donc à la transmodulation ;

- $\alpha \approx Y_{21b} \approx 1$; il n'ya pas de dispersion des caractéristiques d'un transistor à l'autre d'où reproductibilité.

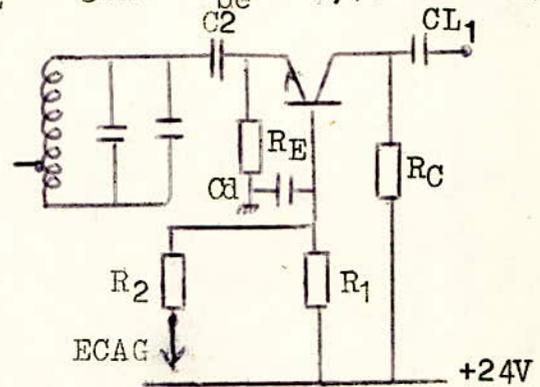
3 - Polarisation du transistor :

Point de fonctionnement : $V_{CE} = 10V$ $\beta = 100$

$I_E = 3mA$ $V_{be} = 0,7V$ $E = 24V$



Polarisation du transistor



Etage d'entrée

La base est polarisée par le pont de base (R_1, R_2) et par la tension de CAG. Celle-ci sera étudiée ultérieurement.

$$E = R_E I_E + V_{CE} + R_C I_C$$

$$I_E = I_C + I_B \approx I_C$$

$$E = (R_E + R_C) I_E + V_{CE}$$

$V_{CE} = 10 (V)$, le reste de la tension soit $14V$ est réparti comme indiqué sur le schéma de polarisation.

$$V_{EM} = R_E I_E = 8V \quad \Rightarrow \quad \underline{R_E = 2,6 K}$$

$$R_C = \frac{E - (V_{CE} + V_{EM})}{I_E} \quad \Rightarrow \quad \underline{R_C = 2 K}$$

Nous prenons le courant de pont égal à $20 I_b$:
($I_b \ll I_p$).

$$I_1 = 20 I_b$$

$$R_2 \cdot 19 I_b = R_2 \cdot 19 I_C = V_{EM} + V_{BE} = 8,6 \text{ v} \Rightarrow R_2 = 15 \text{K}$$

$$R_2 = 10 \text{K}, R_1 = 27 \text{K}$$

$$R_1 20 I_b = 15,4 \Rightarrow R_1 = 25,6 \text{K}$$

Stabilité thermique :

$$S = \frac{\beta + 1}{1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_B}} \quad \text{avec} \quad R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 7 \text{K} \quad S = 3,7$$

Calcul du condensateur de découplage cd.

Le condensateur cd, doit être un court circuit à la fréquence basse de travail soit 20 MHz.

Ceci est réalisé pratiquement en adoptant la règle du 1/10:

$$X_B = \frac{1}{cd \omega} < \frac{R_B}{10}$$

$$cd > 11 \text{pF}$$

- Le condensateur C₂ sert à l'adaptation du circuit d'entrée :
C₂ = 134 pF.

Calcul du condensateur de liaison CL1 :

Il se calcule en considérant les autres condensateurs infinis et à la fréquence la plus basse que l'on veut transmettre.

R_S et R_e étant respectivement les impédances de sortie et d'entrée des étages reliés par le condensateur CL1 .

$$f \gg \frac{1}{2 \pi (R_S + R_e) CL_1} \Rightarrow CL_1 \gg \frac{1}{2 \pi (R_S + R_e) f}$$

$$R_S = 2,5 \text{K}$$

$$R_e = 2,5 \text{K}$$

$$CL_1 \geq 1,5 \text{pF}$$

Choix et calcul du circuit d'entrée :

Le rôle du circuit est d'assurer la liaison entre la descente d'antenne et l'entrée de l'amplificateur HF, dans des conditions permettant d'obtenir :

- l'adaptation : transfert maximal de l'énergie recueilli car la sensibilité du récepteur dépend directement de se transfert sans parler de la naissance d'ondes stationnaires qui viennent tout perturber.

- un facteur de bruit minimal,
- réduction de l'influence de l'antenne.

Le circuit d'entrée est du type parallèle (figure 3). Le couplage avec l'antenne s'effectue à l'aide d'une bobine à prises, qui réalise aussi l'adaptation avec l'impédance caractéristique du câble de descente d'antenne (75 Ω).

L'accord est fixe, il est réalisé sensiblement au milieu de la bande à recevoir. Celle-ci étant large et le circuit d'entrée amorti par la résistance d'entrée du transistor, la sélectivité est suffisamment faible pour ne pas trop défavoriser les extrémités de la bande désirée.

Dans tous les calculs sur les transistors ; les impédances d'entrée et de sortie sont assimilées aux paramètres (Y_{11}) et (Y_{22}) indiqués par le constructeur.

Les calculs se font en utilisant un régime d'accord sur la fréquence moyenne soit :

$$F_m = \sqrt{F_{\max} F_{\min}} = 25 \text{ MHz.}$$

Le condensateur (C_2) joue le rôle d'adaptation d'impédances (voir les figures : 3 - 4 - 5).

La partie réelle de l'impédance d'entrée du transistor ; ramenée par C_2 en (b.b') doit être égale à l'impédance de source en (a a') ; le terme capacitif ramené contribuant à l'accord de l'inductance L.

Calculon (R_p, C_p) suivant les transformations des figures 4 et 5 :

$$R \text{ série} = \frac{R_{11b}}{1 + (R_{11b} C_{11b})^2} \quad (1)$$

$$C \text{ série} = C_{11b} \left(1 + \frac{1}{(R_{11b} C_{11b})^2} \right) \quad (2)$$

$$R_{11b} = 12 \Omega$$

$$C_{11b} = 48 \text{ PF}$$

$$R \text{ série} = 11,9 \Omega$$

$$C \text{ série} = 6 \mu F$$

Dans la configuration série ; on considère la capacité équivalente :

$$C' = \frac{C_2 \cdot C \text{ série}}{C_2 + C \text{ série}} \quad (3)$$

Par analogie avec les relations (1) et (2) nous écrivons :

$$R \text{ série} = R_p \frac{1}{1 + (R_p C_p \omega)^2} \quad (4)$$

$$C' = C_p \left(1 + \frac{1}{(R_p C_p \omega)^2} \right) \quad (5)$$

Pour réaliser l'adaptation, R_p doit être égale à la résistance de source ramenée en (b b') c'est-à-dire à 100 Ω .

Mais nous prenons R_p égale à 200 ; une perte de gain de quelques décibels est consentie au profit de la réalisation de la self car si on réalise l'adaptation ; la capacité d'accord sera importante par suite la valeur de L sera trop petite.

$$R_p = 200 \Omega.$$

A partir des relations (3) ; (4) ; (5) nous déduisons :

$$C_p = 126 \text{ pF}$$

$$C' = 134 \text{ pF}$$

$$C_2 = 134 \text{ pF}$$

$$\underline{C_2 = 134 \text{ pF}}$$

L'antenne est équivalente a une source de $F_e M E_a$ et d'impédance R_a (à l'accord ; soit à 25 MHz). Celle-ci se transforme en une source de courant suivant le schéma - 2.

L'impédance R_a ramenée en (b b') doit être égale à 100 suivant la relation :

$$\epsilon_s + \epsilon_0 = \epsilon_a \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \quad \epsilon_0 \ll \epsilon_s$$

$$d'o\grave{u} \frac{g_B}{g_a} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 = \frac{R_a}{R_s} = \frac{75}{100} = 0,075$$

$$\Rightarrow m_2 = 1,15 m_1$$

Calcul du circuit d'accord (fig.3) :

Le coefficient de surtension à vide de la bobine est $Q_0 = 100$.

En charge :

$$Q_c = C_t \cdot \omega \cdot R \quad C_t = \frac{Q_c}{R\omega}$$

C_t = capacité totale d'accord.

Le coefficient de surtension en charge doit être de :

$$Q_c = \frac{f_n}{B} = \frac{25}{10} = 2,5$$

D'après la Fig. 5 ; la résistance d'amortissement du circuit d'accord :

$$R = R_s // R_o // R_p \quad (// = \text{parallèle})$$

$$R_o \gg R_p > R_s \quad \text{soit} \quad R = R_s // R_p$$

$$R = \frac{200 \cdot 100}{300} \approx 70 \Omega$$

La capacité d'accord sera alors égale à :

$$C_t = \frac{Q_c}{R\omega} = 227 \text{ pF}$$

$$C_t = C + C_p + C_1 + C_m$$

C = capacité fixe placée en parallèle sur le bobinage.

$$C_1 = \text{capacité parasite de la bobine} = 3 \text{ à } 5 \text{ pF}$$

$$C_m = \text{capacité due au montage} = 3 \text{ à } 5 \text{ pF}$$

$$C_p = 126 \text{ pF}$$

$$C = 80 \text{ pF}$$

Nous rajouterons un ajustable de 10 pF pour obtenir l'accord exact. Par la formule de THOMSON, nous calculons L :

$$L = \frac{1}{C_t \omega_{\text{moy}}^2} \quad L = 0,18 \mu\text{H}$$

Dans ce cas la perte de puissance par désadaptation à l'entrée est de :

$$\frac{4 \frac{g_s}{g_p}}{1 + \left(\frac{g_s}{g_p}\right)^2} = \frac{4 \times \frac{200}{100}}{1 + \left(\frac{200}{100}\right)^2} = 2 \text{ dB}$$

Il faut rajouter à cela 1 dB de pertes ohmiques.

Le gain en puissance réel de l'étage est :

$$G_p = \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^2 \cdot \frac{G_1}{G_{eb}}$$

$$\frac{v_2}{v_1} = \text{gain en tension de l'étage}, G_1 = 810^{-4} \text{ A/v}$$

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{|S|}{G_1} = 40 \text{ dB}$$

$$\underline{G_v = 40 \text{ dB}}$$

$$G_{cb} = 611b$$

$$G_p = \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^2 \cdot \frac{G_1}{G_{eb}} = 20 \text{ dB}$$

$$\underline{G_p = 20 \text{ dB}}$$

La légère désadaptation à la sortie de l'amplificateur, permet de stabiliser cet étage.

Le facteur de stabilité de celui-ci est :

$$S_b = \frac{2 [G_{11b} + G_s] [G_{22} + G_c]}{|(y_{21b} y_{12b})| + \text{Re}(y_{12b} y_{21b})}$$

$$G_s = 10 \text{ mA/v} \quad G_c = 810^{-4} \text{ A/v.}$$

$$\underline{S_b = 26.}$$

Circuit d'accord sélectif :

Dans ce circuit d'accord, des diodes varicap remplacent les condensateurs variables.

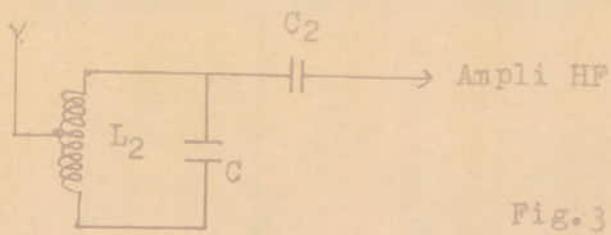


Fig. 3 Circuit d'entrée de type

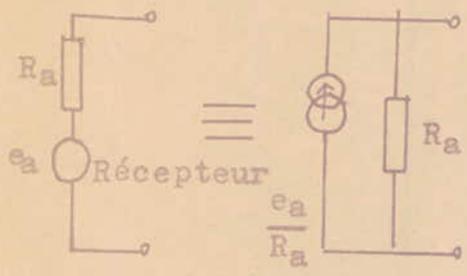


Fig. 4 Schéma équivalent de l'antenne

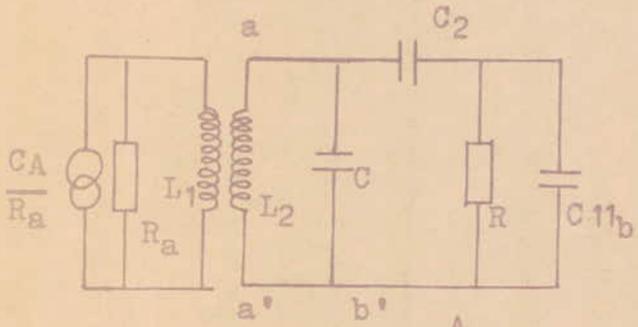
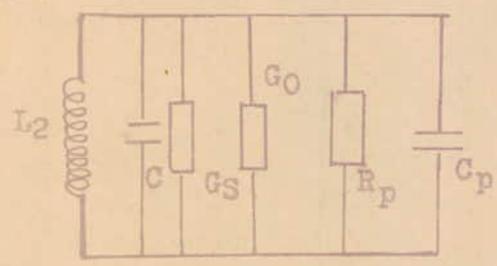
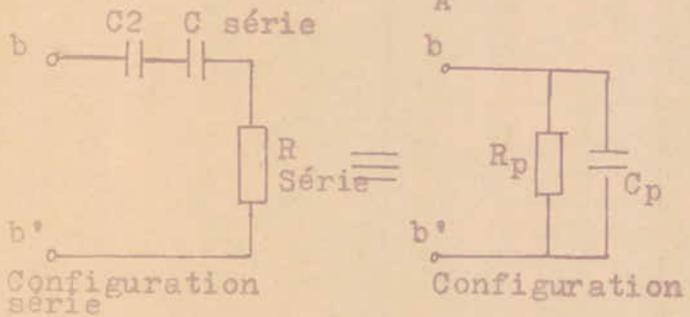


Fig. 5 Schéma équivalent du circuit d'entrée

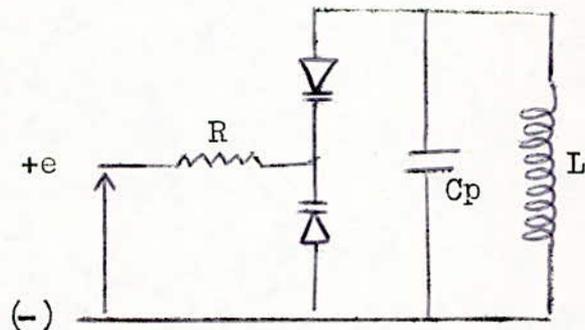


La diode varicap est un composant statique ayant pour principale caractéristique de voir sa capacité initiale modifiée en fonction de la tension inverse qui lui est appliquée (la capacité de la diode est inversement proportionnelle à sa tension de commande).

L'emploi des diodes varicap pour l'accord, n'améliore pas les performances, toutefois on gagne en encombrement et en stabilité en particulier lorsque la tension de commande est elle même stabilisée et corrigée dans le cas d'un accord (CAF) .

La variation de la capacité de la diode n'est pas linéaire en fonction de la tension qui lui est appliquée.

Le signal HF, superposé à la tension continue de commande subit une distorsion par suite de la courbure de la caractéristique pour corriger cela on utilise le schéma de montage suivant :



Les deux diodes sont placées en " tête bêche ". Elles sont en parallèle du point de vue continu et en série pour la HF. Les courbures en sens inverse se compensent et le signal n'est plus affecté de distorsions.

L est la bobine d'accord du circuit (L_c) parallèle et c_p représente l'ensemble des capacités fixes et parasites.

R doit présenter une grande valeur pour ne pas amortir le circuit d'accord.

Les caractéristiques des diodes doivent couvrir toute la bande de fréquence en tenant compte de c_p .

Désignons par N le rapport des fréquences limites :

$$N = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 1,5$$

$$N = 1,5$$

En se référant à la formule de THOMSON :

$L_C \omega^2 = 1$; f est inversement proportionnelle à la racine carée de Ct :

$$N^2 = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = \frac{C_{t\max}}{C_{t\min}} = \frac{C(V_{\min})}{C(V_{\max})} = 2,25$$

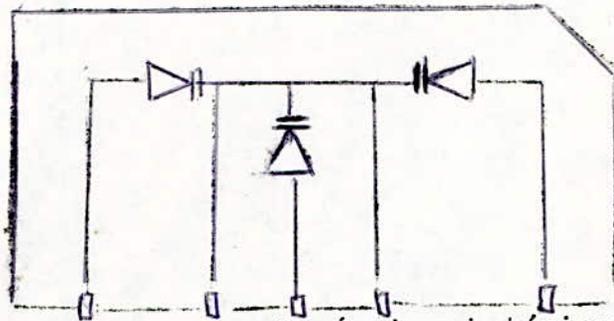
La capacité Ct étant la capacité totale d'accord :

$$C_t = C_p + \frac{C_v C_v}{C_v + C_v} = C_p + \frac{C_v}{2}$$

Le choix de la diode varicap est lié à $N^2 = 2,25$

La diode utilisée est la BB 113.

Dans le même boîtier ; se trouvent trois diodes de caractéristiques égales :



Les trois cathodes sont réunies intérieurement et sortent sur deux broches décollées tandis que les anodes ont des sorties séparées ; la capacité d'un élément variant de 13 à 250 pF pour une tension de commande variant de 30 à 1,5 V.

Nous travaillons sur la partie de la caractéristique $c_v = f(v)$ suivante :

$$50 \text{ pF} \longleftrightarrow 150 \text{ pF}$$

$$24 \text{ v} \longleftrightarrow 14 \text{ v}$$

$$C_p \text{ sera telle que } N^2 = 2,25$$

$$\frac{(C_v/2)_{\max} + C_p}{(C_v/2)_{\min} + C_p} = 2,25 \quad \Rightarrow$$

$$C_p = 15 \text{ pF}$$

Le calcul de la valeur de l'inductance se fait à la fréquence moyenne :

$$F_m = \sqrt{F_{\max} F_{\min}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{C\min}} \cdot \frac{1}{L_{C\max}}}$$

$$F_m = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_m}}$$

$$C_m = \sqrt{C_{\max} C_{\min}}$$

$$C_m = 60 \text{ pF}$$

À l'accord :

$$L C_m \omega_m^2 = 1$$

$$L = 0,68 \text{ } \mu\text{H}$$

Sélectivité en fréquence image :

Le circuit doit réaliser la sélectivité en fréquence image, celle-ci est fixée à 40 dB ; elle impose donc la valeur du coefficient de surtension en charge Q_c :

$$S = 40 \text{ dB}$$

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

$$x = \frac{|F_{\max} - F_{\text{im}}|}{F_{\max}}$$

F_{im} = fréquence image de F_{\max}

$$F_{\text{im}} = F_{\max} + 2 F_i$$

$F_i = 10,7 \text{ MHz}$ fréquence intermédiaire

$$x = 0,71$$

$$S_{\text{dB}} = 20 \log \sqrt{1 + 4 Q_c^2 x^2} \quad \text{d'où}$$

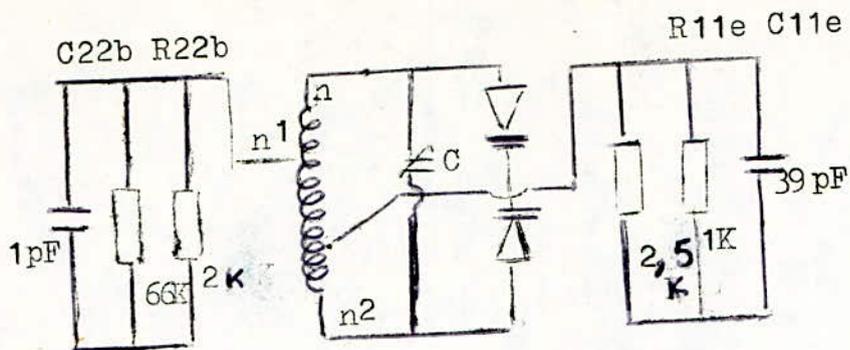
$$Q_c = \frac{50}{x}$$

$$Q_c = 70$$

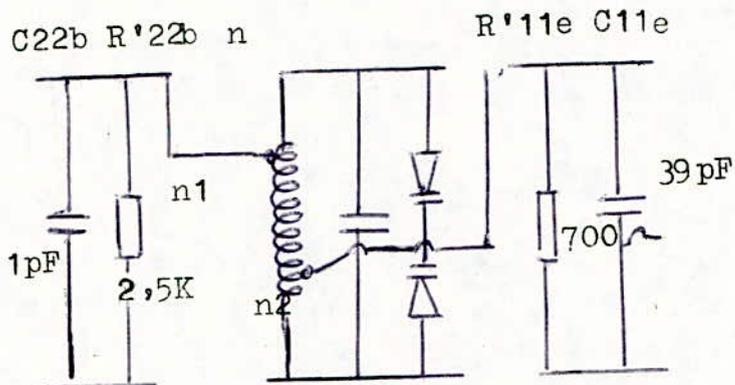
Charge imposée au niveau du circuit d'accord : (à la fréquence moyenne)

$$Q_c = \frac{R_1}{L \omega} = R_1 Q_c \cdot L$$

$$R_1 = 7,5 \text{ k}$$



Amplificateur HF Circuit d'accord Mélangeur



Réalisation de l'adaptation :

L'adaptation est calculée de telle façon que la résistance de charge du circuit oscillant soit de (7,5k).

$$G_1 = 0,13 \text{ m}\Omega$$

La bobine présente un coefficient de surtension à vide :

$$Q_0 = 100.$$

$$R_0 = L \omega Q_0$$

$$R_0 = 10k$$

- Charge au niveau du circuit d'accord :

$$G_1 = G_0 + G'_{22b} \left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + G'_{11e} \left(\frac{n_2}{n}\right)^2$$

$$G_1 - G_0 = G'_{22b} \left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + G'_{11e} \left(\frac{n_2}{n}\right)^2 \quad (1)$$

- Adaptation à la sortie de l'amplificateur HF :

$$G'_{22b} = G_0 \left(\frac{n}{n_1}\right)^2 + G'_{11e} \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$$

Le terme en G_0 est négligé :

$$G'_{22b} = G'_{11e} \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \quad (2)$$

$$\text{d'où } \frac{G'_{22b}}{G'_{11e}} = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \quad (2)'$$

Soit :

$$n_1 = 2 n_2$$

- La relation (1) se transforme en (3) ; en substituant à G'_{22b} sa valeur en (2) :

$$G_1 - G_0 = G'_{11e} \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + G'_{11e} \left(\frac{n_2}{n}\right)^2$$

$$G_1 - G_0 = 2 G'_{11e} \left(\frac{n_2}{n}\right)^2 \quad (3)$$

Ce qui permet de calculer $n_2/n = 0,10$

soient :

$$\underline{n = 10 n_2}$$

$$\underline{n = 5 n_1}$$

Calcul des capacités qui composent C_p :

$$C_p = C_1 + C_m + C_{22} \left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + C_{11e} \left(\frac{n_2}{n}\right)^2 + c.$$

$$C_1 + C_m \simeq 10 \text{ pF} \quad (\text{capacités parasites})$$

$$C_{22b} \left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + C_{11e} \left(\frac{n_2}{n}\right)^2 = 1 \text{ pF.}$$

Pour obtenir $C_p = 15 \text{ pF}$, on mettra en parallèle sur le circuit oscillant, une capacité $c = 10 \text{ pF}$ (condensateur variable).

Calcul du condensateur de liaison C_{12} .

$$R_s = 620 \ \Omega$$

$$R_e = 700 \ \Omega$$

$$C_{11} \geq \frac{1}{2 \pi (R_s + R_e) f.}$$

$$C_{11} \geq 6 \text{ pF.}$$

VII -LE MELANGEUR :

Le changement de fréquence consiste à faire agir simultanément sur un organe non linéaire deux tensions.

$$\begin{aligned} v_i &= V_i \sin \omega_i t && \text{signal reçu.} \\ v_o &= V_o \sin \omega_o t && \text{signal provenant de l'oscillateur} \\ &&& \text{local.} \end{aligned}$$

Le courant fourni par l'élément non linéaire (mélangeur) peut être représenté en fonction de la tension à ses bornes par la relation :

$$\begin{aligned} i &= av + bv^2 \quad \text{où} \\ v &= v_i + v_o. \end{aligned}$$

Il apparaît à la sortie du mélangeur des composantes dont les fréquences sont respectivement égales à la somme et à la différence des fréquences des signaux incidents ; car le double produit issu de bv^2 se développe en :

$$2b v_i v_o = b V_i V_o \cos (\omega_i - \omega_o)t + \cos (\omega_i + \omega_o)t .$$

en pratique le mélange fait apparaître des termes complémentaires, tel que : $i = av + bv^2 + cv^3 + dv^4 + \dots$, ceux ci donnent lieu à des mélanges parasites d'où la nécessité d'avoir un filtre centré sur la FI et dont la courbe de réponse se rapproche de la courbe idéale.

Choix de la fréquence intermédiaire : (FI)

On a intérêt à choisir une fréquence aussi basse que possible pour obtenir une meilleure amplification mais une fréquence trop basse entraîne l'apparition de fréquences images.

La FI ne peut être trop élevée car elle tomberait dans la gamme de réception

$$\underline{FI = 10,7 \text{ MHz}}$$

Fréquence image :

La fréquence F_i' est image de F_i , quand elles sont reçues en même temps pour la même fréquence locale: $F_i' = F_i + 2 FI$.

Dans notre cas les fréquences images se trouvent à l'extérieur de la gamme de réception, nous pouvons obtenir une bonne sélectivité en fréquence image.

Le transistor BF 115, NPN, présente les caractéristiques suivantes :

$$I_{cM} = 30mA$$

$$V_{eff} = 30V$$

$$P_{tot} = 145 \text{ mw}$$

$$f_T = 230 \text{ MHz}$$

$$F = 3,5dB$$

Point de fonctionnement :

$$V_{be} = 0,56V$$

$I_b = 48 \mu A$ cela correspond au coude de la caractéristique

$i_b = f(V_{be})$ du transistor

$$V_{ce} = 7,36V$$

$$I_c = 1mA$$

$$\beta = 21$$

Les paramètres $(y_{ij})_e$

à 10,7 MHz

$$y_{11e} : R_{11e} = 1k$$

$$C_{11e} = 29 \text{ pF}$$

$$y_{22e} : R_{22e} = 125k$$

$$C_{22e} = 1,5 \text{ pF}$$

$$y_{21e} = 40mA/V$$

à 35 MHz

$$y_{11e} : R_{11e} = 31k \Omega$$

$$C_{11e} = 39 \text{ pF}$$

$$y_{22e} : R_{22e} = 125k$$

$$C_{22e} = 2,6 \text{ pF}$$

$$y_{21e} = 35mA/V$$

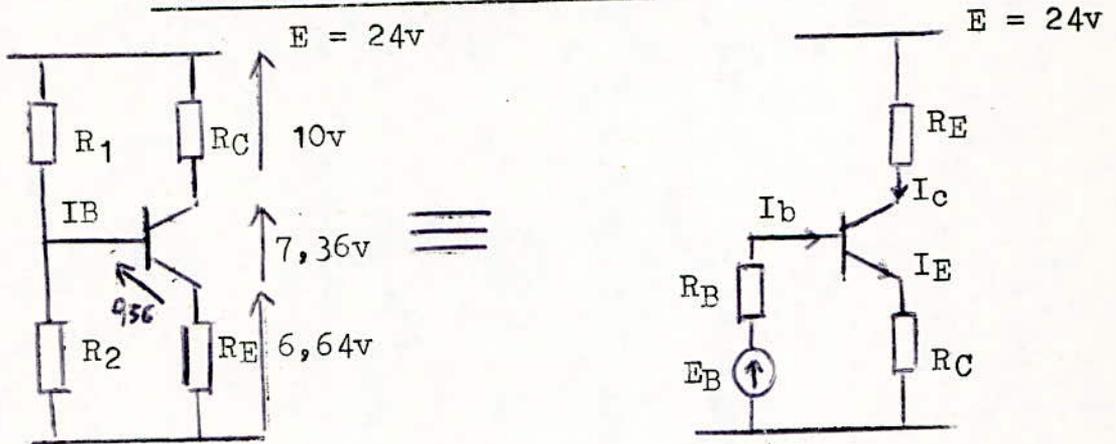
Choix du schéma de polarisation :

Il est important de stabiliser le transistor mélangeur, car une modification du point de fonctionnement pourrait entraîner celui-ci hors du coude de la caractéristique $i_b = f(V_{be})$.

Pour stabiliser I_c , le potentiel de base est fixé au moyen d'un pont diviseur (R_1, R_2); le courant nominal étant modifié en fonction de la température par une résistance d'émetteur R_E .

- quand $v_{be} \uparrow$ $I_c \uparrow$ et quand $v_{be} \downarrow$ $I_c \downarrow$
- Si $I_c \uparrow$ $I_E \uparrow$ $R_E I_E \uparrow$ $V_{EM} \uparrow$ $V_{be} \downarrow$ $I_b \downarrow \Rightarrow I_c \downarrow$

Polarisation du transistor :



Le facteur de stabilité thermique est fixé à

$$S = 1,3$$

Prenons la répartition des tensions indiquée sur le premier schéma :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}$$

$$\underline{R_C = 10k \cdot}$$

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

$$\underline{R_E = 6,8k \cdot}$$

$$E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

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

(par le théorème de Thevenin)

$$S = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \frac{R_E}{R_E + R_B}}$$

$$S = 1,3 \text{ entraîne : } R_B = 2,5k \cdot$$

$$E_B - R_B I_B = V_{BE}$$

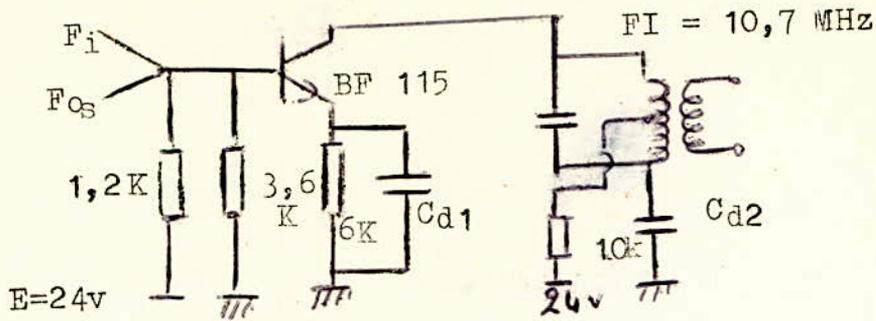
$$\frac{R_B}{R_1} E - R_B I_B = V_{BE} \Rightarrow$$

$$\underline{R_1 = 8,2k \cdot}$$

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

$$\underline{R_2 = 3,6k \cdot}$$

Schéma du mélangeur :



C'est un montage émetteur commun, le signal incident et le signal local sont appliqués au niveau de la base. Le signal à la FI est recueilli à la sortie, sur le collecteur au moyen d'un filtre sélectif (filtre de bande).

Le signal de l'oscillateur local étant à **fort** niveau par rapport au signal HF, commande l'impédance d'entrée du transistor mélangeur. Le signal de l'oscillateur local modifie tous les paramètres du transistor à l'exception des paramètres $r_{bb'}$ et $c_{b'c}$.

Pour le signal incident, tout se passe comme si la pente diminuait pour prendre la valeur S_c (pente de conversion). Par définition, la pente de conversion est :

$$S_c = \frac{\text{courant en sortie à } F_I}{\text{tension d'entrée à la } F_i} = Y_{21c} .$$

Le gain de conversion en tension :

$$G_{cV} = \frac{\text{tension en sortie à } F_I}{\text{tension d'entrée à } F_i}$$

Le gain de conversion en puissance

$$G_{cp} = \frac{\text{puissance de sortie à } F_I}{\text{puissance d'entrée à } F_i}$$

Le gain de conversion en puissance se définit également par :

$$G_{pc} = \frac{|S_c|^2}{4} R_{11HF} R_{22FI} \quad (V-1)$$

S_c est approximativement égale à :

$$S_c = \frac{S}{\pi} = y_{21c} = y_{21}$$

S_c est mesurée au point de fonctionnement et à la fréquence incidente ; la résistance d'entrée est mesurée à la F_i , la résistance de sortie à la F_o en tenant compte des éléments du montage qui sont en parallèle sur celle-ci.

Calcul du gain de conversion :

$$S_c = \frac{35}{\pi} = 11 \text{ mA/v.}$$

$$G_{pc} \text{ (dB)} = 22,5 \text{ dB}$$

$$G_v = y_{21c} R_L$$

$$R_L = 8,5k$$

$$G_v \text{ dB} = 39 \text{ dB}$$

Calcul des condensateurs C_{d1} et C_{d2}

$$\frac{1}{C_{d1}} < \frac{R_E}{10}$$

$$C_{d1} > 25 \text{ pF}$$

$$\frac{1}{C_{d2}} < \frac{R_c}{10}$$

$$C_{d2} > 15 \text{ pF}$$

V - F I L T R E F_i

Le sélecteur HF assure une présélection ; mais la largeur de bande passante résultant d'un circuit accordé, voire de deux et même à Q élevé est de loin trop importante pour séparer deux stations puissantes voisines en fréquence. La sélection totale, réelle est donc déterminée essentiellement par les filtres F_i .

La principale fonction d'un filtre passe bande est donc de rejeter les signaux indésirables et d'accepter celui qui a été primitivement sélectionné.

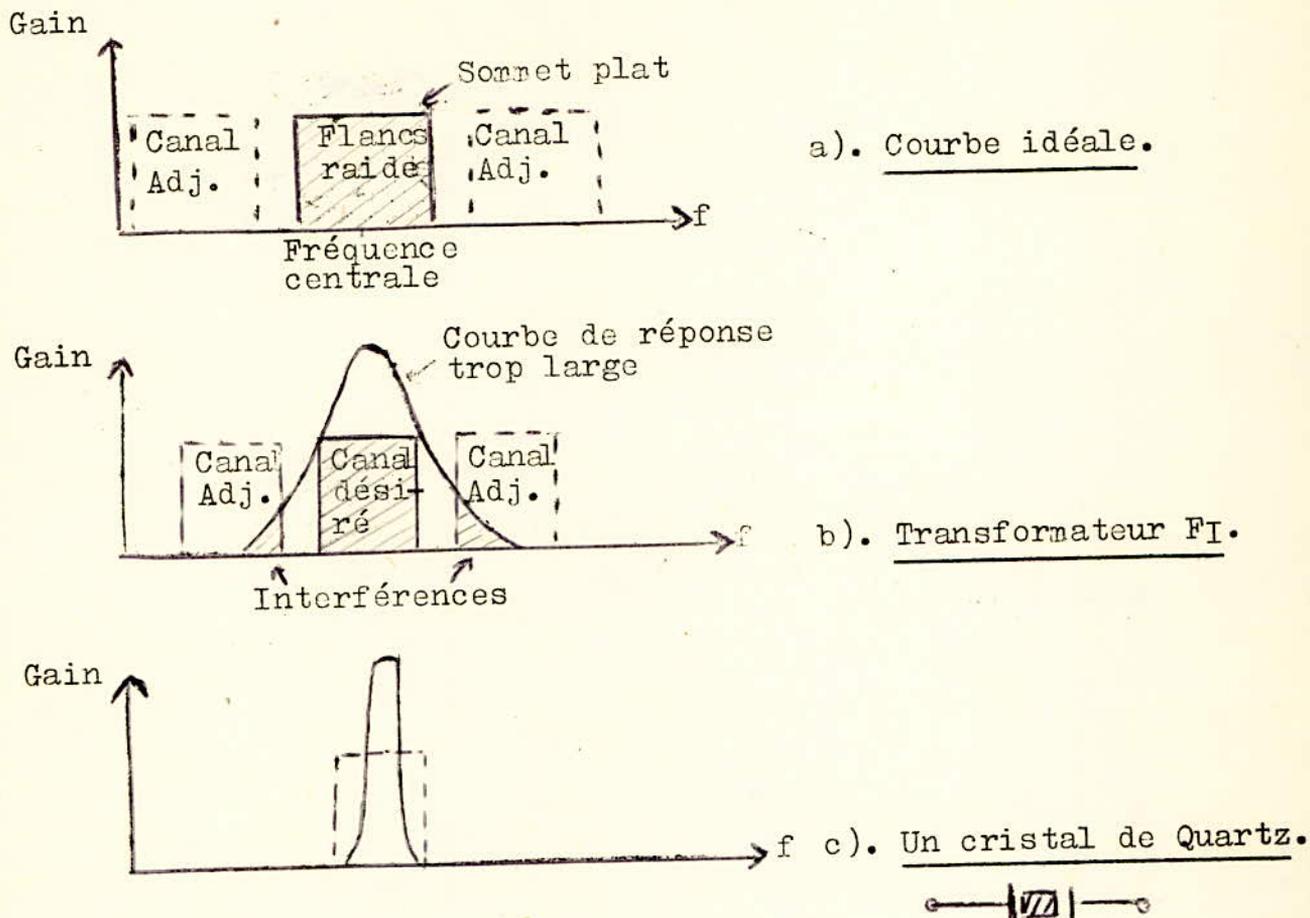


Fig. V-1 Courbes de réponse des étages à FI

L'utilisation d'ampli FI, intégré, à large bande (gain concentré) impose une sélectivité concentrée cela signifie, une sélectivité apparaissant en un seul étage.

Pour obtenir cette sélectivité ; les filtres à quartz se montrent les plus appropriés. Ils s'approchent de la sélectivité idéale. La figure V-1a, représente une courbe rectangulaire idéale, cette forme correspondrait exactement au signal désiré et les signaux indésirables ne pourraient pas passer.

La figure V-1_b indique comment les transformateurs à F_I traitent la sélectivité : la courbe ayant un flanc en pente, elle permet aux signaux des canaux adjacents d'être transmis.

La figure V-1_c : la courbe de réponse due à un seul filtre a une allure trop aigue. Elle est utilisée dans le cas de récepteurs à bande étroite.

La bande passante d'un filtre à quartz est élargie par l'emploi de paires de quartz avec bobinages.

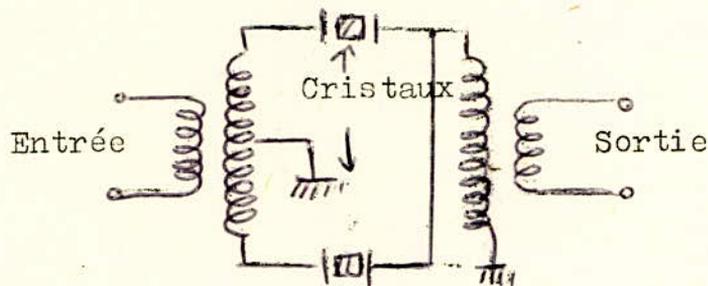


Fig.V2 : Principe de l'utilisation d'un filtre à quartz pour l'étage F_I :

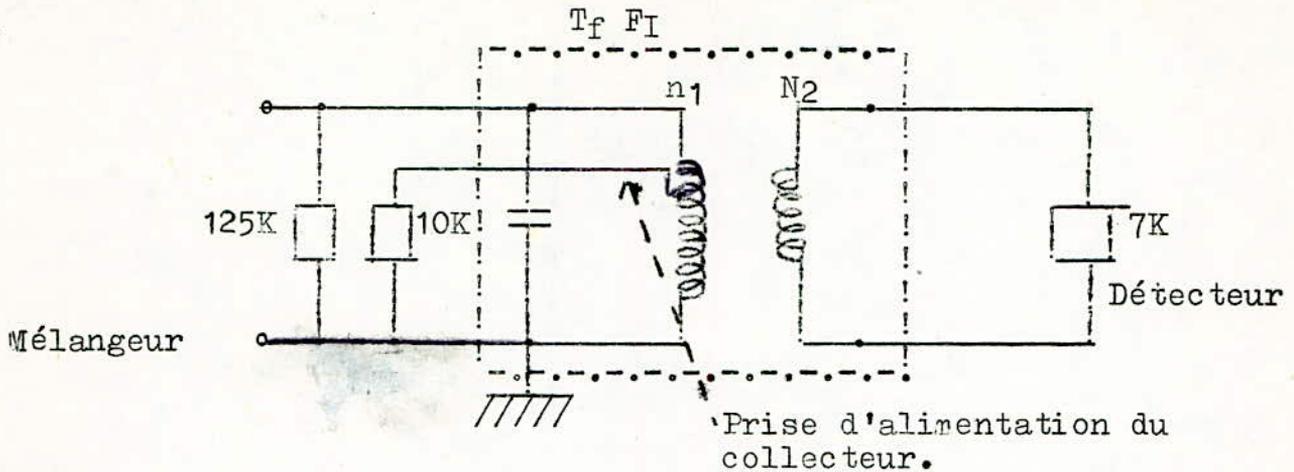
Quartz utilisés par paires et avec bobinages.

Les filtres à quartz permettent en plus, d'éviter l'alignement F_I , la miniaturisation (emploi avec circuits intégrés) et prix plus faible des circuits.

N'ayant pas trouvé de quartz de 10,7 MHz, nous avons utilisé un transformateur F_I , composé d'un circuit accordé sur 10,7 MHz et d'un enroulement de couplage avec l'étage démodulateur, il doit adapter l'entrée de cet étage à la sortie du mélangeur.

$$Q_0 = 100.$$

$$R_0 = 20k .$$



Le transformateur F_I est un abaisseur ($n_2 < n_1$)

VIII - L'OSCILLATEUR LOCAL.

Sa fonction consiste à engendrer la fréquence d'oscillation locale (F_{OS}) qui par battement dans l'étage convertisseur ; assurera la transposition du signal utile de sa fréquence incidente (F_i) en fréquence intermédiaire (F_I) .

L'oscillateur est à fréquence supérieure :

$$F_{OS} = F_i + F_I .$$

La gamme de fréquence de l'oscillateur s'étend de 30,7 à 40,7 MHz.

Le transistor Bc 184 L présente les caractéristiques suivantes :

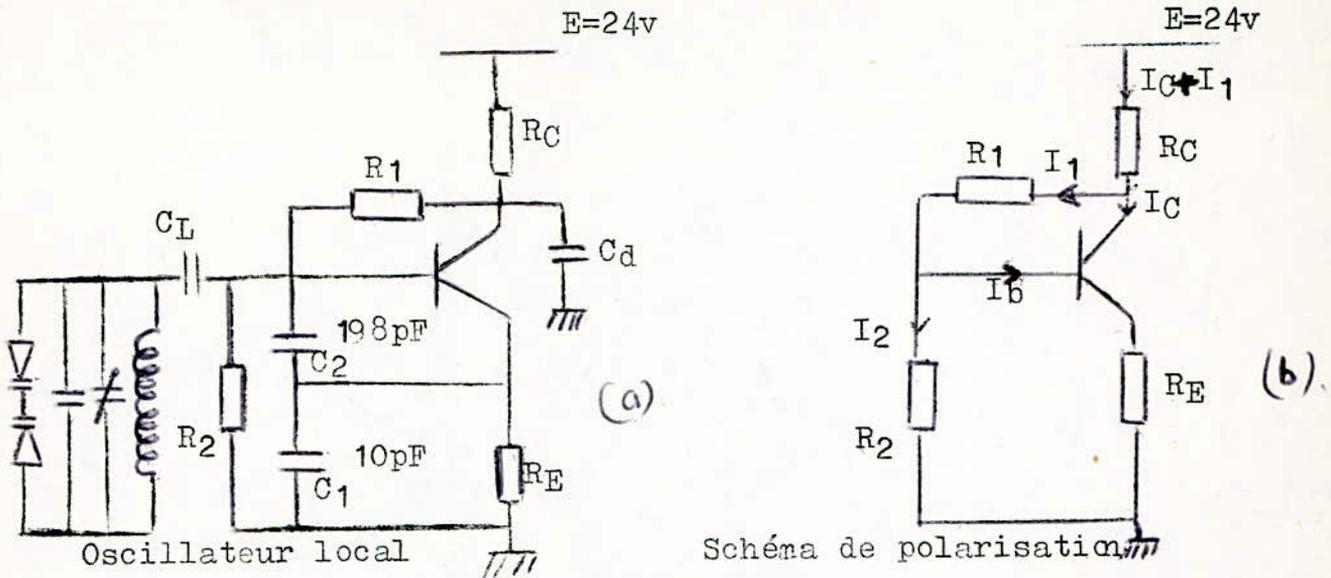
NPN

$$h_{FE} = 125$$

$$f_t = 280 \text{ MHz}$$

$$F = 4 \text{ dB.}$$

Polarisation du transistor :



Le point de fonctionnement et le type de polarisation doivent être choisis de telle façon à obtenir une bonne stabilité de l'oscillateur.

Celle-ci est aussi lié aux conditions de la tension d'alimentation qui doit être, en général, réglée.

Schéma de polarisation fig. -b.-

Supposons que I_C augmente, ($R_E I_E$) augmente, V_{ce} diminue, par suite V_{BE} , V_{be} et I_b diminuent d'où diminution de I_C .

La diminution de V_{ce} est due non seulement à une augmentation de V_{EM} mais également à une diminution de V_{BE} ($V_{be} = V_{BE} = V_{EM}$) ce qui fait l'efficacité de ce montage.

Point de fonctionnement :

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 10v & V_{be} &= 0,7v \\ I_C &= 7mA & \beta &= 125 \end{aligned}$$

V_{CE} étant de 10v et la tension d'alimentation de 24v, il reste 14v que nous répartissons équitablement sur R_C et R_E .

$$R_E I_E = V_{EM} \quad \underline{R_E = 1K}$$

$$R_C I_C = V_{CC} - V_{CM} \quad \underline{R_C = 1K}$$

(En supposant : $I_C + I_1 \approx I_C$).

Le courant de pont est pris égal à $20I_B$:

$$19R_2 I_p = V_{EM} + V_{be} \quad \underline{R_2 = 7k}$$

$$20R_1 I_p = V_{CM} - (V_{EM} + V_{be}) \quad \underline{R_1 = 8k}$$

$$R_B = 3,7k$$

Facteur de stabilité =

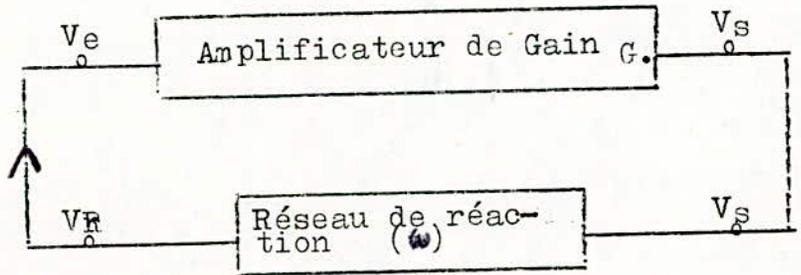
$$S = \frac{\beta + 1 \left(1 + \frac{R_E}{R_B} \right)}{1 + \beta \left(\frac{R_C}{R_1} + \frac{R_E}{R_B} \right) + \frac{R_E}{R_B}} \quad \underline{S = 3}$$

L'oscillateur local est un oscillateur de type (LC) à réaction, le transistor est monté en collecteur commun et sa base est accordée par un circuit (LC) parallèle.

Les condensateurs (C₁, C₂) déterminent le taux de réaction. Avec les diodes varicap et l'enroulement, ils déterminent la fréquence propre d'un circuit oscillant de réaction.

L'amplificateur est un collecteur commun, son gain en tension est légèrement inférieur à l'unité, mais sa tension d'entrée et celle de sortie sont en phase et le gain en puissance est appréciable.

Calcul du réseau de réaction :



Pour qu'il y ait oscillation, il faut que $V_R = V_e$.

L'énergie ainsi reinjectée par le réseau de réalisation compense la puissance fournie à l'étage convertisseur et la puissance dissipée par effet Joule dans tous les composants du montage, afin d'entretenir le régime oscillant.

La condition à réaliser est :

$$\underline{G(\omega) \beta(\omega) \geq 1.}$$

$$G(\omega) = \frac{V_S}{V_e} = G$$

$$\beta(\omega) = \frac{V_R}{V_S}$$

A la limite :

$$G(\omega) \beta(\omega) = \frac{V_S}{V_e} \cdot \frac{V_R}{V_S} = \frac{V_R}{V_e} = 1.$$

Il est préférable de " doser " la réaction à sa valeur limite pour diminuer autant que possible la dissipation thermique. Un excès de dissipation thermique entraîne un risque d'instabilité. Or le rôle d'un oscillateur est de fournir le signal le plus stable possible et non de délivrer de la puissance.

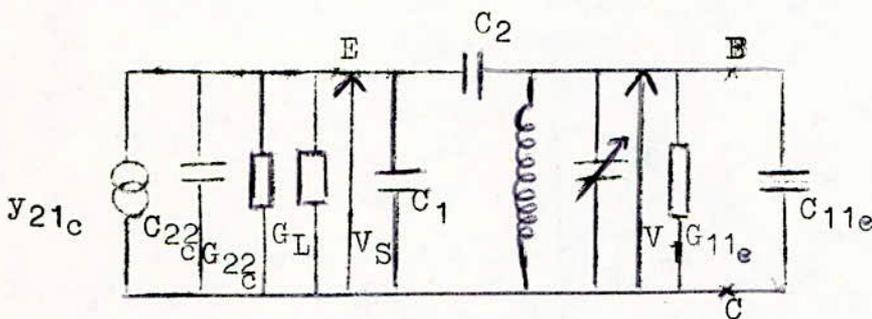


Fig. -a-

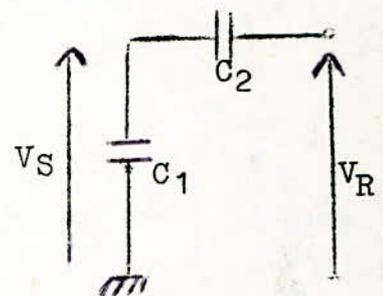


Fig.: -b-

Ne connaissant pas les paramètres (y_{ij}) du transistor ; nous ferons le calcul approximativement avec un gain de l'amplificateur : $G \leq 1$ (montage collecteur commun) .

$$G = \frac{V_S}{V_e} = 0,95 \quad \text{entraîne pour} \quad \beta(w) = \frac{V_R}{V_S} = 1,05.$$

Les capacités internes du transistor sont rendues négligeables devant celles des condensateurs d'accord qui viennent se mettre en parallèle avec elles.

$$C_2 = 200 \text{ pF}$$

$$\beta(w) = \frac{V_R}{V_S} = 1 + \frac{C_1}{C_2} \quad (\text{fig.- } b')$$

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{V_R}{V_S} - 1 = 0,05$$

d'où

$$C_2 = 198 \text{ pF}$$

$$C_1 = 10 \text{ pF}$$

Calcul des éléments du circuit d'accord :

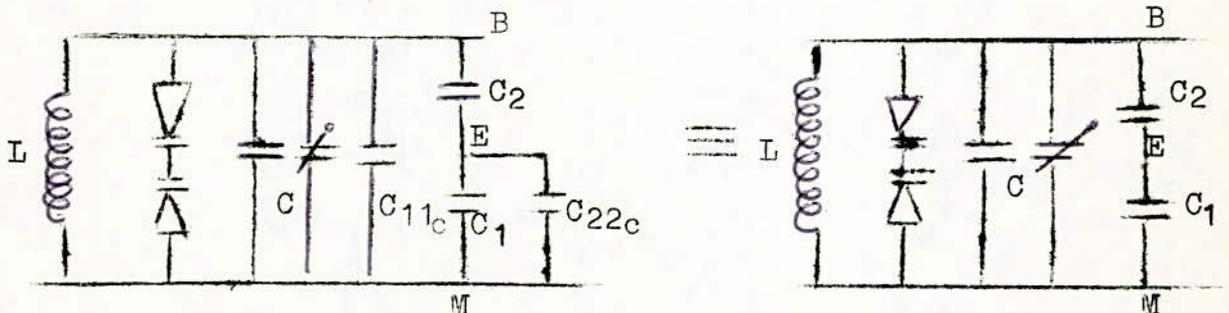
Pour réaliser une commande unique à l'étage d'entrée et à l'oscillateur local, nous utilisons les mêmes diodes varicap : BB 113 montées en " tête-bêche " .

La gamme qui doit être couverte n'est pas la même que celle du circuit d'entrée de rapport de fréquence N étant différent :

$$N = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 1,32$$

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = N^2 = 1,75.$$

Il s'agit uniquement de degrossir les calculs, l'ajustement se fera pratiquement.



La capacité totale d'accord :

$$C_t = C + \frac{C_V}{2} + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_M = \frac{C_V}{2} + C_p$$

$$N^2 = 1,75 = \frac{C_V/2 \text{ max} + C_p}{C_V/2 \text{ min} + C_p}$$

$$C_p = 42 \text{ pF}$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 9,5 \text{ pF}$$

$$C_M \simeq 10 \text{ pF}$$

$$C = 22 \text{ pF}$$

La valeur de L se calcule à la fréquence moyenne d'accord :

$$C_{t,m} = \sqrt{C_{t,max} C_{t,min}}$$

$$C_{t,m} = 88,5 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{C_{t,m} \cdot \omega_m^2}$$

$$L = 0,46 \mu\text{H}$$

Calcul du condensateur de découplage :

$$X_c = \frac{1}{C_d \omega} < \frac{R_c}{10}$$

$$f = 30,7 \text{ MHz}$$

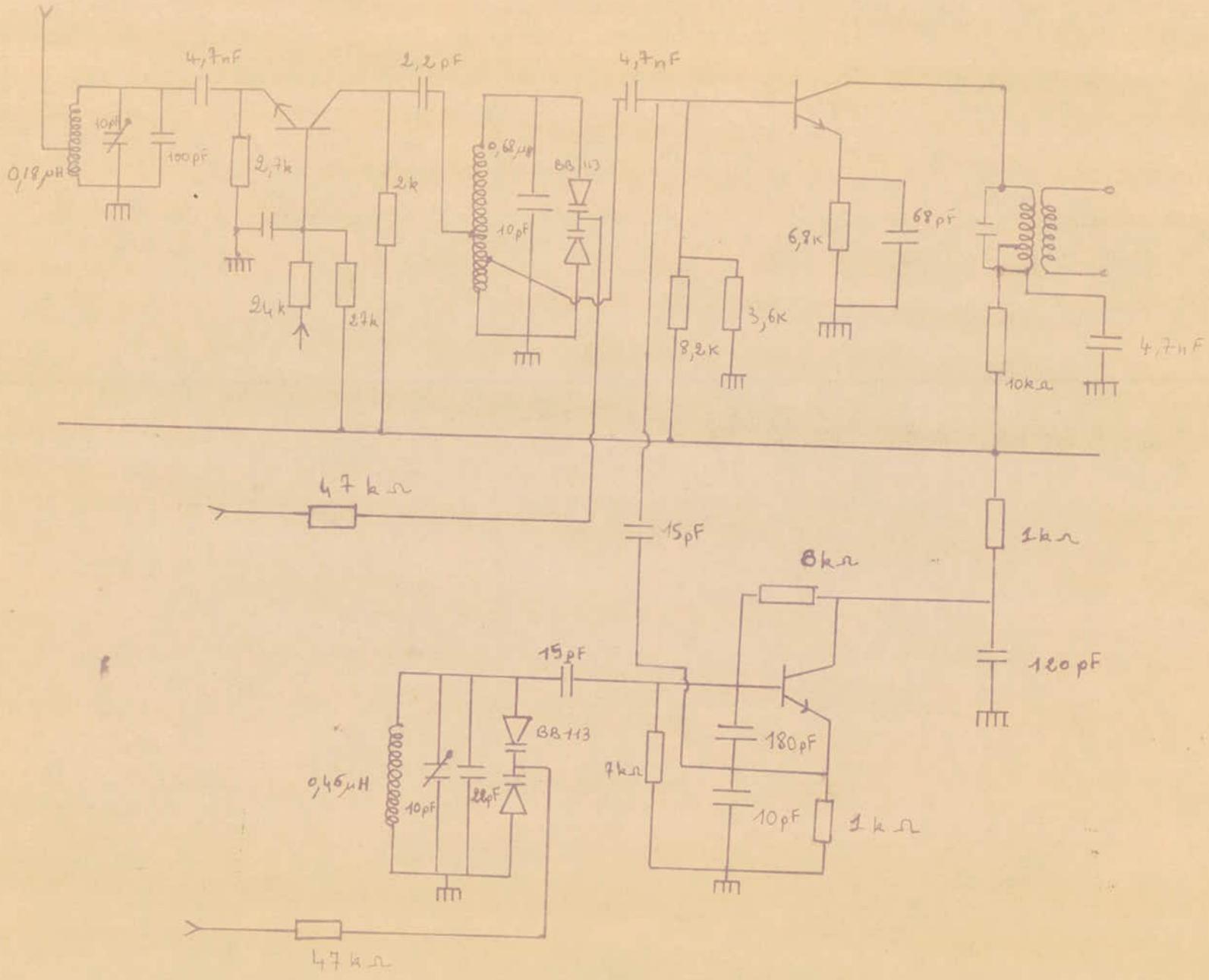
$$C_d > 52 \text{ pF}$$

$$C_d = 120 \text{ pF}$$

La capacité de liaison a été trouvée pratiquement :

$$C_L = 15 \text{ pF}$$

Pratiquement, il faut réaliser l'alignement aux extrémités des gammes de fréquence de l'oscillateur local et du circuit d'accord sélectif de l'amplificateur HF en faisant varier les noyaux des bobinages et en ajoutant des condensateurs en série (Padding) et en parallèle (Trimmer) sur les circuits d'accord.



VIII - ETAGE AMPLIFICATEUR FI, LIMITEUR, DETECTEUR.

A la sortie du mélangeur, le signal attaque le circuit intégré TBA 120 qui réalise l'amplification, la limitation et la démodulation.

Caractéristiques du TBA 120 :

- Tension d'alimentation : 7 à 18 v
- Dissipation : 400 mw
- Tension de sortie BF : 0,85 V_{eff} (typ)
- Distorsion harmonique totale : 1,3 % (typ)
- Tension continue de sortie : 7,3 (v) (typ)
- Tension de sortie FI au seuil de limitation : 240 mv
- Tension d'entrée au seuil de limitation 50 μ v (typ) 100 μ v/max)
- Amplification FI (5,5 MHz) : 60 dB
- impédance d'entrée (à 10,7 MHz) : 7,2/6,2 k Ω / pF (typ)
- Impédance de sortie : 2,6k Ω . (typ)
- Rejection de la modulation d'amplitude : 55 dB.

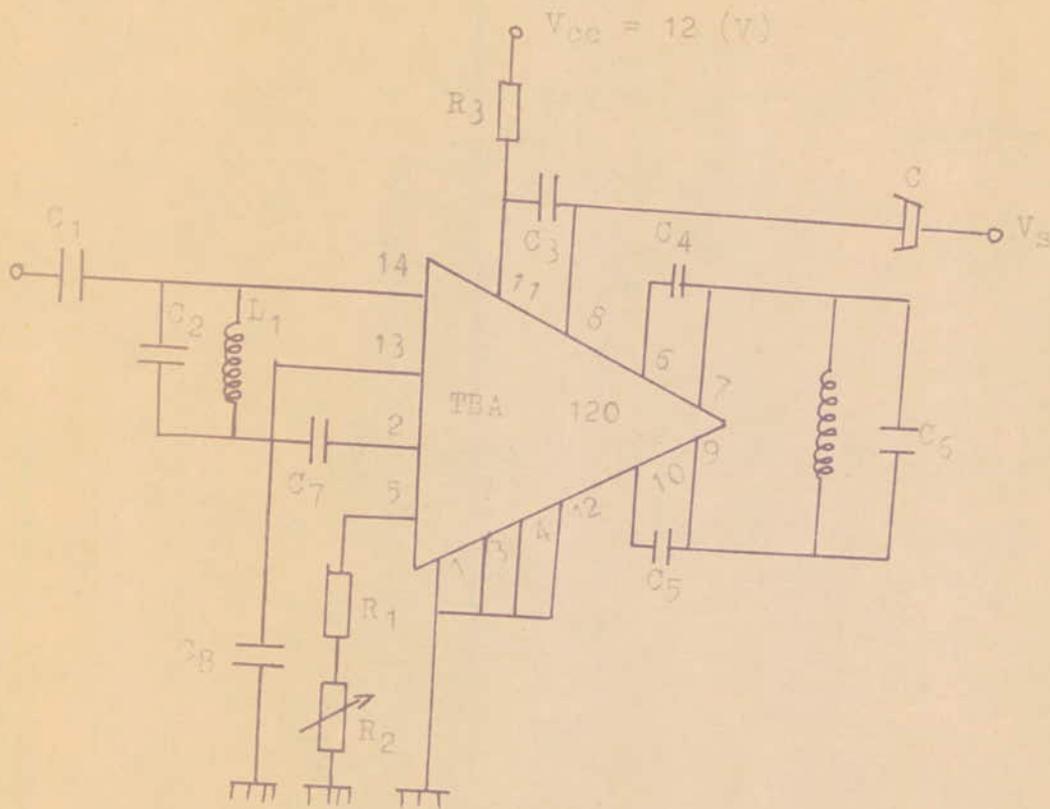
Le TBA 120 est constitué des quatre blocs suivants :

- Amplificateur limiteur
- Démodulateur FM
- Alimentation stabilisée interne
- Etage de sortie délivrant un signal réglable.

1 - L'amplificateur limiteur :

Le limiteur est un organe non linéaire ; placé avant le démodulateur, il élimine la modulation d'amplitude parasite, pour que ce dernier ne soit sensible qu'à la modulation de fréquence et garde un niveau de puissance à la sortie indépendant de la tension d'entrée. (Les avantages de la modulation de fréquence sur la modulation d'amplitude sont dus essentiellement au limiteur).

Schéma d'utilisation :



Composants :

- $R_1 = 470 \Omega$
- $R_2 = 5 K\Omega$ variable
- $R_3 = 120 \Omega$
- $C_1 = 27 pF$
- $C_2 = 120 pF$
- $C_3 = 22 pF$
- $C_4 = 27 pF$
- $V_{cc} = 12 V$

- $L_1 = 20 \mu H$
- $L_2 = 8 \mu H$
- $C_6 = 470 pF$
- $C_7 = 22 mF$
- $C_8 = 10 mF$
- $C_9 = 27 pF$

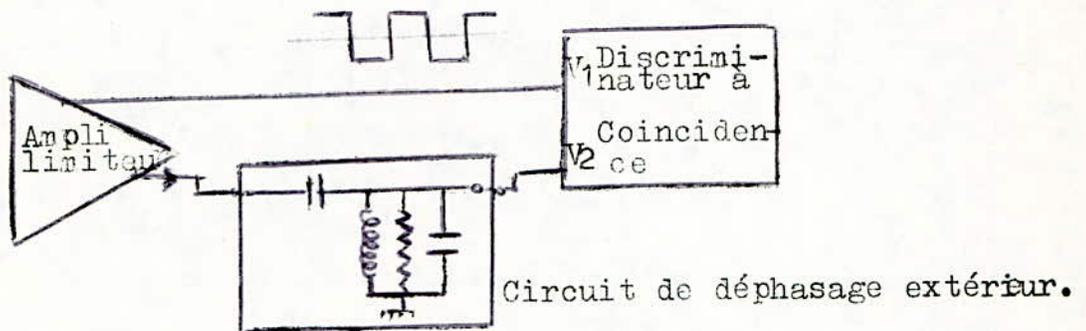
Pour obtenir une sensibilité satisfaisante, un amplificateur FI est nécessaire.

L'étage amplificateur limiteur du TBA 120 est constitué par une série de huit étages différentiels identiques à large bande passante. Le seuil de limitation à l'entrée est de 60 μ v.

2 - Discriminateur à coïncidence :

Les variations à moyenne fréquence doivent être transformées en signal basse fréquence par le démodulateur.

Le discriminateur à coïncidence du TBA 120 présente un réseau de déphasage extérieur (circuit résonnant RLC) .



Son principe de fonctionnement consiste en la comparaison du signal FI limité (V_1) avec ce même signal déphasé (V_2 de 10,7 MHz est déphasé de 90° par rapport au signal d'entrée), il permet donc d'exploiter la caractéristique phase-fréquence du circuit résonnant pour transformer instantanément la déviation de fréquence en déviation proportionnelle de phase.

Etude du schéma électrique : (voir figure 6)

Il est constitué par 3 circuits différentiels

V_1 : tension provenant du limiteur, fait conduire alternativement T_1 et T_2 en donnant naissance alternativement à I_{E1} et I_{E2} .

Si $V_1 > 0$ T_1 conduit

$V_2 < 0$ T_2 conduit

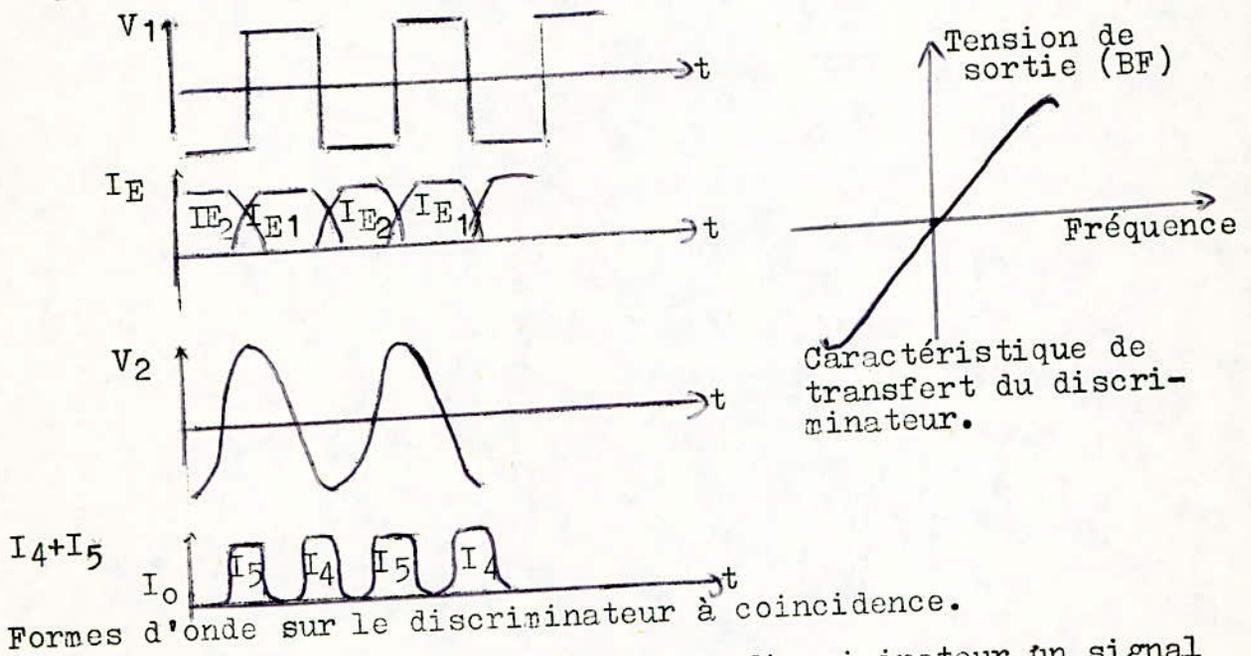
- V_2 : provenant du déphaseur fait conduire T^3 et T^5 ou T^4 et T^6 .

- R_L est traversée alternativement par I_4 et I_5 .

- I_4 apparait quand T_1 et T_4 conduisent $V_1 > 0$
 $V_2 < 0$

- I_5 apparait quand T_2 et T_5 conduisent $V_1 < 0$
 $V_2 > 0$

d'où la forme des signaux suivants =



Il en résulte à la sortie du discriminateur un signal variable ; proportionnel à la différence de phase entre V_1 et V_2 .

La valeur moyenne I_M du courant de sortie dépend de l'angle de déphasage entre les tensions V_1 et V_2

Si ϕ augmente, I_M augmente

Si ϕ diminue, I_M diminue

On obtient ainsi une variation d'amplitude en fonction d'une variation de phase.

Sensibilité : une dissymétrie de V_A détermine une réduction de la durée de l'une des impulsions mais augmente la durée de l'autre impulsion d'une même valeur. La valeur moyenne I_m n'est pas affectée.

Le discriminateur est donc insensible aux perturbations introduites par le limiteur de la Moyenne Fréquence.

La distorsion du signal BF en sortie dépendra essentiellement du réseau de déphasage, qu'il faut soigner et aligner exactement sur 10,7 MHz.

X - L'AMPLIFICATEUR B-F.

Le niveau de sortie BF étant faible, de l'ordre de 600 mv, il est amplifié par le TBA 820, avant d'attaquer le haut parleur. Le TBA 820 est un circuit intégré ; c'est un amplificateur BF de puissance dont les principaux avantages sont :

- fonctionnement possible avec une tension d'alimentation de 3 à 16 v ;
- faible courant de repos ;
- rendement élevé ;
- puissance de sortie de 2 W sans dissipateur extérieur ;
- grande impédance d'entrée, faible courant d'entrée ;
- bonne rejection des variations de la tension d'alimentation (42 dB) ;
- nombre de composants extérieurs réduits ;
- sensibilité ramenée à l'entrée : 16mv ;
- tension de bruit à l'entrée : 3 μ v
- S/B : 70 dB

(cf schéma d'utilisation du TBA 820)

XI - CONTROLE AUTOMATIQUE DE GAIN (C.A.G.)

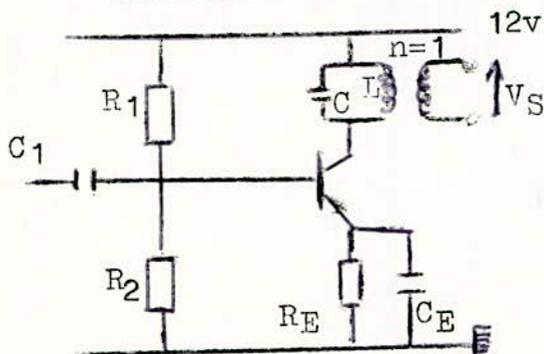
Le niveau du signal reçu par un récepteur varie selon la puissance et l'éloignement de l'émetteur.

Il faut maintenir à la sortie du démodulateur un signal aussi constant que possible et éviter qu'un excès du signal d'entrée, sature les étages d'entrée. Par conséquent, il faut " contrôler " le gain de ceux-ci.

La tension de contrôle est prélevée à la sortie du mélangeur. Le niveau de cette tension étant bas ; le C.A.G. utilisé est du type amplifié. Le niveau moyen de ce signal suit les variations du signal HF d'entrée, il sera donc redressé puis filtré ; la tension continue ainsi obtenue est appliquée à la base de l'amplificateur HF à travers une résistance de valeur déterminée. La tension ramenée est de polarité négative, car le transistor HF est un NPN.

Dans ce cas, une diminution de la tension base-émetteur, par suite de l'application de la tension de contrôle, entraîne une réduction du courant de base I_b et donc du courant collecteur I_c par conséquent du gain de l'étage HF.

- Amplificateur C.A.G. :



- Polarisation : point de fonctionnement

$$V_{CE} = 10v$$

$$V_{be} = 0,7v$$

$$I_C = 3mA$$

$$\beta = 100.$$

$$V_{EM} = \frac{V_{CC}}{10} = 1,2v$$

$$V_{EM} = R_E I_E \Rightarrow R_E = 400 \Omega$$

$$\underline{R_E = 330 \Omega}$$

$$V_{BM} = V_{EM} + V_{be} = 1,9 (v)$$

$$\text{Prenons } I_p = 10 I_b$$

$$V_{BM} = 9R_2 I_b \Rightarrow R_2 = 7K$$

$$\underline{R_2 = 8,6K \Omega}$$

$$V_{CC} - V_{BM} = 10R_1 I_b \Rightarrow R_1 = 33,66 K \Omega$$

$$\underline{R_1 = 33 K \Omega}$$

Condensateur de découplage C_E :

$$\frac{1}{C_{Ew}} \leq \frac{R_E}{10} \Rightarrow C_E \geq 450pF$$

$$\underline{C_E = 16\mu F}$$

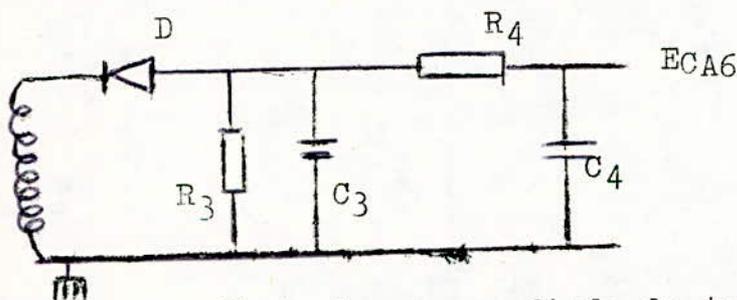
- Un circuit accordé sur 10,7 MHz est placé à la sortie de l'amplificateur :

$$L = 22 \mu H$$

$C = 10 pF$ Ces deux valeurs vérifiant la relation de Thomson pour une fréquence de 10,7 MHz.

(Le gain, pratique, de l'amplificateur est de 60.)

Détection de la composante continue négative et filtrage :



La diode D est une diode de type AAY53, 40v/50mA elle détecte le niveau négatif du signal amplifié.

Un premier filtrage de la HF réalisé par le filtre ($R_3 C_3$).

$$f_I = 10,7 \text{ MHz} \text{ soit } T = 0,1 \mu s.$$

Le filtre doit présenter : $R_3 C_3 > 0,1 \mu s.$

$$R_3 = 6,8K$$

$$C_3 = 4,7 nF$$

$$R_3 C_3 = 32 \mu s.$$

Le signal passe encore par un filtre passe-bas ($R_4 C_4$).

$$R_4 = 100K$$

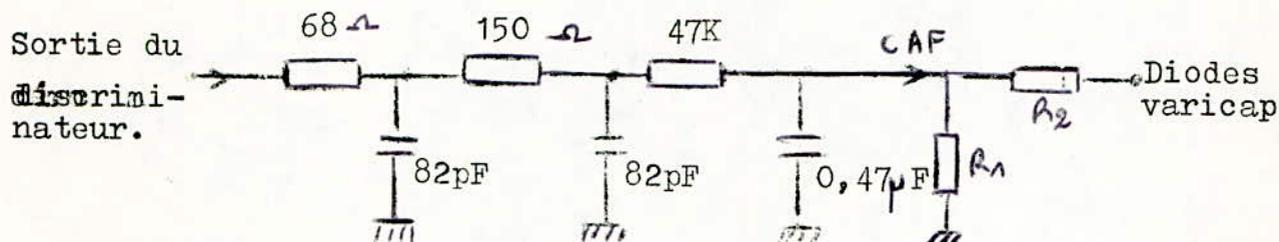
$$C_4 = 200pF.$$

ECAG est une tension continue de polarité négative qui est appliquée à la base de l'amplificateur HF à travers un potentiomètre de $10K\Omega$.

XII - LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE FREQUENCE (C.A.F.)

On définit la C.A.F. comme un système d'accord semi-automatique. L'auditeur accorde le récepteur au voisinage immédiat de l'émetteur et automatiquement le récepteur s'accorde sur la fréquence exacte d'émission.

La derive de l'oscillateur crée au niveau du démodulateur une tension proportionnelle à cette derive.



La tension BF est filtrée et le niveau continu obtenu est appliqué aux diodes varicap du circuit d'accord de l'oscillateur local à travers un diviseur de tension ($R_1 R_2$) de telle façon à compenser sa derive en fréquence.

 - AFFICHAGE NUMERIQUE

L'affichage numérique de la fréquence reçue est de loin le moyen le plus précis et le plus confortable pouvant être mis à la disposition de l'utilisateur du récepteur radio pour lui faciliter l'identification des émetteurs. Un fréquencemètre numérique réalise cet affichage.

I - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT .

Il ne peut être question de mesurer la fréquence du signal d'antenne, même très amplifié pour deux raisons :

- l'indication de fréquence doit être présente même en l'absence du signal d'antenne ;
- au niveau des étages d'entrée, la sélectivité est insuffisante pour éviter que le fréquencemètre ne prenne en compte plusieurs émetteurs à la fois, d'où un affichage illisible.

Le principe utilisé consiste donc à prélever la fréquence de l'oscillateur local. Celle-ci étant calée plus haut que la fréquence à recevoir, il est nécessaire de lui soustraire la valeur de la fréquence intermédiaire; soit 10,7 MHz.

Cette opération se fait par le mélange du signal de l'oscillateur local et d'un signal de fréquence de 10,7 MHz ; la fréquence du signal d'antenne est recueillie sur la sortie du mélangeur :

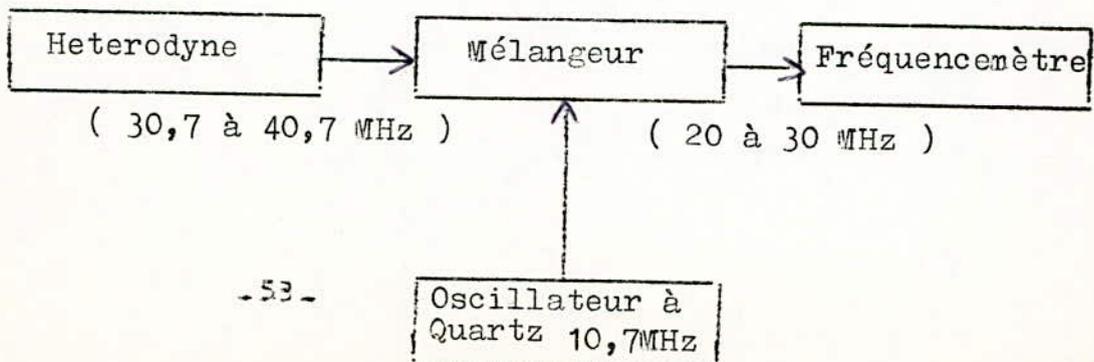
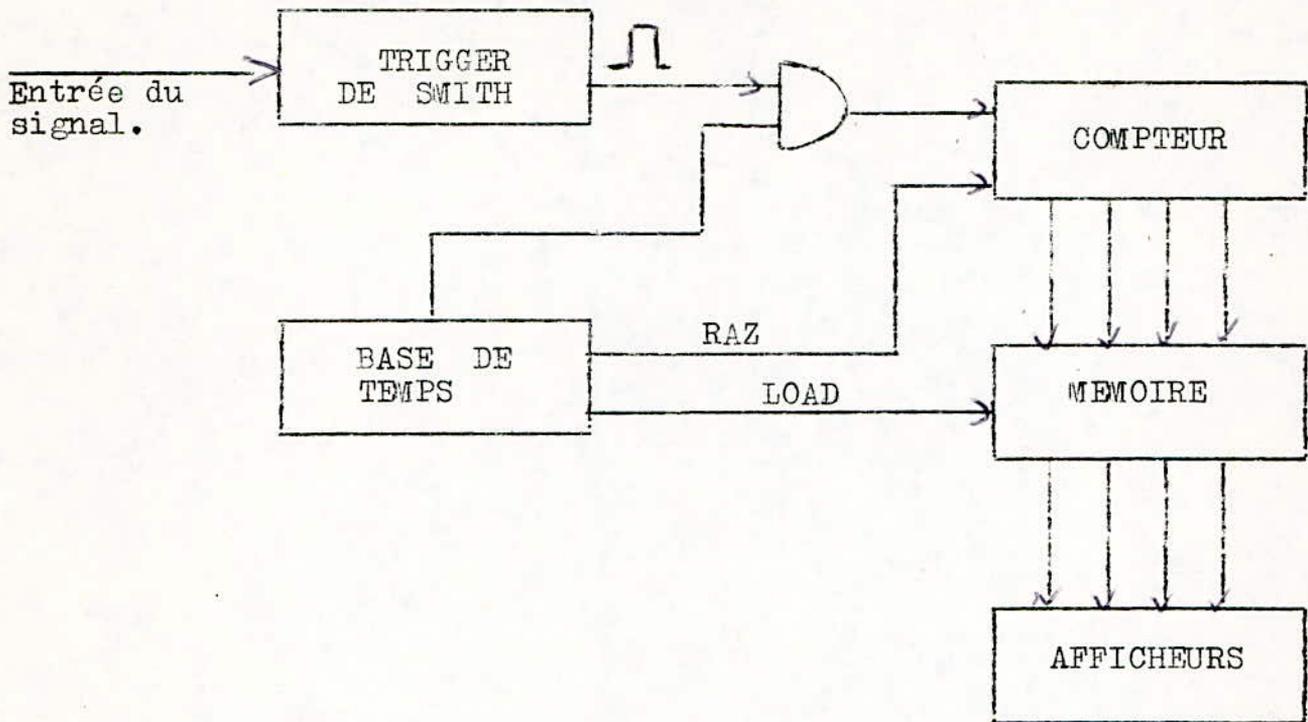


Schéma synoptique du fréquencemètre :

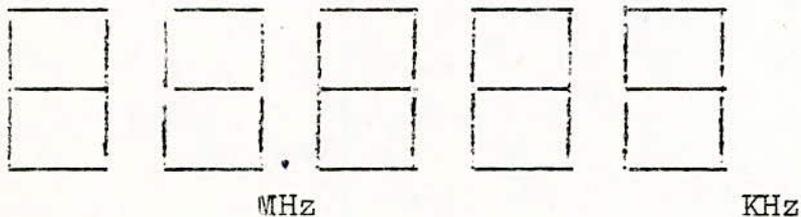


La mesure de la fréquence du signal d'entrée (en Hz) consiste à compter le nombre d'impulsions par unité de temps : la seconde.

Exemple : un signal de 1 KHz correspond à 1000 impulsions par seconde.

Dans notre cas, nous affichons la fréquence en MHz avec la précision de 0,1 KHz, ce qui nous impose une durée ou une porte de une milliseconde.

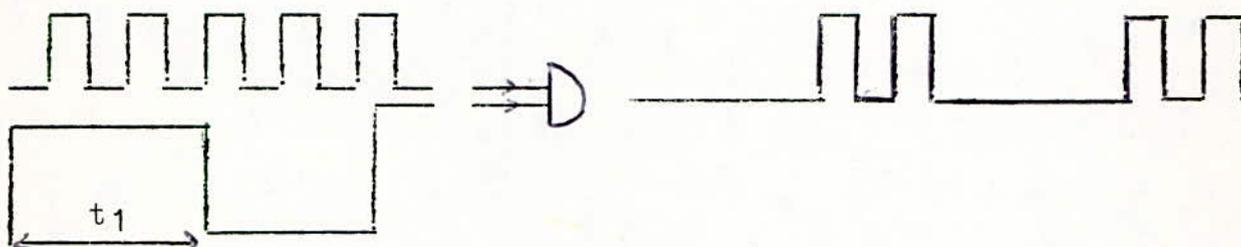
Ainsi, l'affichage se fera sur cinq digits.



Pour mesurer la fréquence d'un signal, il faut d'abord l'amplifier puis le mettre sous forme d'impulsions carrées.

Le signal mis en forme est acheminé vers un circuit logique appelé porte ET qui va se fermer ou s'ouvrir pour permettre le passage des impulsions suivant un signal de commande provenant de la base de temps.

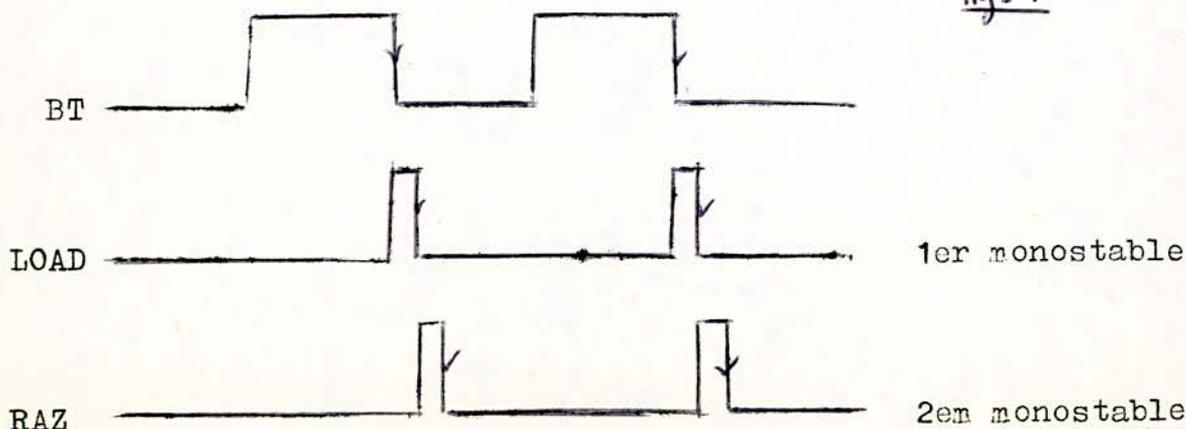
Les impulsions à la sortie de la porte ET attaquent un circuit logique (appelé compteur) qui va compter le nombre d'impulsions arrivant pendant un temps t_1 déterminé par la base de temps.



Le temps t_1 étant écoulé, la base de temps envoie une autre impulsion de commande " LOAD " vers la mémoire pour y permettre le chargement du nombre indiqué par le compteur.

Une fois le chargement en mémoire fait, une autre impulsion " RAZ " envoyée par la base de temps vient remettre à zéro le compteur pour un nouveau comptage. (voir figure ci-dessous). De la mémoire, les informations passent dans un décodeur puis dans les afficheurs à sept segments qui nous permettent de lire la fréquence.

fig-1

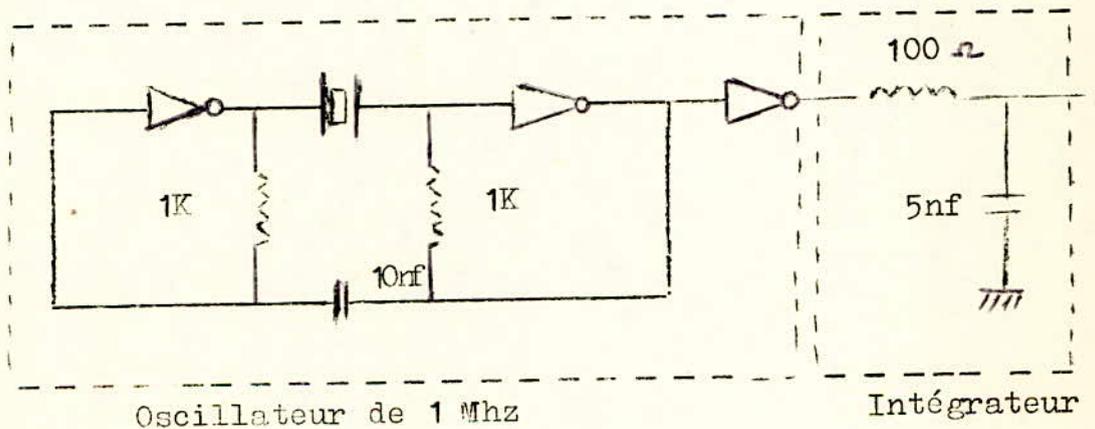


II - BASE DE TEMPS.

Les chronogrammes (figure - 1) montrent que la base de temps régit le fonctionnement de tout le fréquence-mètre ; sa haute stabilité en fréquence est donc très importante.

La base de temps doit délivrer un signal carré ; de fréquence 500 Hz ; soit une période de 2ms (la porte est donc de 1 ms).

Les oscillateurs à quartz de fréquence comprise entre 1 et 5 MHz présentant la meilleure stabilité et demandant le minimum de puissance d'excitation ; confèrent à l'oscillateur, une très haute stabilité.



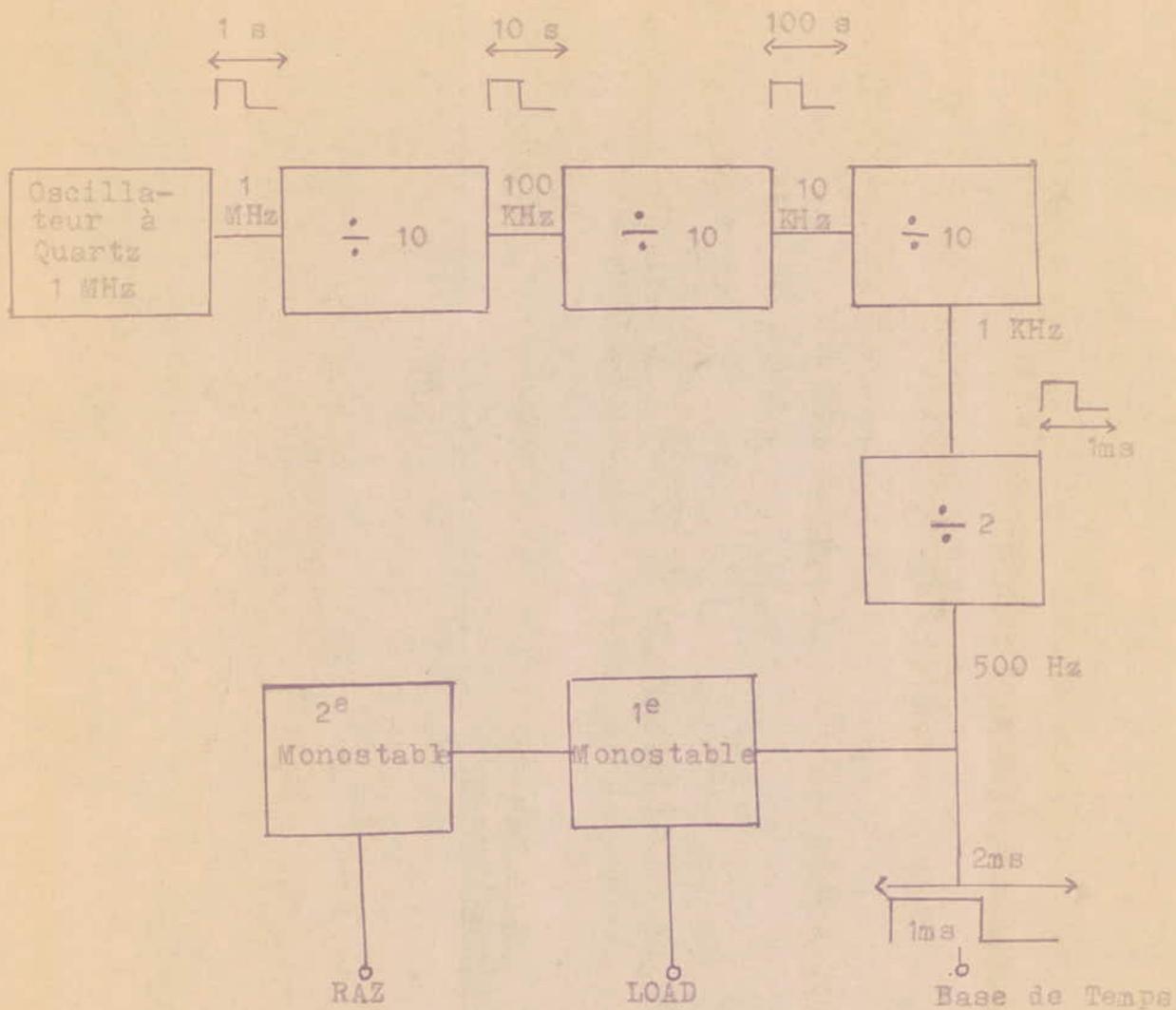
Les inverseurs utilisés pour l'oscillateur, sont des SN 7404, un circuit intégré SN 7404 comportant 6 inverseurs.

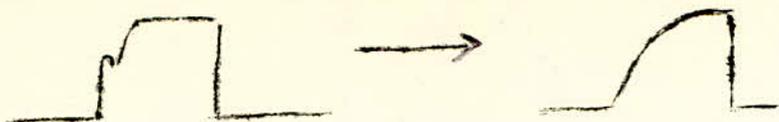
L'oscillateur délivre un signal rectangulaire de fréquence 1 MHz, mais qui présente un rebond sur le front avant de chaque impulsion. Celui-ci est éliminé grâce à l'utilisation d'un circuit intégrateur ($R=100\Omega$, $c=5nF$).

$$\tau = RC = 0,5 \mu s < T = 1 \mu s$$

(T = période du signal à 1 MHz.)

Schéma Synoptique : La Base de Temps





Le signal délivré par le pilote de fréquence est ramené à une fréquence de 500 Hz, en procédant à une succession de divisions sur la fréquence de base :

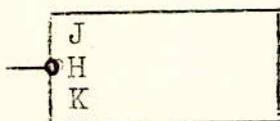
- 3 divisions par 10.
- 1 division par 2.

Ces dernières, sont effectuées par le circuit intégré SN 7490.

Le circuit SN 7490, constitue une decade complète de comptage. Il comporte quatre basculeurs ; trois du type JK A,B,C) et un basculeur de type RS (D).

Le basculeur A est indépendant des autres. Les trois autres sont couplés entre eux de telle sorte que leur ensemble recycle au bout de cinq impulsions.

A la partie inférieure des basculeurs ; il existe deux commandes : l'une de remise à zéro (N₀) et l'autre de remise à 1 (N₉) ; qui forcent le basculeur dans l'état "0" ou dans l'état "1" indépendamment des commandes H et des entrées JK ou RS.



l'horloge H arrive dans le basculeur sur un rond, cela signifie que la bascule est active au front descendant du signal arrivant sur H.

suivant le câblage des différents basculeurs, l'une des fonctions suivantes est réalisée :

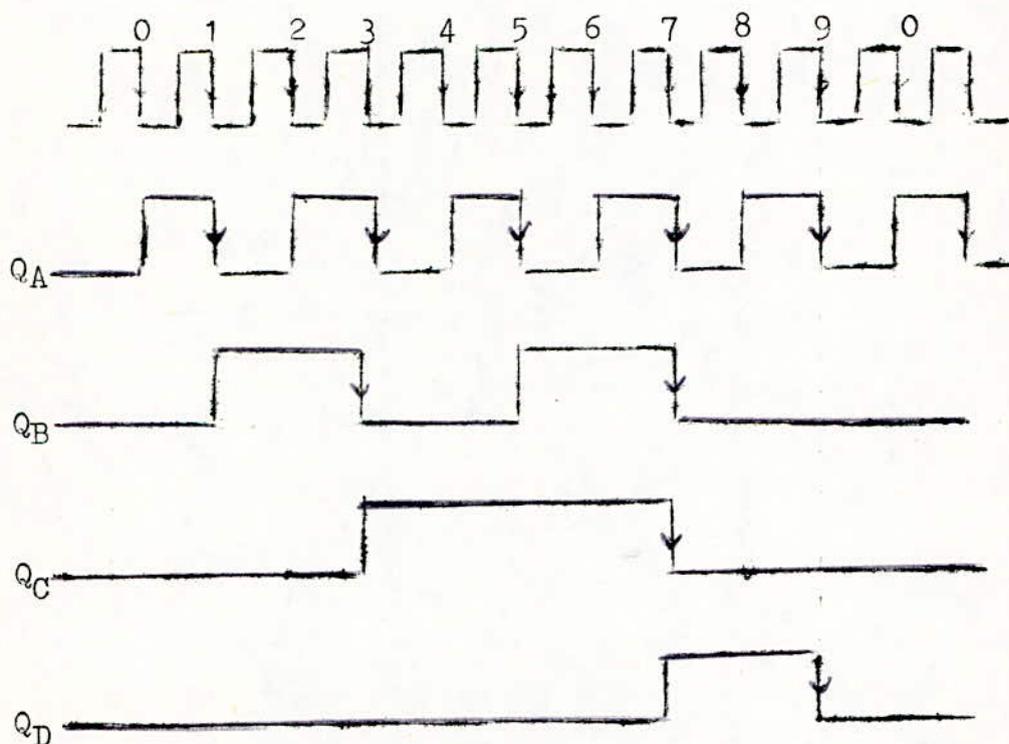
- diviseur par 10 ou compteur modulo 10 ,
- diviseur par 5 ou compteur modulo 5,
- diviseur par 2,
- compteur par n'importe quel nombre de 1 à 9 inclus (les entrées de N₀ et de N₉ permettent de faire recycler la decade prématurément).

1 - Le diviseur par 10 (en decade normale).

Le signal est introduit par la patte 14 correspondant à l'entrée de la bascule A ; il est récupéré sur la patte 11, sortie de la bascule D, divisé par 10, les pattes 12 et 1 étant reliées.

Sur la sortie D, nous trouvons un signal rectangulaire de période totale 10 fois plus grande que celle des impulsions d'entrée. Mais ce signal n'est pas symétrique : il passe de 0 à 1 lors de l'arrivée de la huitième impulsion à l'entrée A et il repasse de 1 à 0 lors de la dixième impulsion.

Chronogrammes



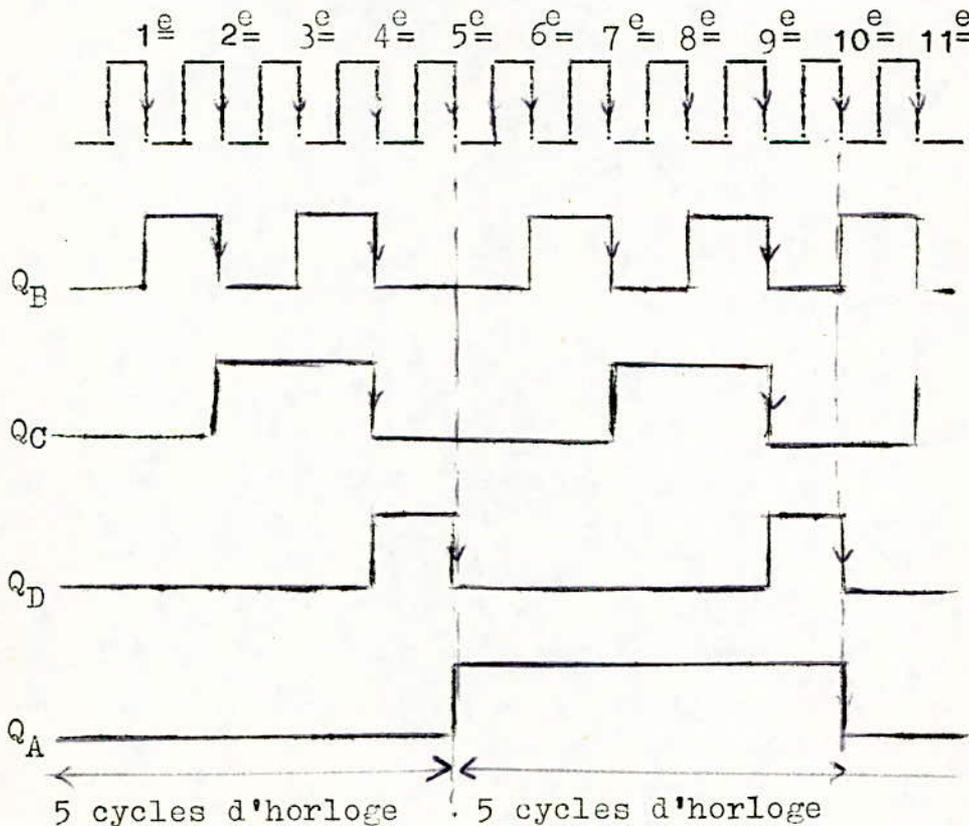
Le signal que l'on veut obtenir est un signal symétrique, ayant une fréquence juste dix fois moins grande que celle de l'entrée, on emploie pour cela le diviseur (5 X 2).

b) - Diviseur (5 X 2)

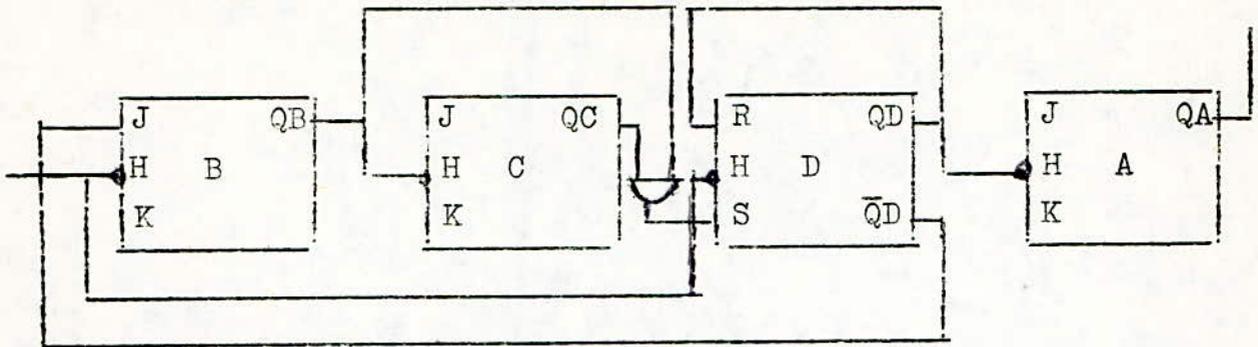
Les impulsions d'entrée sont envoyées sur l'entrée B (patte 1), B, C, D constituant un diviseur par 5.

La sortie D est reliée à A par la patte 14 où il est encore divisé par 2. Le signal divisé par 10 est récupéré sur la patte 1 de A. Pour que la division ait lieu ; les entrées des portes NAND No et N9 sont mises à la masse, leurs sorties valent alors toutes les deux 1, restant donc sans action sur les basculeurs.

- Chronogrammes :



- Câblage en diviseur par 10 du SN 7490



- Etude du chronogramme :

Les entrées laissées en l'air présentent un 1 logique en TTL.

- Nous supposons que initialement, tous les basculeurs sont dans l'état 0 (sortie Q à zéro, sortie \bar{Q} à 1).

Etat initial :

$$Q_B = Q_C = Q_D = Q_A = 0$$

Equations des entrées des basculeurs

$$J_B = Q_D = 1$$

$$K_B = 1$$

$$J_C = K_C = 1$$

$$R = Q_D = 0$$

$$S = Q_B \quad Q_C = 0$$

$$J_A = K_A = 1$$

Arrivée du front descendant de l'impulsion N° 1 :

$$\begin{aligned} * H_{Bt+1} &= \bar{H}_{Bt} = 0 \\ \text{d'où } Q_{Bt+1} &= \bar{Q}_{Bt} = 1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} * H_{Ct+1} &= \bar{H}_{Ct} = 1 \\ \text{d'où } Q_C &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} * S &= 0 \times 0 = 0 \\ \text{d'où } Q_D &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} * H_{A \ t+1} &= H_{At} = Q_D = 0 \\ \text{d'où } Q_A &= 0. \end{aligned}$$

Impulsion N° 2 :

$$\begin{aligned} * J_B &= \bar{Q}_D = 1 \\ K_B &= 1 \\ H_{B \ t+1} &= \bar{H}_{Bt} = 0 \\ \text{d'où } Q_{Bt+1} &= \bar{Q}_{Bt} = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} * J_C &= K_C = 1 \\ H_{Ct+1} &= Q_B = 0 \\ \text{d'où } Q_{C \ t+1} &= \bar{Q}_{Ct} = 1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} * R &= \bar{Q}_D = 0 \\ S_{t+1} &= 1 \times 0 = 0 \\ \text{d'où } Q_{Dt+1} &= Q_{Dt} = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} * J_A &= K_A = 1 \\ H_{A_{t+1}} &= H_{At} = 0 \\ \text{d'où } Q_A &= 0 \end{aligned}$$

Impulsion N° 3 :

$$\begin{aligned} * J_B &= \bar{Q}_D = 1 \\ K_B &= 1 \\ Q_{B \ t+1} &= \bar{Q}_{Bt} = 1 \end{aligned}$$

$$* J_C = K_C = 1$$

$$H_{Ct+1} = \bar{H}_{Ct} = Q_{Bt} + 1 = 1$$

$$Q_{Ct+1} = Q_{Ct} = 1$$

$$* R = Q_D = 0$$

$$S_{t+1} = Q_{Bt} \cdot Q_{Ct} = 0 \times 1 = 0$$

$$H_D = H_B$$

Lorsque le front descendant arrive sur la bascule R.S.,
il trouve $S = 0$ et $R = 0$

$$\text{d'où } Q_D = 0$$

$$J_A = K_A = 1$$

$$H_{At+1} = H_{At} = 0$$

$$\text{d'où } Q_A = 0$$

Impulsion N° 4 :

$$* J_B = \bar{Q}_D = 1$$

$$K_B = 1$$

$$Q_{Bt+1} = \bar{Q}_{Bt} = 0$$

$$* J_C = K_C = 1$$

$$H_{Ct+1} = H_{Ct} = Q_B = 0$$

$$\text{d'où } Q_{Ct+1} = \bar{Q}_{Ct} = 0$$

$$* R = Q_D = 0$$

$$S_{t+1} = 1 \times 1 = 1$$

$$H_D = H_B$$

$$\text{d'où } Q_D = 1$$

$$* H_{At+1} = \bar{H}_{At} = Q_D = 1 \quad (\text{front montant})$$

$$\text{d'où } Q_A = 0.$$

Impulsion N° 5 :

$$* J_B = \bar{Q}_D = 0$$

$$K_B = 1$$

$$\text{d'où } Q_{Bt+1} = Q_{Bt} = 0$$

$$* J_C = K_C = 1$$

$$H_C \text{ }_{t+1} = H_C t = Q_B = 0$$

$$\text{d'où } Q_C = 0.$$

$$R = Q_D t$$

$$S = Q_B t \cdot Q_C t = 0 \times 0 = 0$$

$$\text{d'où } Q_D \text{ }_{t+1} = 0.$$

$$* J_A = K_A = 1$$

$$H_A \text{ }_{t+1} = Q_D = 0 = \bar{H}_{A t}$$

$$\text{d'où } Q_A \text{ }_{t+1} = \bar{Q}_{A t} = 1$$

Impulsion N° 6 :

Identique à l'arrivée du 1er front descendant mais avec en plus $Q_A = 1$.

Impulsion N° 7 :

Identique à l'arrivée du 2ième front avec $Q_A = 1$.

Impulsion N° 8 :

Identique à l'arrivée du 3ième front avec $Q_A = 1$.

Impulsion N° 9 :

Identique à l'arrivée du 4ième front avec $Q_A = 1$.

Impulsion N° 10 :

$$* J_A = \bar{Q}_D = 0$$

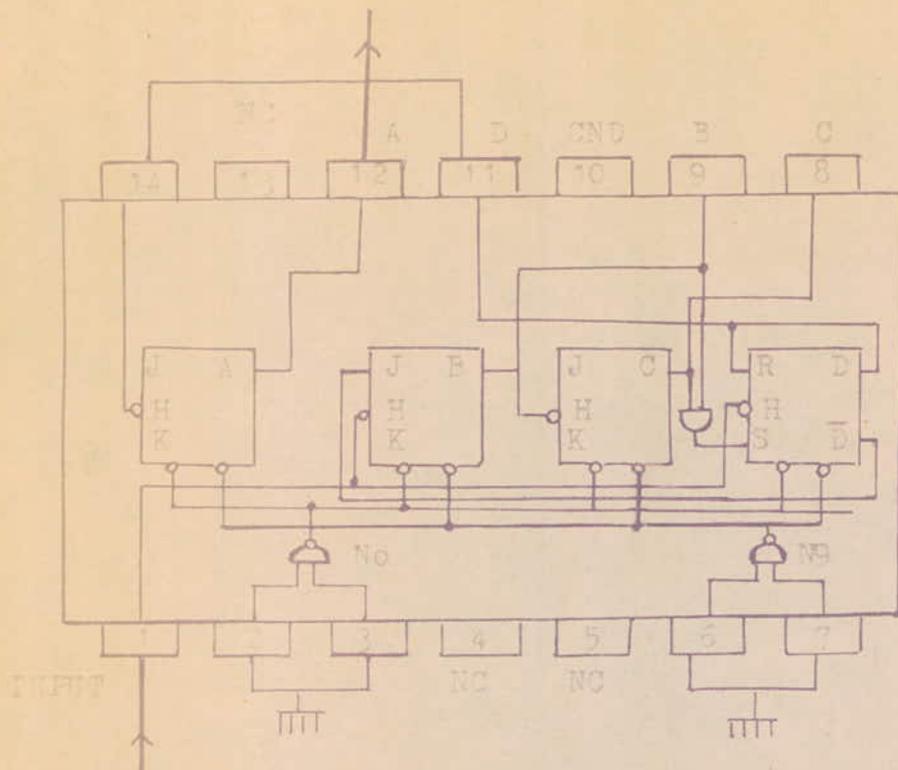
$$K_A = 1$$

$$\text{d'où } Q_B \text{ }_{t+1} = Q_B t = 0.$$

$$* J_C = K_C = 1$$

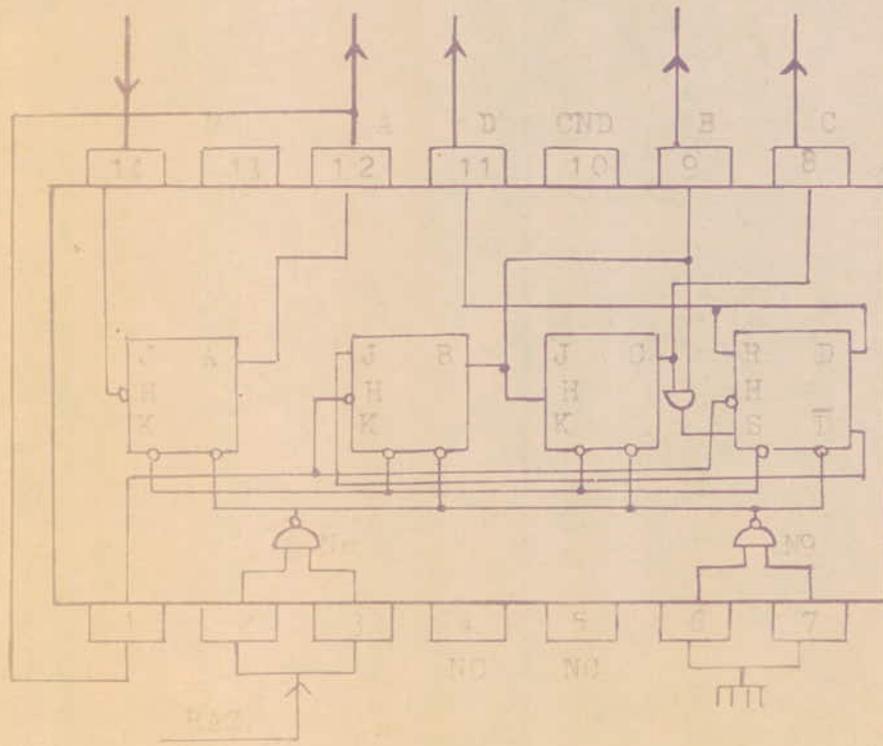
$$H_C \text{ }_{t+1} = Q_B = H_C t = 0$$

$$\text{d'où } Q_C = 0.$$



SN 7490

Câblage du compteur (module 30)



SN 7490

$$* R = Q_{D_t} = 1$$

$$S_{t+1} = Q_{B_t} \cdot Q_{C_t} = 0 \cdot 0 = 0$$

$$\text{d'où } Q_D = 0.$$

$$* J_A = K_A = 1$$

$$H_{A_{t+1}} = Q_D = 0 = \bar{H}_{A_t}$$

$$\text{d'où } Q_{A_{t+1}} = \bar{Q}_{A_t} = 0.$$

$Q_{A_{t+1}} = \bar{Q}_{A_t} = 0$ Le signal QA passant de 1 à 0 (front descendant) déclenche la décade suivante, où il sera de nouveau divisé par 10 ; il sera rédivisé une deuxième fois par 10 ; enfin il sera encore divisé par 2 par la bascule A d'un SN 7490.

A la patte 12 de ce circuit intégré, nous obtenons un signal de fréquence 500 Hz.

Ce signal va commander l'ouverture et la fermeture d'une porte And au passage de l'information provenant du circuit d'entrée. (Voir table de vérité Fig. - 3).

- Chargement des mémoires (Fig. - 2)

Le front descendant du signal de la base de temps fermant la porte And, va déclencher un monostable dont le signal de sortie va permettre le chargement des mémoires avec le contenu du compteur (LOAD).

Rappelons qu'un monostable, est un circuit qui a un état stable, où il peut rester indéfiniment sous l'action d'une commande extérieure, il passe dans un autre état dit quasi stable, où il reste pendant un temps déterminé par des éléments passifs (résistances et condensateurs). A l'issue de ce temps, appelé période, le monostable repasse spontanément dans son état stable.

Le monostable utilisé est le circuit intégré SN 74121 dont le synoptique interne est : (fig 2)

Le monostable proprement dit, est le circuit (a) qui est déclenché par une transition montante en sortie du circuit ET (qui est aussi un trigger).

Pour qu'il y ait déclenchement du circuit (a) il faut que l'une des entrées de la porte ET, reste au niveau 1, l'autre passant du niveau 0 au niveau 1.

La base de temps BT étant appliquée en \bar{A}_2 nous avons :

$$BT = \bar{A}_2$$

d'autre part les pattes en l'air présentent un 1 logique :

$$\bar{A}_1 = 1$$

$$B = 1$$

A la sortie de la porte "OU" nous avons :

$$A_1 + A_2 = 0 + \bar{B}_T = \bar{B}_T$$

A la sortie de la porte ET nous avons :

$$B \cdot \bar{B}_T = \bar{B}_T$$

Le monostable proprement dit étant déclenché à une transition montante, le circuit intégré sera déclenché à une transition descendante.

La durée de l'impulsion du monostable est déterminée par la résistance et la capacité placées extérieurement au circuit intégré.

$$T = 0,695 RC$$

$$\text{En prenant } R = 2 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,05 \mu\text{F}$$

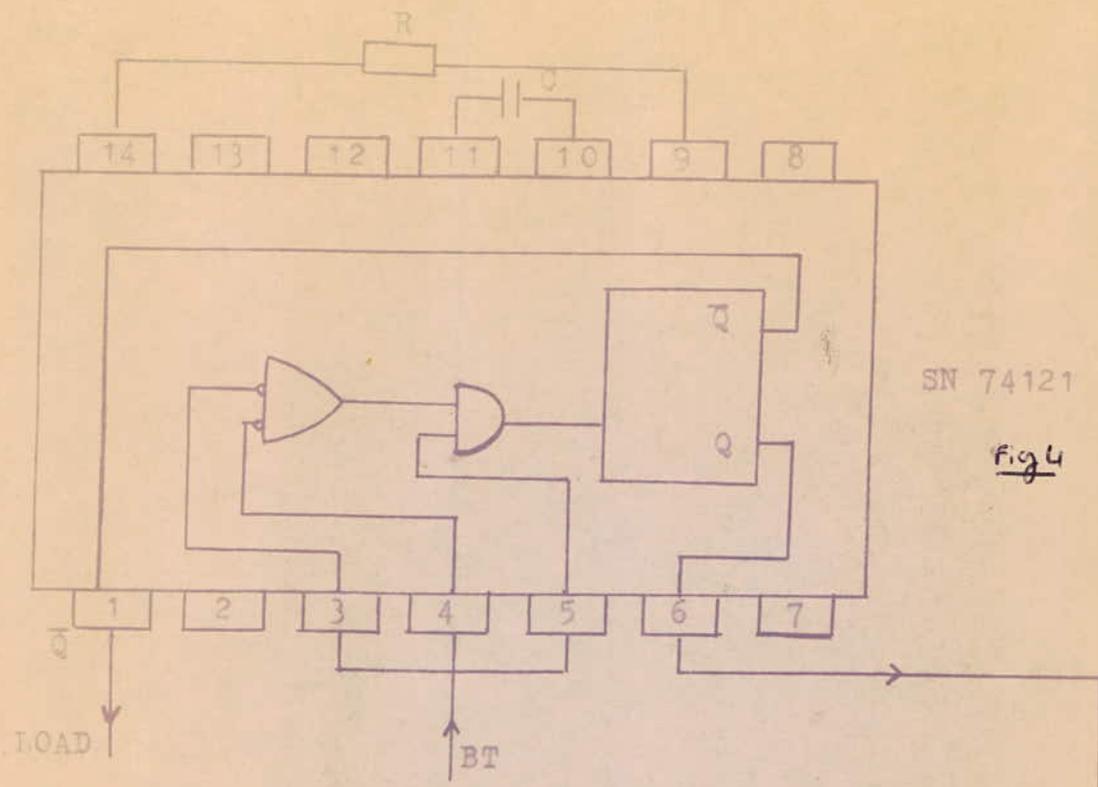
Nous obtenons :

$$T = 69,5 \mu\text{s}$$

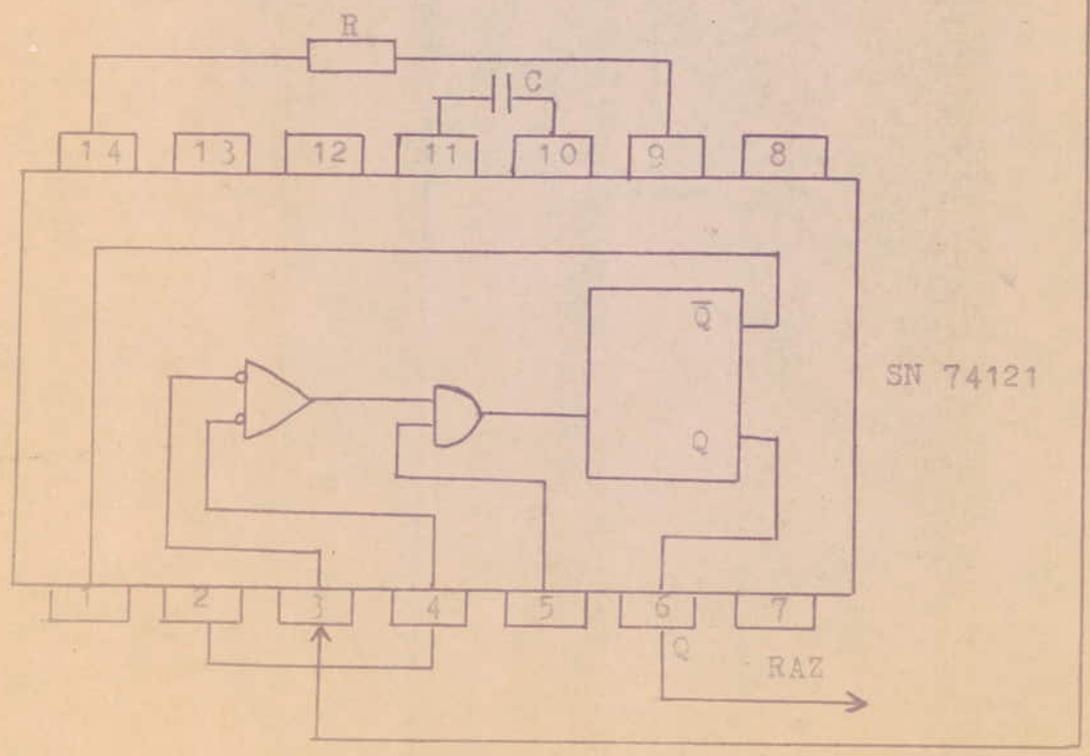
Câblage : voir Figure - 4 .

La sortie \bar{Q} du monostable déclenche le chargement des mémoires.

1^{er} Monostable



2^{eme} Monostable



Déclenchement du 2^{ème} monostable

Figure : 4

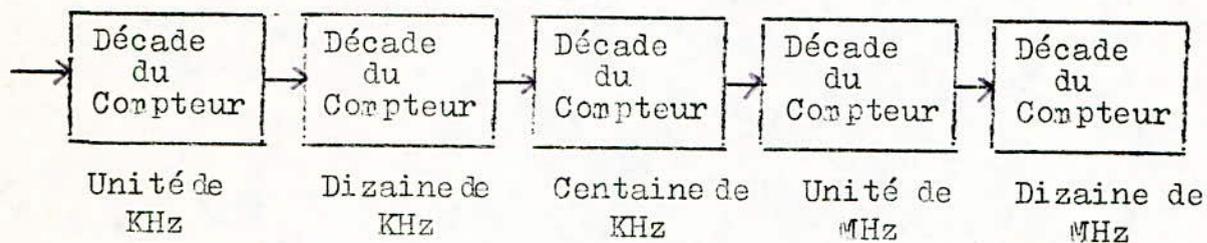
- Remise à zéro des compteurs : (fig.: 4)

La sortie du monostable précédent Q, va déclencher un deuxième monostable identique au premier, à travers la patte 4 qui fournit sur la patte 6, l'impulsion de remise à zéro (RAZ).

La durée de l'impulsion est la même que celle du chargement.

III - C O M P T A G E :

Comme nous utilisons cinq afficheurs ; il nous faut cinq decades, chacune d'elles comptant jusqu'à neuf :

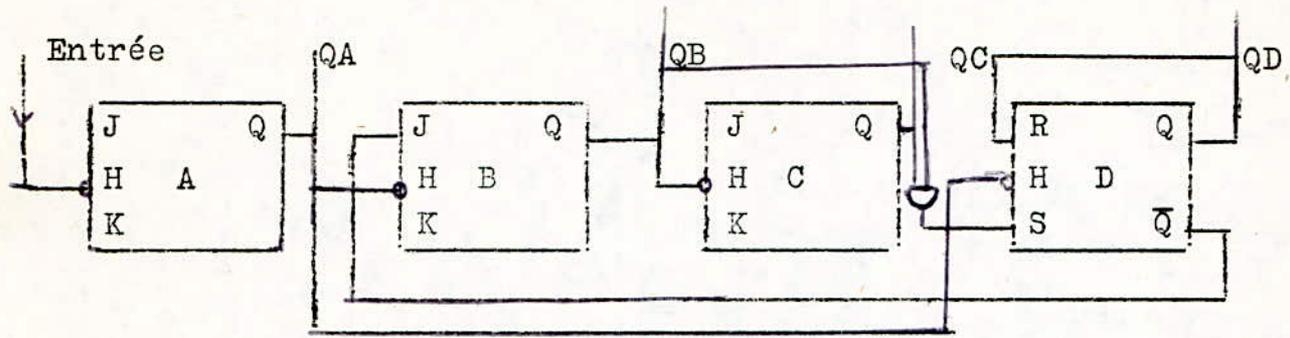


C'est le circuit intégré SN 7490 qui est utilisé, car il constitue une decade complète.

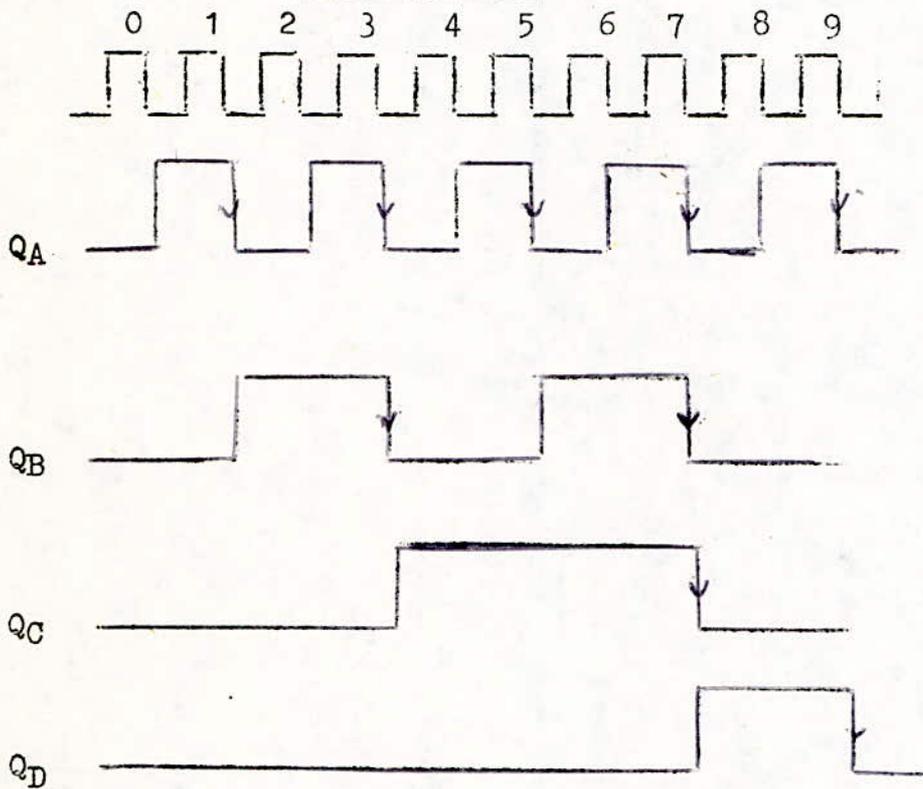
La réalisation de la decade complète se fait, en attaquant par les impulsions à compter l'entrée H A et en reliant la sortie A à l'entrée H de B : le basculeur A compte par 2, le groupe de basculeurs A, C et D compte par cinq les signaux de QA (c'est-à-dire qu'il fonctionne une fois pour deux impulsions appliquées à l'entrée A). Les sorties A, B, C et D affichent le nombre d'impulsions envoyées à l'entrée A en code binaire (A = unités ; B = dizaines ; C = centaines ; D = huitaines).

Dans ce cas, les entrées de N9 sont mises à la masse. No est attaqué par le signal de RAZ provenant de la base de temps, la decade se remet donc à zéro en portant momentanément les 2 entrées de No à 1.

- Schéma du câblage :



- Chronogramme :



- Principe de fonctionnement :

Etat initial :

$$Q_A = Q_B = Q_C = Q_D = 0$$

$$J_A = K_A = 1$$

$$J_B = \bar{Q}_D = 1 = K_B$$

$$J_C = K_C = 1$$

$$R = Q_D = 0$$

$$S = Q_B \cdot Q_C = 0$$

Arrivée du premier front descendant :

$$* H_{At+1} = \bar{H}_{At} = 0$$

$$\text{d'où } Q_A = 1$$

$$* Q_A = H_{Bt+1} = \bar{H}_{Bt} = 1$$

$$\text{d'où } Q_B = 0$$

$$* Q_B = H_{Ct+1} = 0 = H_{Ct}$$

$$\text{d'où } Q_C = 0$$

$$* S = Q_C \cdot Q_B = 0$$

$$\text{d'où } Q_D = 0$$

Arrivée du second front descendant :

$$* H_{At+1} = \bar{H}_{At} = 0$$

$$\text{d'où } Q_{At+1} = \bar{Q}_{At} = 0$$

$$* H_{Bt+1} = \bar{H}_{Bt} = Q_A = 0$$

$$J_B = K_B = 1$$

$$\text{d'où } Q_{Bt+1} = \bar{Q}_{Bt} = 1$$

$$* K_{Ct+1} = \bar{H}_{Ct} = 1$$

$$\text{d'où } Q_C = 0$$

$$* S = 0$$

$$\text{d'où } Q_D = 0$$

Arrivée du troisième front descendant :

$$* H_{At+1} = \bar{H}_{At} = 0$$

$$\text{d'où } Q_{At+1} = \bar{Q}_{At} = 1$$

$$* H_{Bt+1} = H_{Bt} = Q_A = 1$$

$$\text{d'où } Q_{Bt+1} = Q_{Bt} = 1$$

$$* H_{C_{t+1}} = H_{C_t} = Q_{B_t} = 1$$

$$\text{d'où } Q_{C_{t+1}} = Q_{C_t} = 0$$

$$* S_{t+1} = Q_{B_t} \cdot Q_{C_t} = 0$$

$$\text{d'où } Q_D = 0$$

Arrivée du quatrième front descendant :

$$* Q_{A_{t+1}} = \bar{Q}_{A_t} = 0$$

$$* H_{B_{t+1}} = \bar{H}_{B_t} = 0$$

$$\text{d'où } Q_B = 0$$

$$* H_{C_{t+1}} = \bar{H}_{C_t} = 0$$

$$\text{d'où } Q_C = 1$$

$$* S_{t+1} = Q_{B_t} \cdot Q_{C_t} = 0$$

$$\text{d'où } Q_D = 0$$

Arrivée du cinquième front descendant :

$$* Q_{A_{t+1}} = \bar{Q}_{A_t} = 1$$

$$* H_{B_{t+1}} = \bar{H}_{B_t} = 1$$

$$\text{d'où } Q_{B_{t+1}} = Q_{B_t} = 0$$

$$* H_{C_{t+1}} = H_{C_t} = Q_{B_t} = 0$$

$$\text{d'où } Q_{C_{t+1}} = Q_{C_t} = 1$$

$$* S_{t+1} = Q_{B_t} \cdot Q_{C_t} = 0$$

$$\text{d'où } Q_D = 0$$

Les impulsions à compter sont envoyées dans la première décade, dite décade des unités. Le retour à zéro de cette décade, quand elle reçoit sa dixième impulsion, fait avancer d'une unité la décade suivante. Cette dernière décade est courcée de la même façon à la décade des centaines et ainsi de suite.

Table des états du compteur SN 7490

Q _D	Q _C	Q _B	Q _A	J _A	K _A	J _B	K _B	J _C	K _C	S _D	R _D	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1
0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0

Etats Présents
Entrées
Etats futurs

Fig. - 5

1 - Mémoires : fig 6

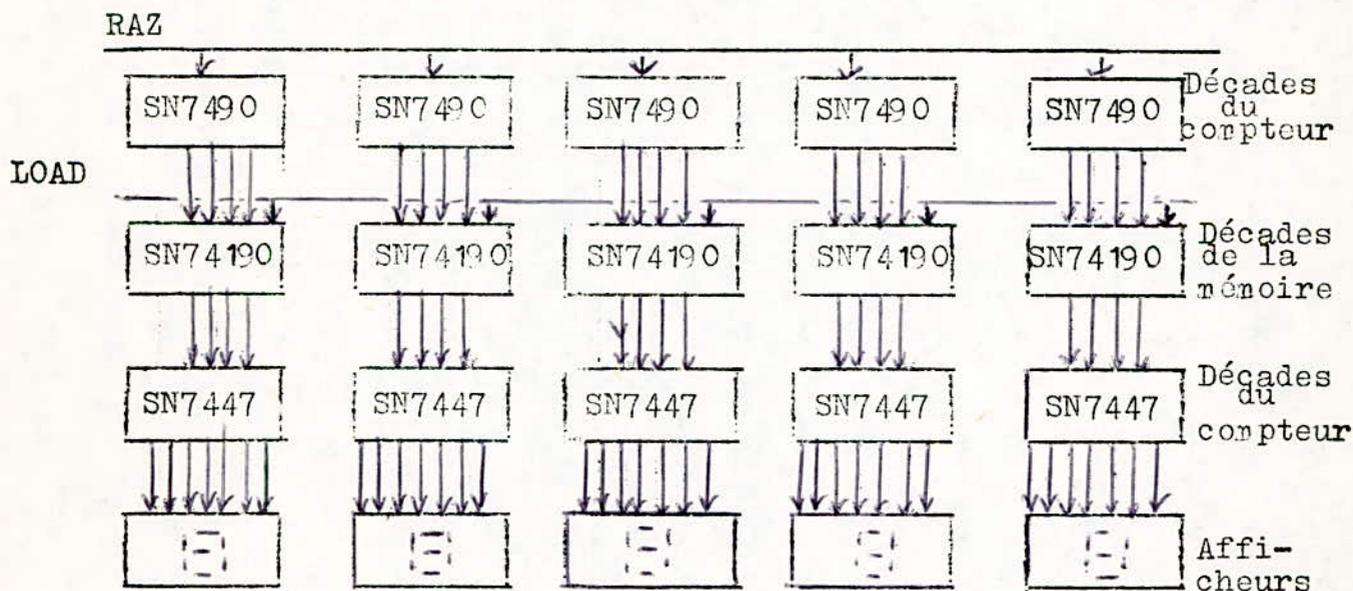
Sous l'action d'une impulsion de chargement, envoyée par la sortie \bar{Q} du premier monostable, l'information présentée à la sortie du compteur sous forme décimale, codée en binaire, est transférée dans les mémoires.

Celles-ci sont des circuits intégrés du type SN 7490 (LATCH).

Ces mémoires ont la propriété de recevoir l'information venant du compteur, à l'arrivée d'un front descendant sur la patte LOAD, et de la garder, quand la commande de chargement est remise à 1.

Une fois le chargement fait, les compteurs sont remis à zéro et un autre comptage se fait.

Sous l'action d'une autre impulsion de chargement ce résultat sera transmis aux mémoires.



2 - Les décodeurs :

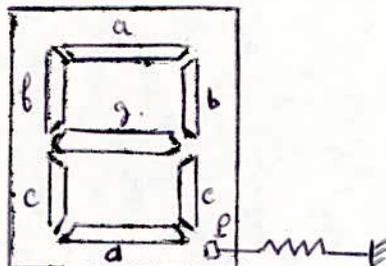
Les informations présentées en sortie des mémoires étant en DCB, nous procédons, dans notre cas à la conversion DCB - 7 segments.

Nous utilisons le circuit intégré SN7447, qui câblé suivant la fig. : 7 réalise la fonction du décodeur DCB - 7 segments. Ce décodeur reçoit les quatre bits d'une mémoire. Les informations binaires traversent de nombreuses portes logiques puis ressortent à travers sept transistors de commutation intégrés, chacun correspondant à un segment de l'afficheur.

3 - Les afficheurs :

L'afficheur est constitué par sept diodes électroluminescentes en forme de sept segments désignés par les sept premières lettres de l'alphabet. Il possède un point lumineux indiquant la virgule.

Représentation d'un chiffre :



Des diffuseurs de lumière font en sorte que la lumière de chaque diode se diffuse en un segment. Les afficheurs utilisés sont à lumière rouge, ceux-ci ont un rendement lumineux bon et sont visibles même dans une zone assez éclairée.

Les anodes des diodes sont reliées entre elles et au pôle positif de l'alimentation.

Les diodes sont allumées lorsque les cathodes sont branchées à la masse à travers des résistances de protection de 330 Ω .

Brochage du SN 74190 (mémoire)

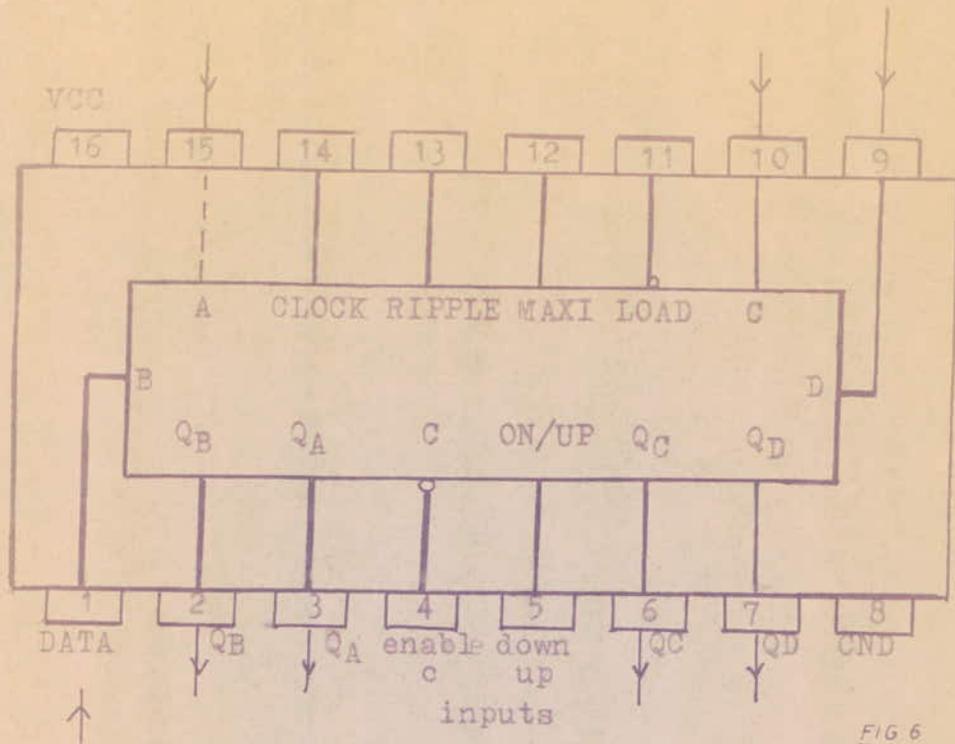


FIG 6

Brochage du SN 7447 A (décodeur)

Sortie vers les egnents

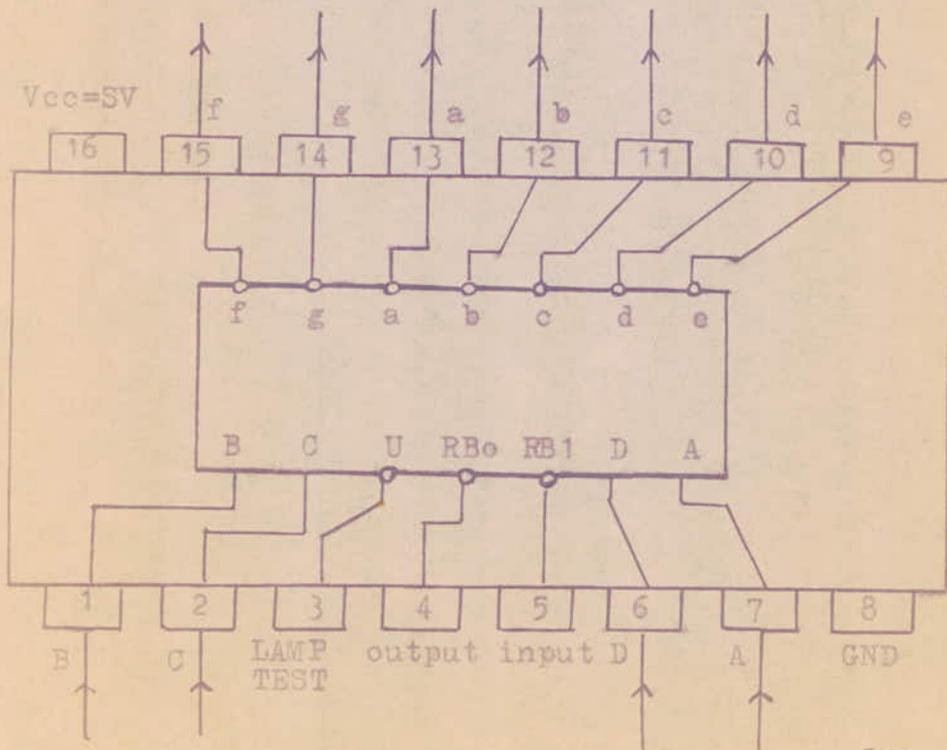


FIG 7

Entrées

4 - Décodage et affichage :

Dans notre cas, nous portons les cathodes à travers les résistances de 330 Ω aux collecteurs des transistors à la sortie du décodeur.

Quand on veut allumer une diode, le décodeur met le collecteur du transistor correspondant à la masse (niveau 0), le courant passe à travers la diode et ainsi elle s'illumine.

- Exemple :

Quand le compteur reçoit la première impulsion l'état des bascules est : $D = C = B = 0$
 $A = 1$

Ce chiffre exprimé en DCB est envoyé vers la mémoire puis vers le décodeur dont les tensions de sortie seront nulles pour b et c et égales à +5 Volts pour les sorties a, d, e, f, g. L'afficheur relié à ce décodeur indiquera alors " 1 " .

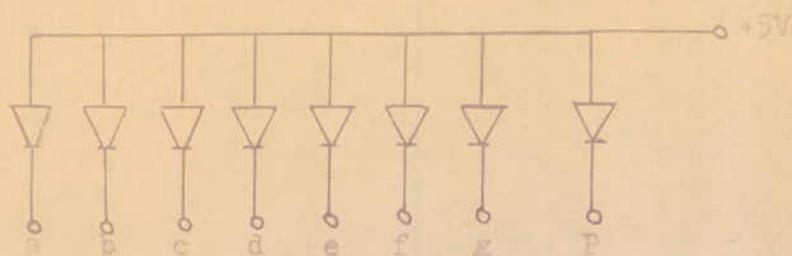
Pour allumer le point indiquant la virgule on met le point M à la masse.

Table de vérité du décodage

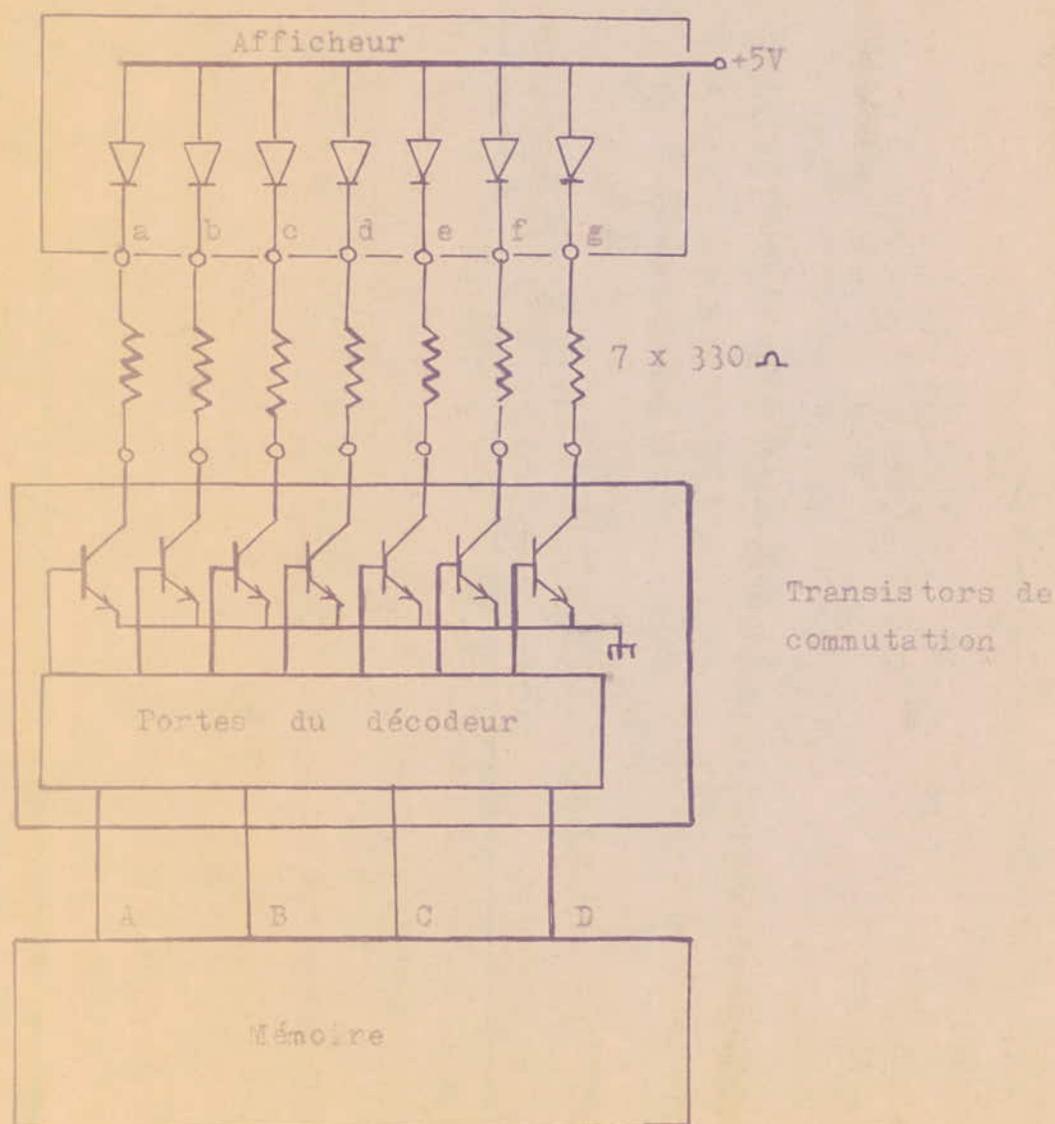
D	C	B	A	g	f	e	b	c	b	a	Affichage
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	2
0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	3
0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	4
0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	5
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	6
0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	7
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	8
1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	9

a = 1 veut dire que l'électrode a est illuminée.

Schéma électrique d'un afficheur à 7 segments
avec point décimal.



Mémoire décodeur afficheur



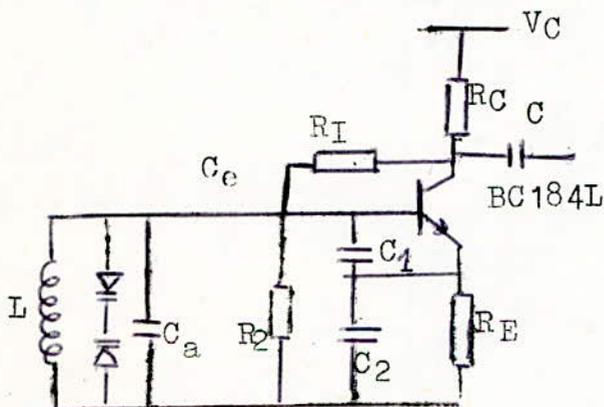
Circuit d'entrée :

Le circuit d'entrée prévu consistait à mélanger le signal de l'oscillateur local avec un oscillateur à quartz de 10,7 MHz. N'ayant pas trouvé ce dernier, nous avons recouru à une autre méthode : la réalisation d'un oscillateur dont la fréquence est variable.

Cet oscillateur utilise les mêmes diodes varicap que l'oscillateur local et l'amplificateur HF (BB 113).

Ainsi les trois circuits d'accord sont commandés par la même tension de polarisation de telle manière que la fréquence de l'oscillateur local soit supérieure de 10,7 MHz sur celle du deuxième oscillateur qui va indiquer alors la fréquence du signal incident. Il s'agit d'aligner pratiquement les trois circuits d'accord.

Schéma de l'oscillateur :



Calcul du circuit d'accord :

Le rapport des capacités d'accord extrêmes est :

$$N^2 = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = 2,25 = \frac{C_{V_{\max}/2} + C}{C_{V_{\min}/2} + C}$$

$$C = 15 \text{ pF}$$

$$C' = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 10 \text{ pF}$$

Un ajustable de 10 pF est placé en parallèle sur le circuit d'accord. La valeur de l'inductance, calculée à la fréquence moyenne, est la même que celle du circuit d'accord de l'amplificateur HF.

$$L = 0,68 \mu H$$

Le signal de l'oscillateur étant faible, il est de l'ordre de 200mv, il doit être amplifié pour que son niveau déclenche le seuil du trigger placé à l'entrée du fréquence-
mètre.

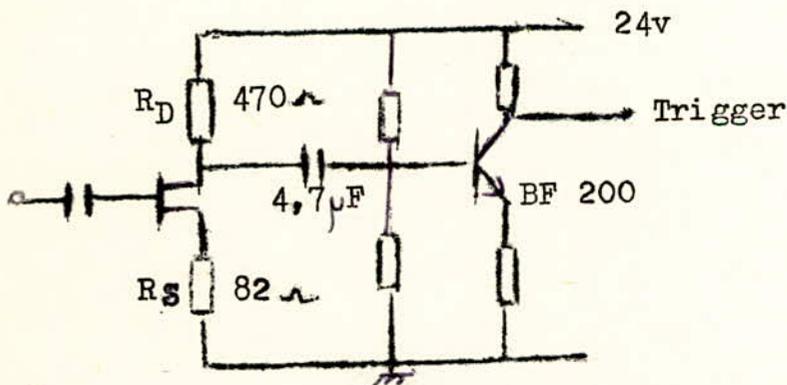
- L'amplificateur :

Nous avons utilisé un FET 2N4416 pour obtenir un étage à haute impédance d'entrée, comme sa fréquence de coupure f_p est basse, son gain chute pour une fréquence inférieure à 20 MHz, nous avons alors rajouté un deuxième étage amplificateur avec le BF 200.

Polarisation des deux transistors :

point de fonctionnement : $V_{DS} = 15v$

$$I_D = 15mA$$



Pour une tension de source $V_{SM} = 1,5v$

$$V_{SM} = R_S I_D \quad (I_D \approx I_S)$$

$$R_S = 100 \Omega.$$

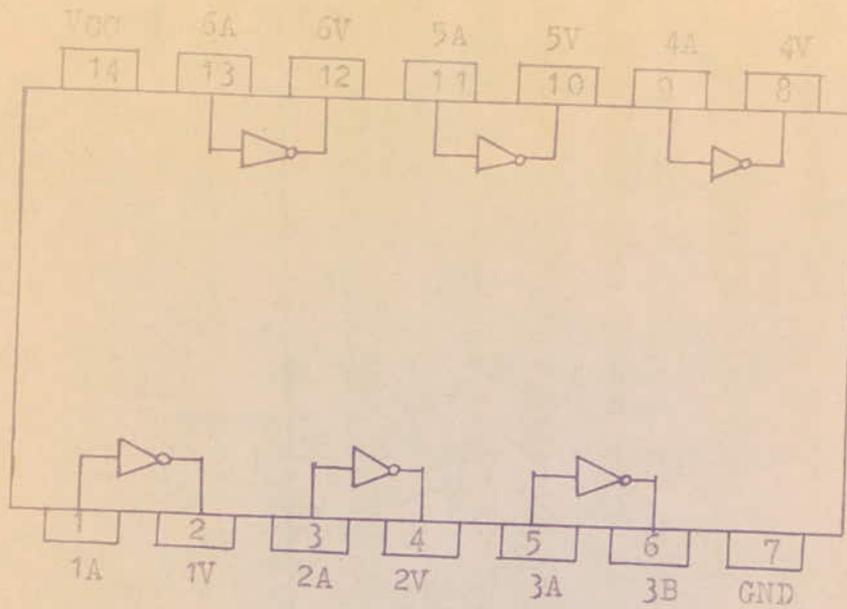
$$\underline{R_S = 82 \Omega.}$$

$$R_D I_D = E - (V_{DS} + V_{SM}) = 7,5$$

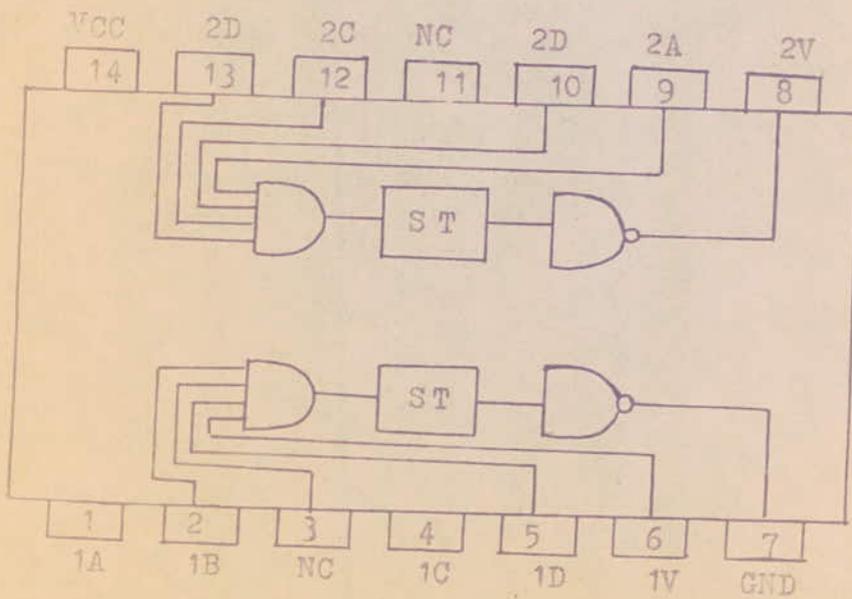
$$R_D = 500 \Omega.$$

$$\underline{R_D = 470 \Omega.}$$

Brochage du SN 7404



Brochage du SN 7413



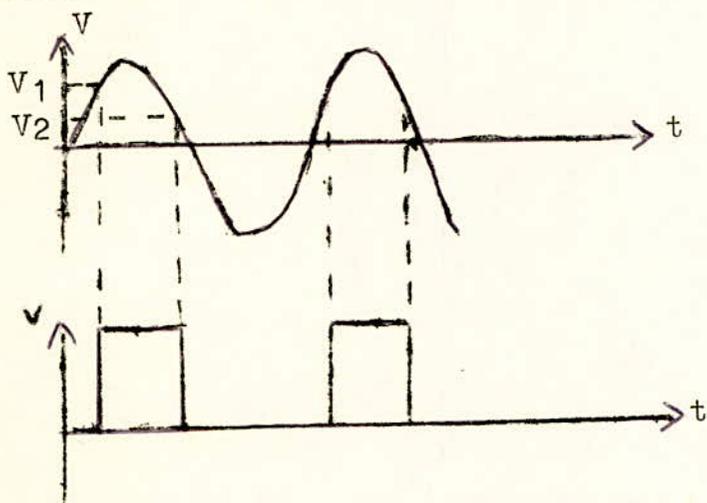
Le signal ainsi amplifié n'a pas l'allure compatible avec le traitement dans les circuits de logique, nous utilisons un montage trigger pour le mettre en forme.

Trigger de Schmitt :

Cette fonction est réalisée par le : SN 7413.

Le trigger de Schmitt est un montage doué d'hysteresis. Le basculement du trigger s'effectue d'une manière brutale : sa tension de sortie varie brusquement quand sa tension d'entrée franchit le seuil haut V_1 (front montant) ; elle varie de nouveau lorsque la tension d'entrée atteint le seuil bas V_2 . Le signal obtenu est un signal à fronts raides.

Les seuils du trigger ne sont pas réglables, ils sont fixés par le circuit intégré, celui-ci ne présente pas d'éléments extérieurs.



Remarque 1 : le récepteur était prévu pour fonctionner dans une bande de fréquence de 20 à 80 MHz ; le fréquencemètre avec les montages à circuits intégrés présentés ne montait pas en fréquence, l'affichage était "instable" dès 40 MHz pour devenir erroné pour des fréquences supérieures.

Pour avoir un bon fonctionnement en haute fréquence, nous avons apporté des modifications au signal d'entrée et au circuit de base de temps.

Le signal provenant du trigger est divisé par 10 ; pour que le comptage ne soit pas modifié, la porte de 1ms de la base de temps est multipliée par 10. Le temps de comptage est ainsi de 10ms ; ceci par une division par 10 supplémentaire de la fréquence de base 1MHz.

Le circuit intégré utilisé est le SN 196/197 (compteur mémoire), qui divise par 10 le signal d'entrée et reçoit le signal de base de temps pour fonctionner en porte AND.

Le schéma de câblage est donné figure: 8 ; le signal à compter attaquant l'entrée horloge (patte 8) et le signal de base de temps l'entrée de commande du chargement (LOAD patte 1).

Remarque 2 : le fréquencesmètre numérique aurait été plus facile à réaliser en utilisant un CI (SDA 5680) qui regroupe dans son boîtier à 28 broches toutes les fonctions d'un fréquencesmètre très performant.

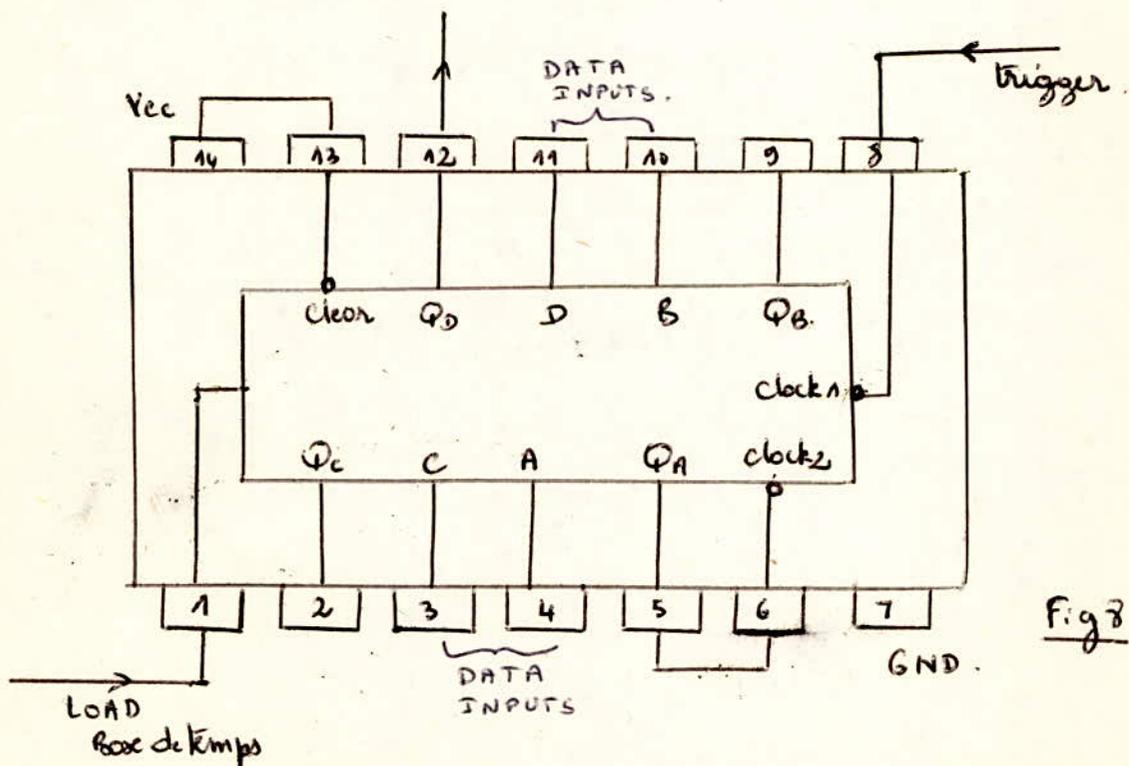
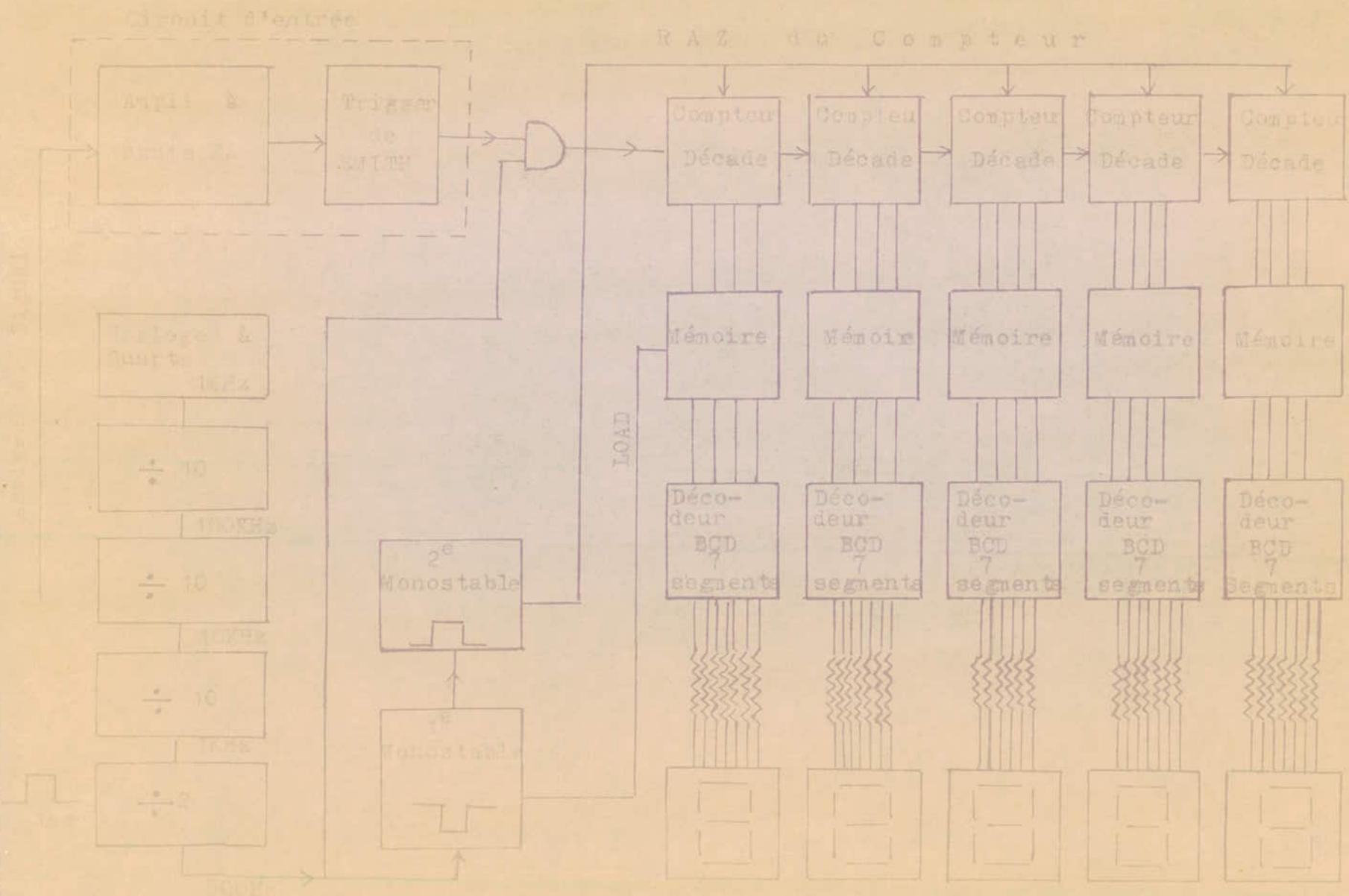


Fig 8

Schéma Synoptique du Trinquantaire



(C - RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS

La recherche des émetteurs à l'intérieur de la gamme de réception s'opère dans les récepteurs classiques, en agissant sur la valeur des condensateurs variables ; opération réalisée par l'intermédiaire du bouton de recherche des stations entraînant mécaniquement les pièces mobiles des condensateurs laquelle est combinée avec le déplacement d'une aiguille sur un cadran gradué en fréquence.

Dans le cas d'un récepteur à recherche automatique de stations, le processus de réglage des circuits d'accord est le même, à cette différence près que la modification de leurs constantes se fait par l'intermédiaire d'une commande électronique qui est rendue possible grâce à l'utilisation de diodes varicap à la place des condensateurs variables.

- Dispositifs permettant la recherche automatique de stations :

1 - Dispositifs à synthétiseur :

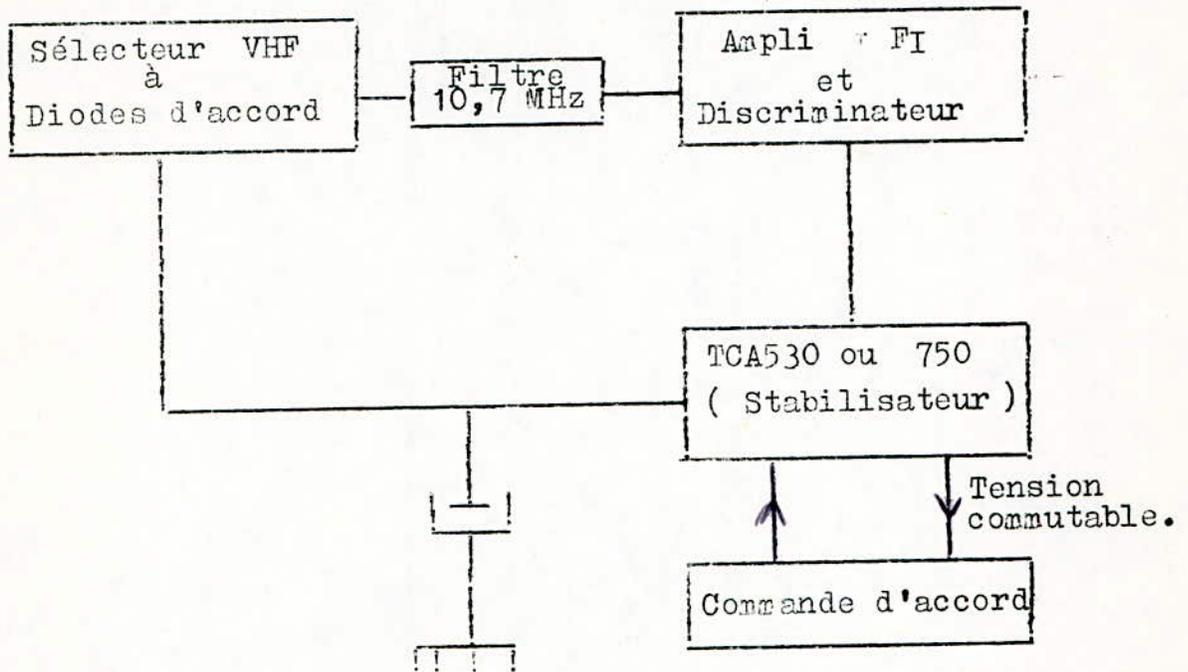
Ils sont caractérisés par une extrême précision au niveau de l'accord sur les stations reçues ainsi que l'absence de derive ou de distorsion inhérente au mauvais calage en fréquence. Ils sont très complexes à réaliser.

2 - Dispositifs à C.I. :

Le dispositif se réduit à un seul étage en utilisant des C.I. : TCA 530 ou TCA 750.

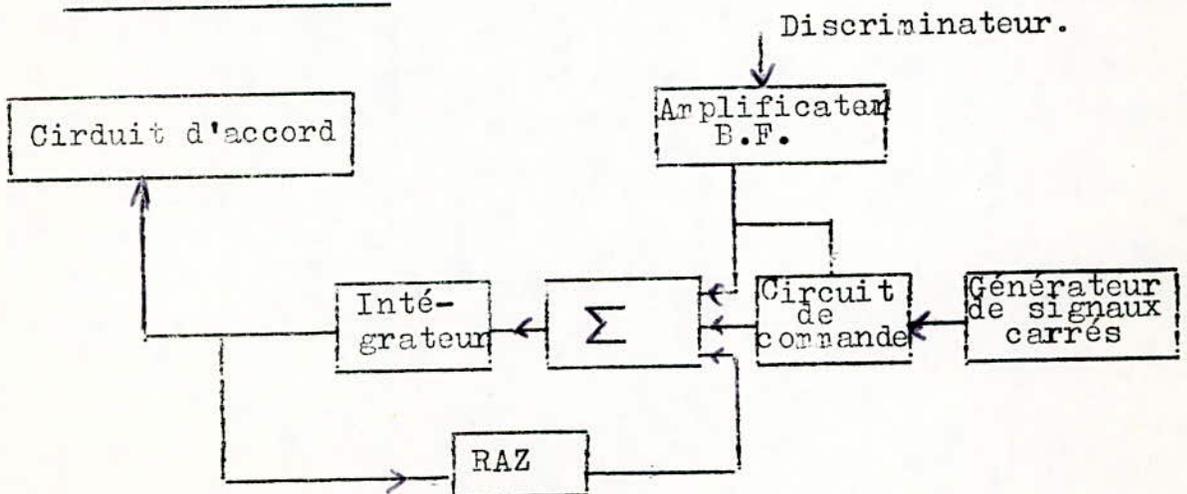
Le C.I. régularise la tension d'accord pour les diodes et lui superpose la tension de C.A.F. La recherche s'effectue à vitesse lente d'un bout à l'autre de la gamme, une touche permettant l'arrêt sur la station désirée. D'autres touches permettent soit de diminuer soit d'augmenter la tension d'accord par la commande d'une source de courant qui charge ou décharge plus ou moins rapidement un condensateur placé sur la ligne de commande des diodes.

- Schéma du dispositif à C.I.



3 - Dispositif réalisé avec des éléments discrets.

Schéma synoptique :



- Principe de fonctionnement :

Le circuit de commande permet de déclencher la recherche automatique des stations. Lorsqu'aucun signal n'est reçu par le récepteur, le circuit de commande laisse passer les signaux carrés délivrés par le générateur réalisant cette fonction.

Ces signaux carrés sont intégrés par un intégrateur ; celui-ci délivre donc des signaux en dents de scie, permettant une variation continue de la tension de commande des diodes varicap d'où un balayage de toute la gamme de réception.

L'élaboration des signaux en dents de scie, est basée sur la charge d'un condensateur (intégrateur) ; en bout de gamme un système de remise zéro permet de décharger le condensateur (RAZ) lorsqu'un signal apparaît à la sortie du discriminateur ; celui-ci par l'intermédiaire du circuit de commande bloque la charge du condensateur ou l'intégration.

Le signal BF doit être amplifié ; pour respecter la marge de bruit du circuit de commande.

Le récepteur reste calé sur cette fréquence durant toute la communication, dès l'arrêt de celle-ci, le balayage reprend.

Le générateur de signaux carrés (un astable ou une horloge), l'intégrateur (intégrateur de Miller et autres dispositifs de charge de condensateurs), le circuit de commande (une porte NAND réalisée discrètement) ne posent pas de problèmes à la réalisation. Les problèmes sont posés par les dispositifs de blocage de la charge du condensateur (le blocage entraînant la décharge automatique de celui-ci d'où perte de l'accord) et de ceux de remise à zéro.

Ce montage assez complexe à réaliser avec des éléments discrets n'a pu être mis au point étant donné l'ampleur du sujet et le temps assigné à sa réalisation.

II) - REALISATION

R E A L I S A T I O N :

La forme de réalisation du récepteur qui a été retenue est celle de modules qu'il suffit de relier entre eux par des connexions adéquates.

Les différents montages sont répartis en six modules :

sélecteur V.H.F., TBA 120 - C.A.F. - C.A.G. , partie BF, circuit d'adaptation du fréquemètre au récepteur, le fréquemètre et l'alimentation.

Les différents étages des quatre premiers modules ainsi que du dernier sont blindés pour éviter les rayonnement parasites.

Vu le temps limité que nous avons eu pour la réalisation, les mesures effectuées et présentées ci-dessous ont été faites avant l'assemblage, les modules fonctionnant séparément.

- Matériel utilisé :

- Générateur V.H.F. signal amplifié type 1525 (:
(0,1 μ v - 200mv).
- Oscilloscope : FM 3244
Max : 50 MHz (performant)
- Sonde atténuatrice TEK-P6 149
(divise par 10 à 50 MHz)
- Alimentation stabilisée Métix 762.1 (tension de commande des diodes).
Métix 413 D (tension d'alimentation).
- Fréquemètre FLUK 0333 C.
- Métix MX-727.

- Sélecteur V.H.F. :

Pour une tension d'entrée : $V_e = 5\text{mv}$

tension à la sortie de l'ampli HF : $V_{HF} = 60\text{mv}$

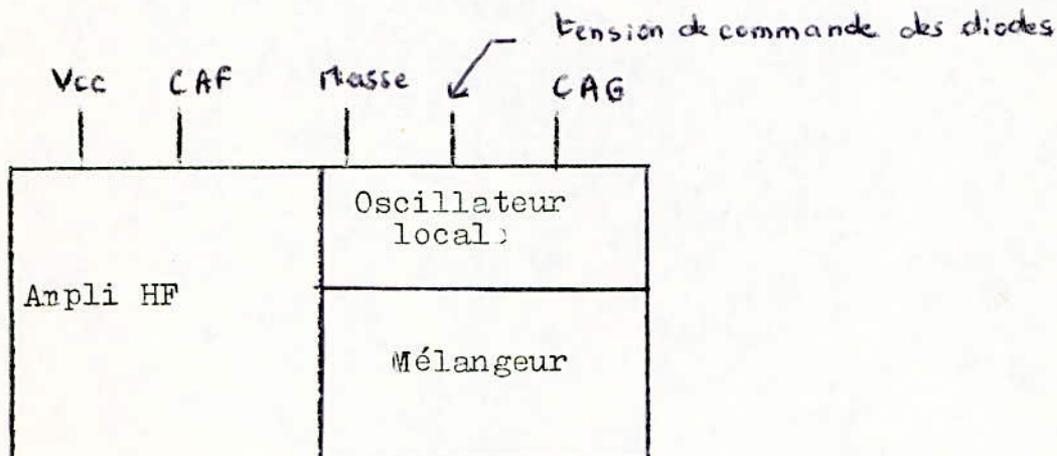
tension à la sortie du mélangeur : $V_{FI} = 150\text{mv}$

Gain de l'ampli HF : $G_V = 21\text{ dB}$

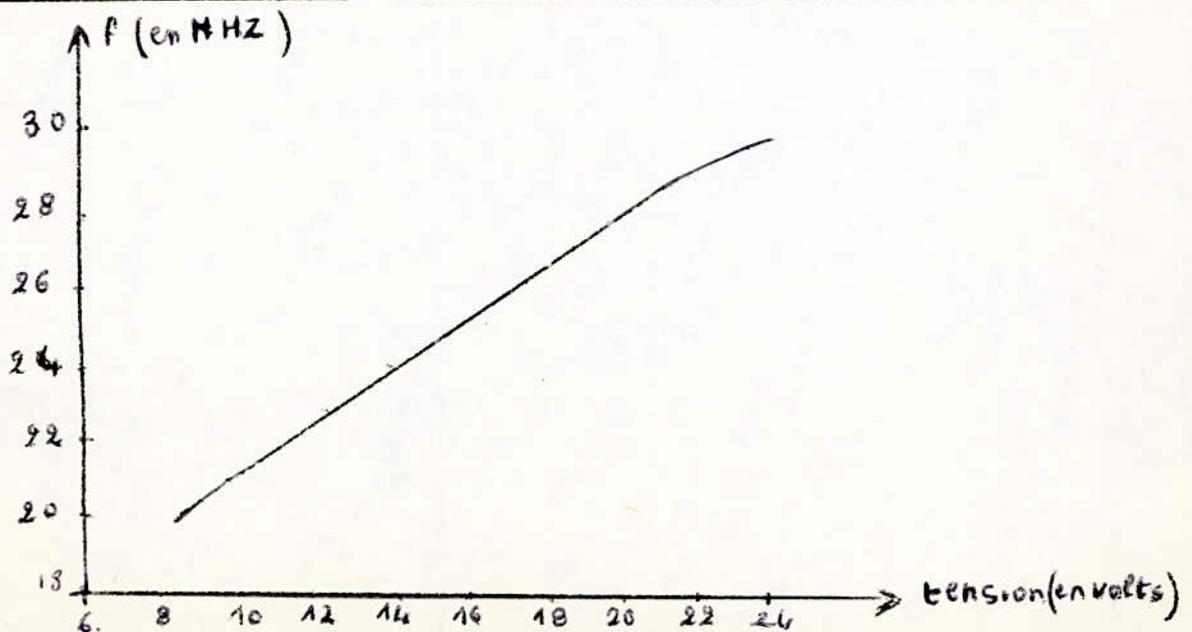
Gain du tuner : $G_T = 30\text{ dB}$.

La saturation du tuner est obtenue pour une tension d'entrée de 150mv.

Le sélecteur V.H.F. est placé dans un boîtier en aluminium (mis à la masse) de dimensions : 7 X 10,5 cm et de 4 cm de hauteur.



Courbe d'étalonnage tension-fréquence des diodes varicap :



Cette courbe servant à étalonner le potentiomètre servant à la recherche manuelle.

- Discriminateur :

Les mesures ont été effectuées avec $\Delta f = 5 \text{ KHz}$
 $f_m = 1 \text{ KHz}$.

° Le signal à l'entrée est de $300 \mu\text{v}$; $10,7 \text{ MHz}$.

Signal de sortie BF alternatif : 50 mv .

Niveau continu = $4,8 \text{ v}$.

° Pour une fréquence à l'entrée différente de $10,7 \text{ MHz}$, le niveau alternatif est fortement amorti.

° En provoquant des dérives à l'entrée nous obtenons pour :

$\Delta f = + 200 \text{ KHz}$ ($f = 10,5 \text{ MHz}$) :

niveau continu : $3,6 \text{ v}$

niveau alternatif: 15 mv .

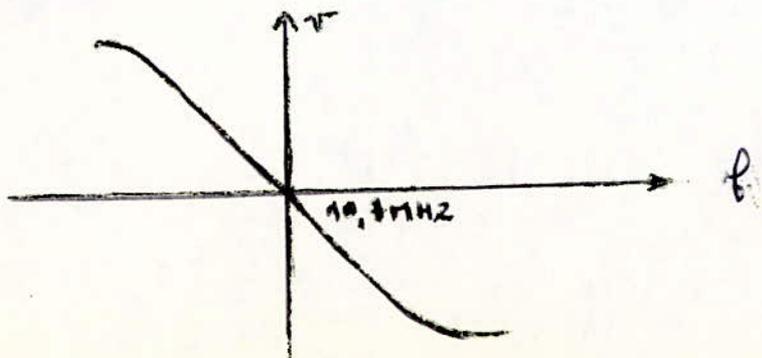
$\Delta f = - 200 \text{ KHz}$ ($f = 10,5 \text{ MHz}$)

niveau continu : 6 v

niveau alternatif: 15 mv .

Nous disposons donc d'une tension de $4,8 \pm 1,2$ pour le réglage de C.A.F. et ceci pour une derive de l'oscillateur local de $\pm 200 \text{ KHz}$.

° Pour une derive de 300 KHz à l'entrée, il n'y a plus de démodulation. D'après les mesures la courbe de réponse du discriminateur est de la forme :



- Ampli B.F. :

- o Pour une tension d'entrée de 50 mv
La sortie est de : 3,5 v
Le gain en tension est de 37 dB.
- o Pour une tension d'entrée supérieure à 140mv ;
il y a ecrêtage du signal de sortie.
- o Un potentiomètre de 47K est placé entre le
TBA 820 et le haut-parleur pour le réglage de
volume.

- Calcul de la fiabilité du récepteur :

λ_i = taux de defaillance de chaque composant en % par
1 000 heures de service.

$\lambda = \sum n_i \lambda_i$ = taux de defaillance du récepteur

$\lambda = x$ (% en 1 000 heures) = $x \cdot 10^{-5}$

f = fiabilité du récepteur (calculée pour 1 000 heures
de service.)

$f = 1 - \frac{\lambda}{100}$ = N en mille heures.

Composants	λ_i
Transistor	0,1
Diode	0,1
Résistance	0,03
Condensateur	0,08
Potentiomètre	0,05
Transformation	0,2
Circuit intégré	0,01
Soudure	0,002

f = 90% en mille heures.

CONCLUSION :

La réalisation de ce récepteur a nécessité l'étude de divers montages notamment à base de circuits intégrés.

Ceux-ci nous permettent la manipulation des " fonctions " et il suffit d'un nombre limité de composants extérieurs pour ajuster le fonctionnement du C.I.

L'utilisation des C.I. et la possibilité d'employer des diodes varicap pour l'accord permet de réduire les dimensions du récepteur. Les C.I. améliorent sa fiabilité globale (par la réduction du nombre d'interconnexions) et diminuent le prix de revient.

Le récepteur prévu est à affichage numérique et à recherche automatique de stations. Ces fonctions confèrent au récepteur son utilité en contrôle radio, en particulier en recherche libre où la manipulation d'une commande mécanique peu commode pendant une longue durée, est totalement supprimée où la recherche est plus rapide, la fiabilité plus grande et l'esthétique du récepteur améliorée.

Le contrôle radio, lorsque les données radio sont connues, et lorsqu'il s'effectue d'après l'horaire est permis en calant le récepteur sur une station grâce à la recherche manuelle (potentiomètre) .

De plus le récepteur peut être jumelé avec un magnétophone : une prise de modulation au niveau de l'ampli BF permet d'enregistrer la communication et de recevoir une modulation extérieure provenant du magnétophone. -

Nous avons réalisé une grande partie du travail qui nous a été confié et ceci grâce à l'aide et aux facilités qui nous ont été accordées dans toutes les étapes de la réalisation de ce projet.