

19/78

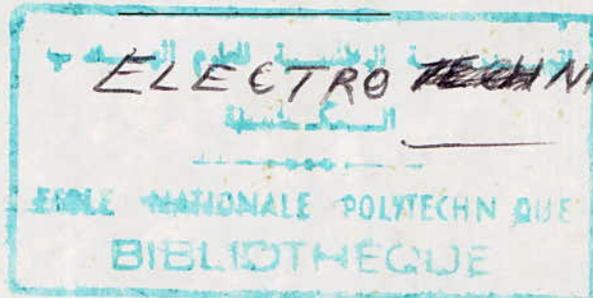
UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

2ea

DEPARTEMENT D'ELECTRICITE

THESE DE FIN D'ETUDES



EMETTEUR MF DE RADIONAVIGATION

Proposée par :

A. D. SOUFI



Etudiée par :

R. ZIANI

L. BELHARRAT

Pro otion 1973-1978

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRICITE

THESE DE FIN D'ETUDES

**EMETTEUR MF
DE RADIONAVIGATION**



Proposée par :

A. D. SOUFI

Etudiée par :

R. ZIANI

L. BELHARRAT

Promotion 1973-1978

II-) N O S - P A R E N T S

II-) N O S - F R E R E S E T S O E U R S

II-) T O U S N O S A M I S .

S O M M A I R E

I - INTRODUCTION	Page. I
II - OSCILLATEUR-HF	6
III - OSCILLATEUR - B.F.....	19
IV - MANIPULATEUR	26
1 - Horloge	27
2 - Echelle de comptage.....	29
3 - Matrice de décodage.....	32
4 - Temporisateurs.....	34
5 - Portes et Amplificateurs.....	37
V - MODULATEUR	45
VI - AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.....	52
VII - CONCLUSION	63

INTRODUCTION

La Radionavigation est l'expression par laquelle sont dénommées les différentes techniques utilisées pour les besoins de la Navigation maritime ou Aérienne.

L'invention de l'avion a coïncidé avec les débuts du développement de l'électronique et surtout de la Radio.

Développée dans un premier stade pour les besoins des communications, la Radio allait peu après prendre une très grande importance comme aide à la Navigation, d'autant plus que le développement de l'aviation et de la marine avait à cette époque un impact direct sur les moyens de défense Nationale.

C'est pourquoi nous observons l'application directe et en priorité, des différentes découvertes et inventions technologiques et spécialement en électronique, dans le domaine de la Radionavigation et du Radioguidage.

Le moyen le plus simple en matière de Radionavigation est le N.D.B. (Non Directionnel Beacon). Ce moyen assez commun est utilisé aussi bien dans le cadre de la Radionavigation Aérienne et Maritime.

Ces équipements représentent une des formes les plus anciennes d'aide à la navigation et une des moins onéreuses, leur précision n'est pas très grande mais le nombre de stations au sol de ce type est plus élevé que celui de n'importe quelle autre aide à la navigation.

Le N.D.B. est un émetteur qui émet un signal non directionnel (ou omnidirectionnel). Il permet au pilote d'un avion équipé d'une antenne cadre de pouvoir déterminer son azimut et sa position par rapport à la station d'émission.

Ces équipements opèrent normalement dans la bande de fréquences MF entre 200 et 1750 Khz. Afin de permettre d'identifier la station émettrice, un signal à la fréquence 1020 Hz module par tout ou rien la porteuse (MF) suivant un code morse généré par un manipulateur.

Suivant la puissance émise par les stations, celles-ci peuvent être classées comme suit :

- 1 - Compas locators : Puissance transmise inférieure à 25 Watts.
- 2 - M H (Middle high) Station : Puissance transmise inférieure à 50 Watts.
- 3 - H (High) Station : Puissance transmise au moins égale à 50 watts mais inférieure à 2000W
- 4 - HH (high high) station : Puissance transmise égale ou supérieure à 2000 Watts

Les informations transmises par les émetteurs NDB sont exploitées par des équipements de bord appelés Radiogoniomètres (ou ADF) .

La Radiogoniométrie est un procédé comparable au système du compas magnétique : un cadre de réception est orienté manuellement ou automatiquement dans le champ électromagnétique d'un émetteur, de façon à indiquer la direction d'où provient le rayonnement.

Si nous essayons d'examiner les propriétés de ce système radioélectrique, il apparaît que s'il est donné une orientation quelconque à une antenne cadre, telle que deux de ses cotés soient parallèles à un champ électrique, il peut être montré que le cadre est parcouru par un courant induit par le champ magnétique alternatif.

Il peut aussi être montré que les cotés verticaux du cadre sont soumis à des valeurs différentes du champ électrique à cause du phénomène de propagation de l'onde, donc le courant résultant qui est la différence des courants induits dans les cotés verticaux, est différent de zéro et est alternatif.

Bien entendu, si la distance, mesurée selon la direction de propagation est égale à un multiple entier de la longueur d'onde, le champ électrique dans les côtés verticaux est le même à tous les instants, le cadre n'est pas influencé par l'onde.

Dans le cas général le courant résultant est fonction du rapport $\frac{d}{\lambda}$ et de l'inclinaison du plan du cadre par rapport au plan contenant les vecteurs du champ électromagnétique.

L'effet d'induction de l'onde sur la cadre est proportionnel à la surface du cadre multipliée par le nombre de spires, est fonction de l'angle A angle entre la normale au cadre et le sens de propagation de l'onde. Cette fonction est nulle lorsque le cadre est perpendiculaire au sens de propagation de l'onde, et égale à l'Unité lorsqu'il est parallèle au plan formé par E et H. Cette fonction est le sinus de A.

Un cadre dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde est donc capable d'indiquer la direction de propagation d'une onde électromagnétique. Il n'est parcouru par aucun courant, si son plan est perpendiculaire à la direction de propagation.

Ce principe fondamental des antennes cadres est à la base de la " Radiogoniométrie ".

Les émetteurs NDB ont un indicatif à trois (3) lettres. Ils sont installés suivant le cas sur les aires d'Aérodromes ou comme aides balisant les routes Aériennes.

Dans la plupart des cas, ils sont installés dans l'axe de la piste d'atterrissage, donnant ainsi le relèvement de l'axe de la piste par rapport au nord magnétique.

Pour plus d'efficacité, ces émetteurs sont en général réalisés en deux blocs. Le premier constitue l'émetteur principal, le second identique au premier, constitue l'émetteur secours. En cas de défaillance de l'émetteur principal, l'émetteur secours est mis automatiquement en service à l'aide d'un basculeur.

.../...

L'objet de ce projet consiste en l'étude d'un émetteur moyennes fréquences de radionavigation dont les caractéristiques sont :

- Mode de Fonctionnement A 2
- Fréquence d'émission 347 Khz
- Puissance HF 20 Watts

Pour une alimentation de 25 volts.

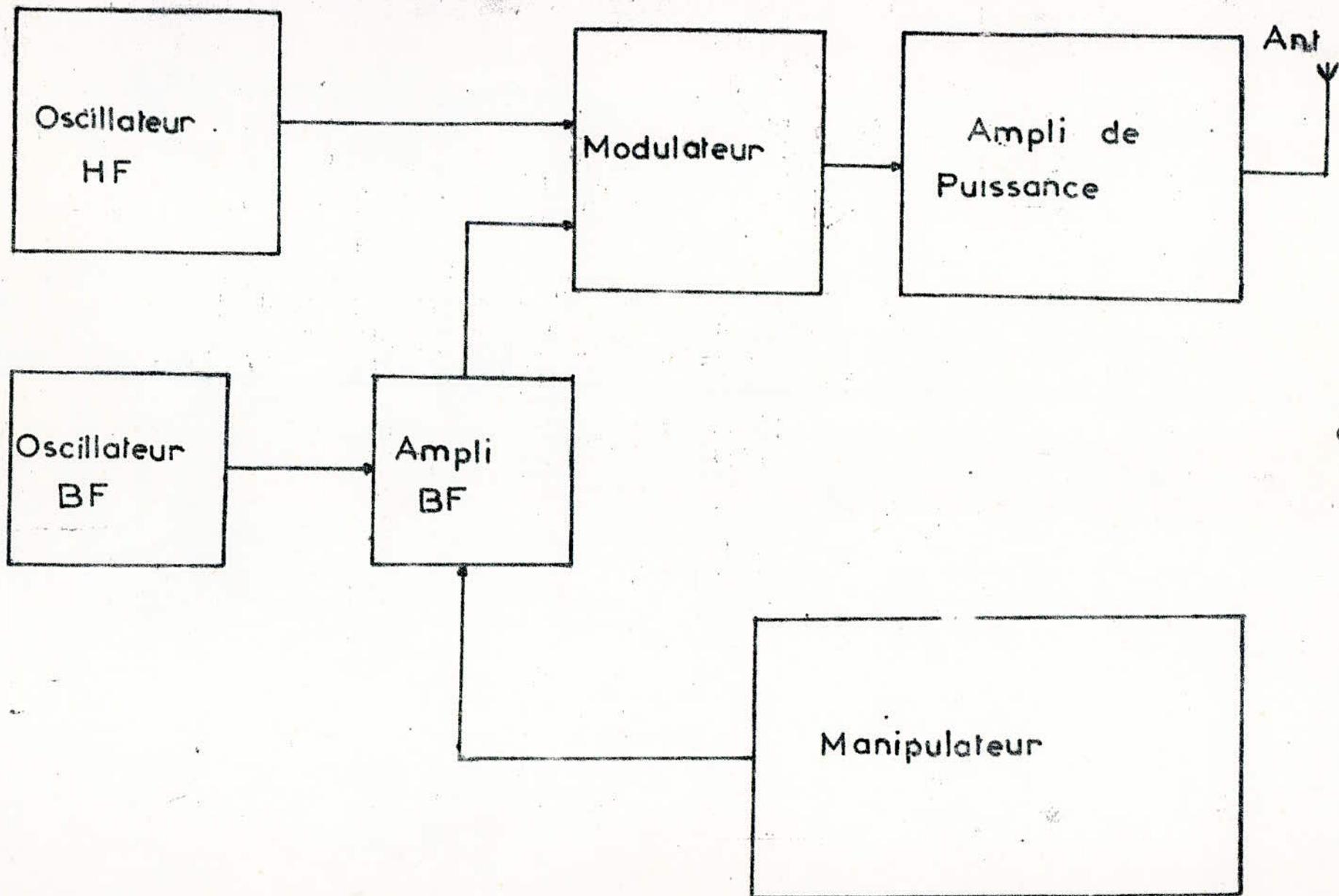
En fonctionnement A 2, l'onde HF est modulée en amplitude par un signal BF de fréquence 1020 Hz, entrecoupée périodiquement par les signaux fournis par le manipulateur.

Dans d'autres cas, les émetteurs NDB rayonnent une onde entretenue pure (non modulée), découpée par les signaux morses. Il s'agit du fonctionnement A 1.

Le schéma synoptique d'un émetteur NDB fonctionnant en A 2 est représenté sur la planche 1.

Il comprend :

- Un oscillateur HF à quartz (347 Khz)
- Un oscillateur BF (1020 Hz)
- Un manipulateur
- Un modulateur
- Un amplificateur de puissance.



-5-

PLANCHE 1

II - OSCILLATEUR HF

Nous ne parlerons que des oscillateurs sinusoidaux, les oscillateurs de relaxation qui délivrent une tension de sortie sous forme d'impulsions périodique, ne faisant pas l'objet de notre étude.

II-I PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN OSCILLATEUR A REACTION

Le schéma de principe d'un tel oscillateur est représenté sur la figure 1.

A est un amplificateur, qui peut être soit un transistor soit un ampli opérationnel.

B est le circuit de réaction.

Ce circuit peut être constitué de cellules LC ou RC pour le cas d'un oscillateur à réseau déphaseur.

$$A = \frac{V_2}{V_1}$$

$$B = \frac{V_3}{V_2}$$

Le gain en tension de la boucle ouverte est :

$$L = \frac{V_3}{V_1} = \frac{V_3}{V_2} \times \frac{V_2}{V_1} = B A$$

Pour qu'il y ait oscillation, il faut que la tension ramenée V_3 soit en phase et égale à la tension d'entrée V_1 ,

on a alors $L = BA = 1$.

L est généralement un nombre complexé

on aura donc.

$$L = 1 \iff \begin{cases} L = 1 & (1) \\ \text{Arg}L = 0 & (2) \end{cases}$$

La première condition est appelée condition d'amplitude elle indique le gain minimum que doit posséder la boucle ouverte à la fréquence d'oscillation.

Pour qu'il y ait stabilité, on prendra L légèrement supérieur à 1.

La deuxième condition est appelée condition de phase elle n'est satisfaite que pour une seule fréquence f_0 et c'est elle qui détermine la fréquence d'oscillation.

La fraction ou la totalité du signal de sortie ramenée à l'entrée doit être en phase avec la tension d'entrée.

La contre réaction utilisée (B) sera donc du type positive.

D'une manière générale, les oscillateurs à cellule LC ou à réseau déphaseur présentent l'avantage de délivrer une tension de sortie de fréquence variable.

En effet la fréquence d'oscillation étant donnée par une fonction des éléments LC pour une cellule ou R.C pour un réseau déphaseur, il suffit de prendre un condensateur C ajustable pour avoir la fréquence d'oscillation désirée.

Cependant, la fréquence d'oscillation n'est jamais parfaitement stable. Les émetteurs travaillent principalement à une fréquence bien déterminée, d'où une exigence quant à la stabilité des oscillateurs. Aussi il conviendrait d'utiliser pour ce type d'appareils des oscillateurs à quartz qui présentent l'avantage d'une grande stabilité, mais qui ne peuvent fonctionner que sur une seule fréquence. Cette fréquence dépend des propriétés du quartz utilisé et en particulier de sa "taille".

II-2 OSCILLATEUR A QUARTZ.

On emploie des cristaux piézoélectriques, en particulier le quartz en tant que résonateurs stables, lorsqu'on cherche à obtenir une fréquence fixe très précise;

II-2-I SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT D'UN QUARTZ.

La représentation et le schéma électrique équivalent d'un quartz sont donnés par les figures 2 (a , b).

Le circuit R, L, C, constitue le circuit résonnant série C 1 représente la capacité entre les armateurs compte tenu de la constante diélectrique du quartz.

II-2-2 CALCUL DES FREQUENCES DE RESONNANCE.

Calculons l'impédance entre les points A et B : Z_{AB}

$$\text{Notons : } \left| \begin{array}{l} Z_1 = \frac{1}{j C_1 \omega} \\ \\ Z_2 = R + j L \omega + \frac{1}{j c \omega} \end{array} \right.$$

$$Z_2 = R + j L \omega + \frac{1}{j c \omega}$$

$$Z_{AB} = Z_1 // Z_2$$

$$Z_{AB} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = Z_1 - \frac{Z_1^2}{Z_1 + Z_2}$$

$$Z_{AB} = \frac{1}{j C_1 \omega} - \frac{-1 / C_1^2 \omega^2}{\frac{1}{j C_1 \omega} + R + j L \omega + \frac{1}{j c \omega}}$$

$$Z_{A B} = \frac{1}{j C 1 W} + \frac{1}{R C W^2 + j (L W^3 - W (\frac{1}{C} + \frac{1}{C 1}) C 1^2}$$

D'une façon générale, à chaque taille et à chaque dimension des cristaux, correspond un ensemble de valeurs R, L, C,.

La résistance R est toujours choisie très faible, par suite le coefficient de surtension défini par $Q = \frac{LW}{R}$ sera très grand et ceci entraîne une grande stabilité en fréquence.

En négligeant R, l'impédance Z A B devient :

$$Z_{A B} = - \frac{j}{C 1 W} - \frac{j}{C 1^2 W \left[L W^2 - \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C 1} \right) \right]}$$

$$Z_{A B} = - \frac{j}{W} \left[\frac{1}{C 1} + \frac{1}{C 1^2 \left[L W^2 - \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C 1} \right) \right]} \right]$$

$$Z_{A B} = - \frac{j}{W} \left[\frac{C 1 \left(L W^2 - \frac{1}{C} - \frac{1}{C 1} \right) + 1}{C 1^2 \left[L W^2 - \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C 1} \right) \right]} \right]$$

$$Z_{A B} = - \frac{j}{W} \left[\frac{C 1 \left(L W^2 - \frac{1}{C} \right)}{C 1^2 \left[L W^2 - \frac{1}{C} - \frac{1}{C 1} \right]} \right]$$

$$Z_{A B} = - \frac{j}{W} \left[\frac{L C W^2 - 1}{C C 1 L W^2 - C 1 - C} \right]$$

$$Z_{A B} = - \frac{j}{W} \left[\frac{1 - L C W^2}{C + C 1 (1 - L C W^2)} \right]$$

Cette formule montre l'existence de(2) deux fréquences de résonance.

→ résonance série : due à L et C.

$$1 - L C W^2 = 0 \Rightarrow W S = \frac{1}{\sqrt{L C}}$$

Résonnance parallèle : due à C 1 et à la branche L C

$$C + C 1 (1 - LCW^2) = 0 \Rightarrow W^2 p = \frac{C 1 + C}{L C 1 C}$$

$$Wp = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{C + C 1}{C 1}} =$$

$$Wp = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C 1}}$$

Souvent C / C 1 est très faible

$$\text{donc } 1 + \frac{C}{C 1} \neq 1 \Rightarrow \boxed{W_s \neq W_p}$$

Le graphe donnant la partie imaginaire de Z A B en fonction de la pulsation (donc de la fréquence) est représenté par la figure 3

REMARQUES : Si on place une capacité C 2 en parallèle sur le quartz donc sur C 1 , le rapport $\frac{C}{C 1}$ diminue et le terme $1 + \frac{C}{C 1}$ se rapproche de 1 d'où l'égalité des deux fréquences de résonance fs = fp

II-3 ETUDE DE L'OSCILLATEUR

Le schéma de principe de l'oscillateur utilisé est identique à celui décrit au paragraphe II-I.

Il est du type oscillateur à réaction et il est représenté par la figure 4.

Le circuit de réaction sera ici constitué par un quartz travaillant en résonance série.

Le circuit amplificateur sera constitué par deux (2) transistors montés en cascade .

Le transistor T 1 est polarisé par les résistances R1, R2, RC et RE qui est découplée par la capacité CE . Il fonctionne en émetteur commun et de ce fait il déphase la tension qu'il reçoit à son entrée de 180°.

Le transistor T2 est polarisé par les résistances R1' , R2' , RC , R'E qui est découplée par la capacité C'E. Il est aussi monté en émetteur commun. Il déphase donc de 180° de telle sorte que la tension appliquée à l'entrée de l'ensemble des deux (2) transistors montés en cascade se retrouve en phase à sa sortie.

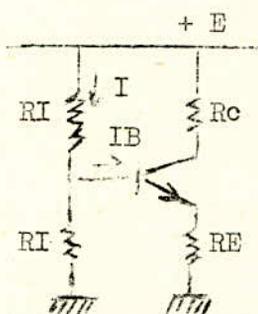
Le quartz va donc ramener à l'entrée une tension en phase . La condition d'oscillation est ainsi vérifiée.

II-3-I CALCUL DES ELEMENTS DE POLARISATION

Le but de la polarisation est de fixer un point de repos qui permet un fonctionnement correct du transistor.

Le choix du point de repos et de la tension de polarisation E nous permet de déterminer les résistances .

Il existe plusieurs types de polarisation . Nous choisissons une polarisation par pont de base.



Les équations s'écrivent.

$$E = R_c I_c + V_{ce} + R_E (I_c + I_B)$$

$$\gg 1 \text{ on a } I_c \gg I_B$$

$$E = (R_c + R_E) I_c + V_{ce} (I)$$

$$E = R_1 I + R_2 (I - I_B) \quad (2)$$

$$R_2 (I - I_B) = V_{BE} + R_E (I_c + I_B) = V_{BE} + R_E I_c \quad (3)$$

pour la détermination de R1, R2, RC et RE , à partir de E, Ico, IBo , B , VCEo et VBEo , il faut deux conditions supplémentaires. Ces conditions sont dictées par un souci de stabilisation et de gain.

Vue l'influence de la température sur le comportement du transistor, il est nécessaire de prévoir une polarisation permettant de maintenir automatiquement le point de repos dans une zone déterminée à l'avance.

Ceci est réalisé avec $I \gg I_B$.

Souvent on prend $I = 10 I_B$.

Le point de fonctionnement M est choisi dans la zone du milieu pour éviter les phénomènes de distorsion et d'écrêtage.

M nous détermine sur la courbe des caractéristiques

$$\begin{array}{l} | V C E O \\ | I C O \end{array}$$

Au point M choisi sur le réseau (VCE, IC) il correspond un point N sur le réseau (VBE, IB) . Ce point N nous détermine

$$\begin{array}{l} | V B E o \\ | I B o \end{array}$$

La tension d'alimentation E est fixée.

Nous avons ainsi : d'après l'équation (1)

$$R_C + R_E = \frac{E - V_{CE0}}{I_{C0}} \quad (4)$$

La condition de gain nous impose $R_C = k R_E$ (5)

k est un nombre qu'on se fixe.

Les équations (4) et (5) permettent de déterminer R_C et R_E .

$$\begin{cases} R_E = \frac{E - V_{CE0}}{I_{C0}} \frac{1}{1+k} \\ R_C = k R_E \end{cases}$$

Les équations (2) et (3) donnent :

$$R_2 = \frac{V_{BE0} + R_E I_{C0}}{I - I_{B0}} = \frac{V_{BE0} + R_E I_{C0}}{9 I_{B0}}$$

$$R_1 = \frac{E - R_2 (I - I_{B0})}{I} = \frac{E - 9 I_{B0} R_2}{10 I_{B0}}$$

II-3-2 CALCUL DES CARACTERISTIQUES DU MONTAGE EMETTEUR COMMUN

a) GAIN EN TENSION GV

Le schéma équivalent en dynamique est représenté par la figure (6)

$$GV = \frac{V_2}{V_1} \quad \begin{cases} V_2 = + R_C i_2 \\ V_1 = h_{11} i_b + R_E (i_b - i_2) \end{cases}$$

$$GV = \frac{R_C i_2}{(h_{11} + R_E) i_b - R_E i_2} = \frac{R_C}{(h_{11} + R_E) \frac{i_b}{i_2} - R_E}$$

$$R_E (i_b - i_2) - \frac{h_{21}}{h_{22}} i_b - h_{22}^{-1} i_2 - R_C i_2 = 0$$

$$\left(R_E - \frac{h_{21}}{h_{22}} \right) i_b = \left(R_E + h_{22}^{-1} + R_C \right) i_2$$

$$\Rightarrow \frac{i_b}{i_2} = \frac{(R_E + R_C) h_{22} + 1}{R_E h_{22} - h_{21}}$$

$$GV = \frac{R_C}{(h_{11} + R_E) \left(\frac{1 + h_{22} (R_C + R_E)}{h_{22} R_E - h_{21}} \right) - R_E}$$

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

Dans le cas où $h_{21} > 1 > h_{22} (h_{11} + R_C)$ (ce qui est souvent le cas) l'expression du gain se réduit à :

.../...

$$G_v = \frac{-h_{21} R_c}{h_{11} + h_{21} R_E}$$

Si l'ampli est un étage intermédiaire chargé par RL, résistance pouvant être l'impédance d'entrée de l'étage suivant, le gain devient :

$$G_v = \frac{-h_{21} R_c}{h_{11} + h_{21} R_E} \times \frac{R_L}{R_L + R_C}$$

Dans l'étage amplificateur de l'oscillateur étudié, les résistances d'émetteurs sont découplées.

On a donc

$$G_v = \frac{-h_{21} R_c}{h_{11}} \times \frac{R_L}{R_L + R_C}$$

b) GAIN EN COURANT Gc

$$G_c = \frac{i_2}{i_1}$$

$$i_2 = h_{21} i_b$$

$$i_1 = V_1 / (R_1 // R_2) + i_b$$

$$\text{or } V_1 = h_{11} i_b + R_E (h_{21} + 1) i_b$$

$$V_1 = (h_{11} + (h_{21} + 1) R_E) i_b$$

$$\text{donc } i_1 = \left(\frac{h_{11} + (h_{21} + 1) R_E}{R_B} + 1 \right) i_b$$

$$\text{en posant } R_B = R_1 // R_2$$

$$G_c = \frac{h_{21}}{1 + \frac{h_{11} + h_{21} R_E}{R_B}}$$

$$G_c = \frac{h_{21} R_B}{R_B + h_{11} + h_{21} R_E}$$

Dans le cas où la résistance d'émetteur est découplée le gain en courant devient:

$$G_c = \frac{h_{21} R_B}{R_B + h_{11}}$$

.../...

c) IMPEDANCE D'ENTREE : Z_e

$$Z_e = \frac{v_1}{i_1} = R_B // Z'e$$

Avec $Z'e = \frac{v_1}{i_b}$ ($Z'e$ est l'impédance d'entrée du transistor)

$$Z'e = \frac{(h_{11} + (h_{21} + 1) R_E)}{i_b} i_b = h_{11} + (h_{21} + 1) R_E$$

$$Z_e = R_B // (h_{11} + h_{21} R_E)$$

$$Z_e = \frac{R_B (h_{11} + h_{21} R_E)}{R_B + h_{11} + h_{21} R_E}$$

Dans le cas où la résistance d'émetteur est découplée Z_e devient :

$$Z_e = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}}$$

a) IMPEDANCE DE SORTIE Z_S fig : 7 (a , b)

On suppose que R_S est l'impédance de sortie de l'étage précédent.

$$Z_S = \frac{v}{i} = R_C // Z's$$

$Z's$ est l'impédance de sortie du montage, R_C étant déconnectée.

Posons $R' = h_{11} + (R_B // Z_s)$

on aura donc :

$$-(R' // R_E) i' = R' i_b$$

$$d'où $i_b = \frac{-R_E}{R_E + R'} i'$$$

$$v' = + (h_{22}^{-1} i') - \frac{h_{21} i_b}{h_{22}} + (R_E // R') i'$$

$$v' = + -(h_{22}^{-1} + R_E // R' + \frac{h_{21}}{h_{22}} \frac{R_E}{R_E + R'}) i'$$

$$Z'S = \frac{h_{21} R_E + h_{22}^{-1} + R''}{h_{22} R_E + R'}$$

et

$$Z_S = R_C // (h_{22}^{-1} + R'' + \frac{h_{21} R_E}{h_{22} R_E + R'})$$

Avec $R' = h_{11} + \frac{R_B Z_s}{R_B + Z_s}$ $R'' = \frac{R_E R'}{R_E + R'}$

Si la résistance d'émetteur est découplée l'expression de Z_s devient :

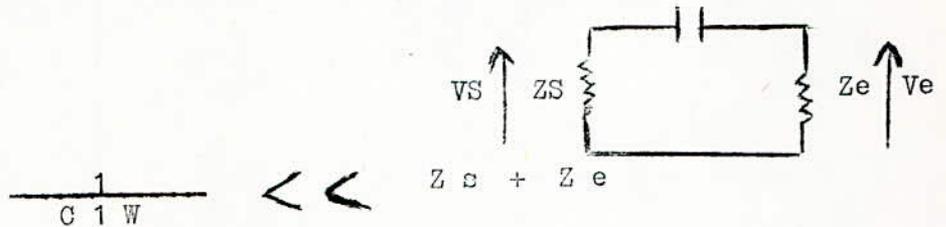
$Z_s = R_e // h_{22}^{-1}$ (puisque $R_E = 0$)

Généralement h_{22}^{-1} est très grand on peut donc la négliger

d'où $Z_s = R_e$

II-3-3 CALCUL DES CAPACITES DE COUPLAGE ET DE DECOUPLAGE

Les condensateurs de liaison (ou de couplage) sont choisis tels que.



ou encore

$C_1 \gg \frac{1}{2 \pi f (Z_s + Z_e)}$

Z_s étant l'impédance de sortie de l'étage considéré

Z_e étant l'impédance d'entrée de l'étage suivant.

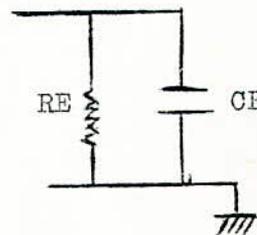
Condensateur de découplage.

A la fréquence utilisée, ce condensateur doit avoir une impédance très faible devant la résistance à découpler.

$\frac{1}{C_E W} \ll R_E$

ou

$C_E \gg \frac{1}{2 \pi f R_E}$



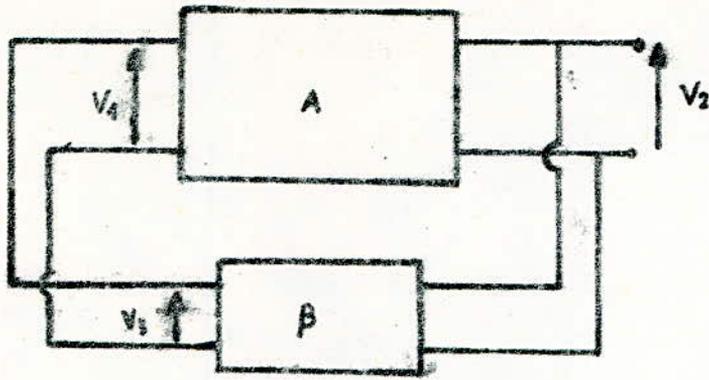


fig 1

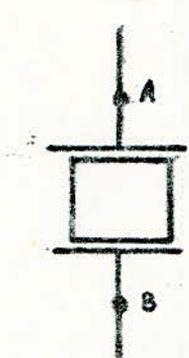


fig 2a

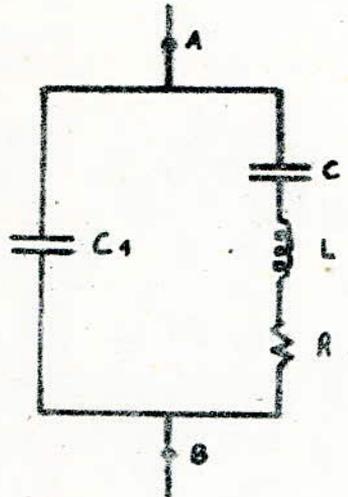


fig 2b

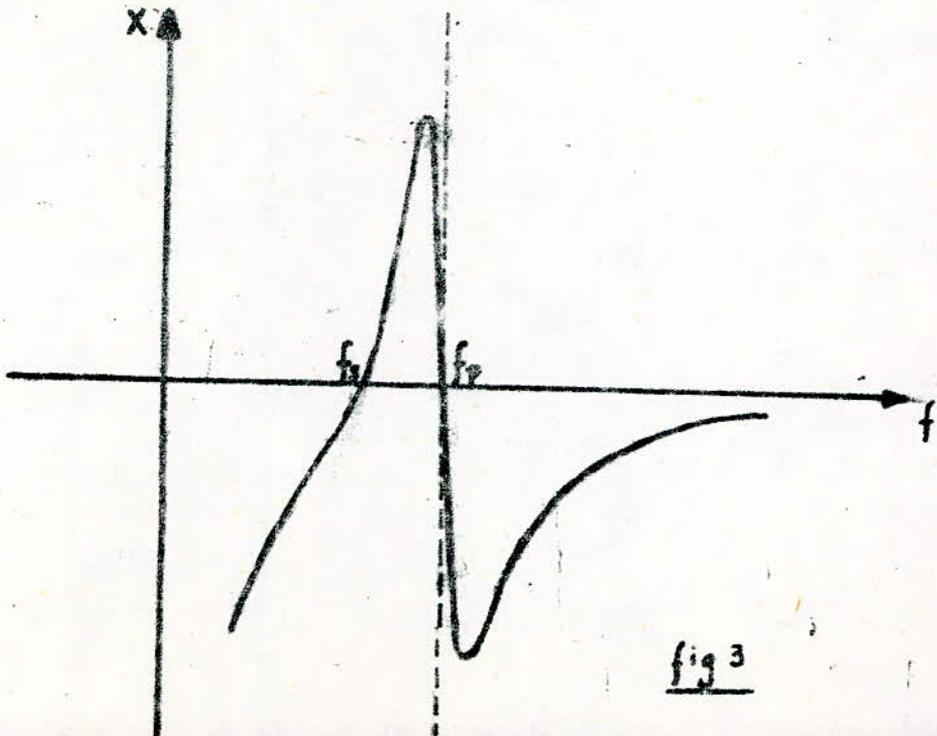


fig 3

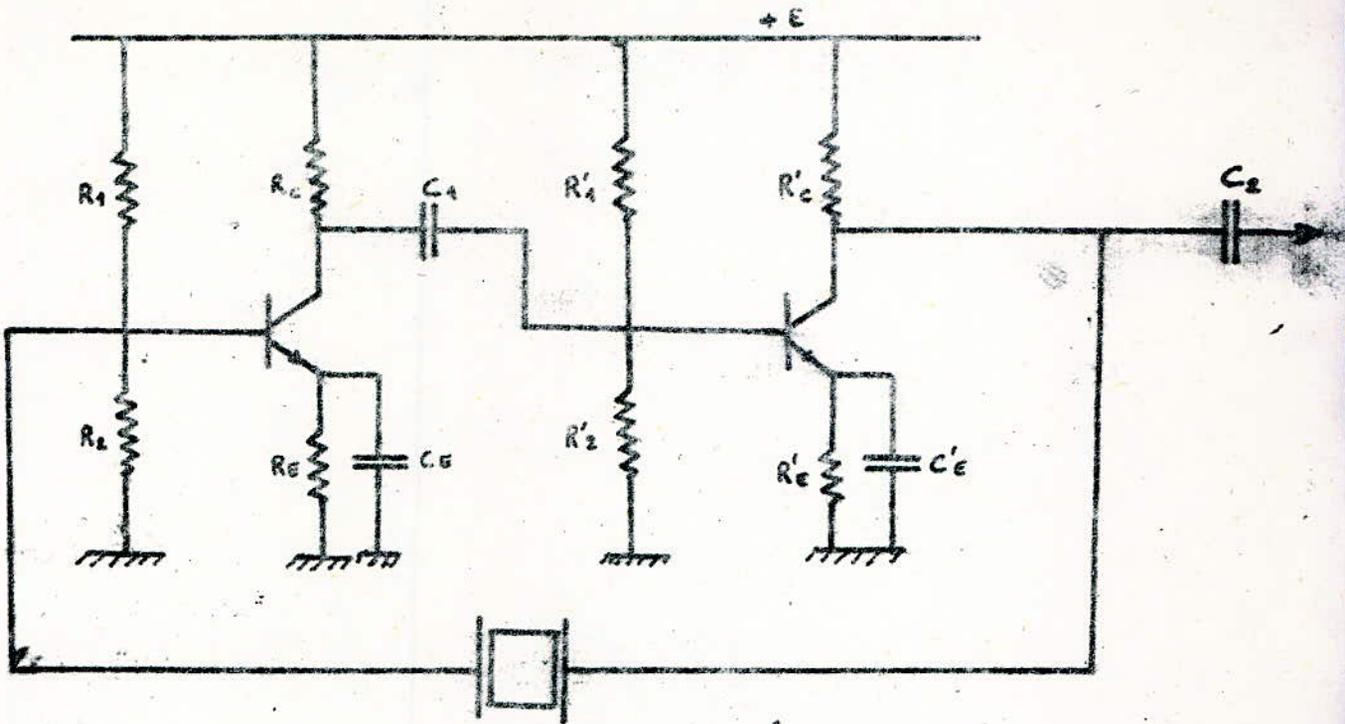


fig 4

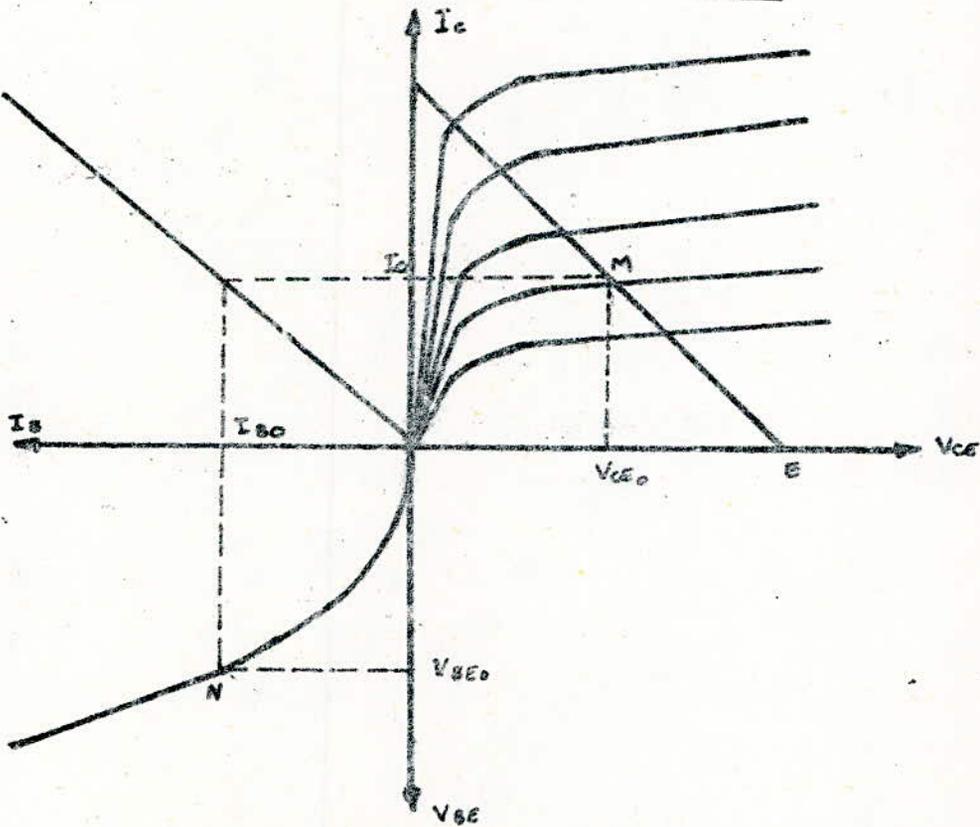


fig 5

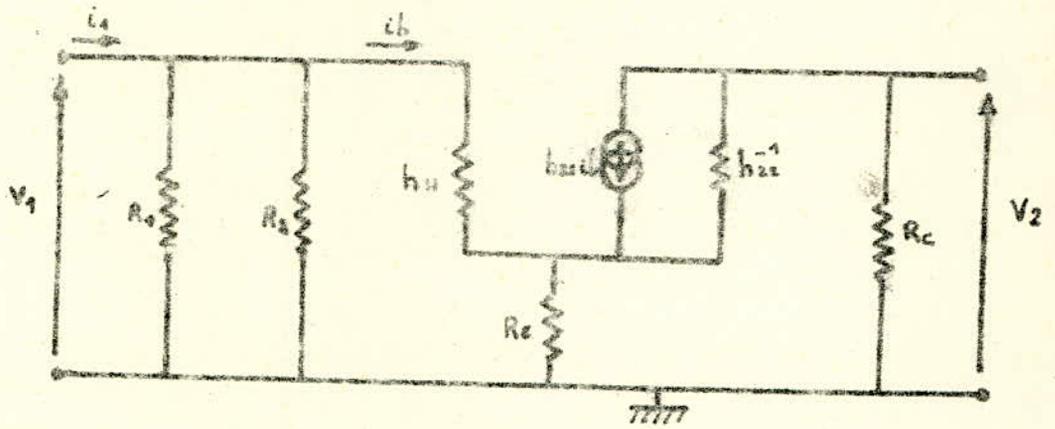


Fig 6a

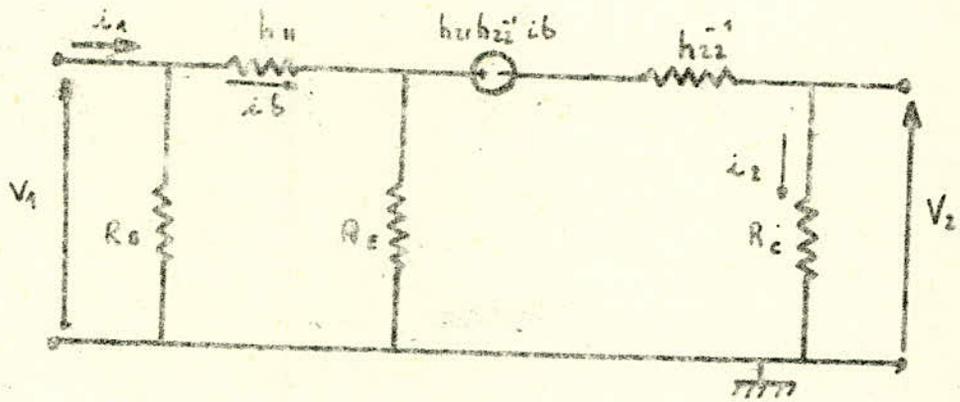


Fig 6b

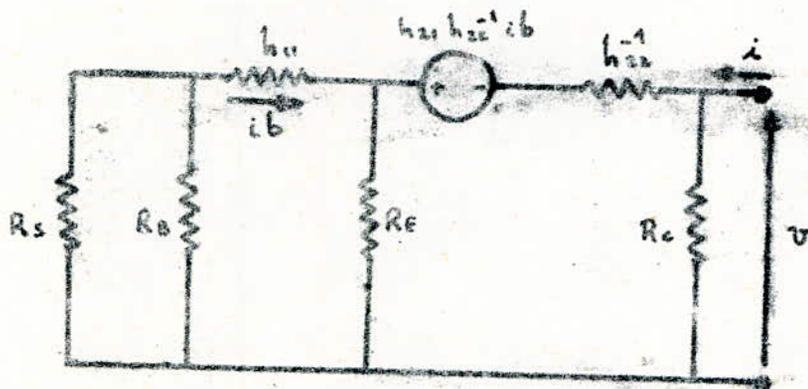


fig 7a

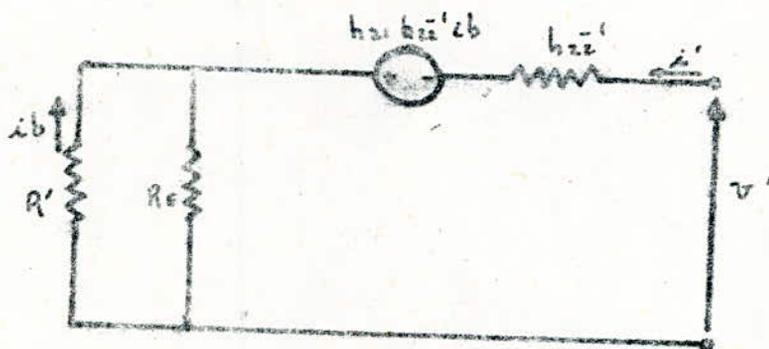


fig 7b

O SCILLATEUR BF

Cet oscillateur BF aura pour rôle de nous délivrer le signal modulant qui agira sur le signal HF, délivré par l'oscillateur à quartz.

Une grande stabilité en fréquence n'est pas nécessaire, aussi nous prendrons un oscillateur simple, tel qu'un oscillateur à pont de Wien.

Le schéma de principe d'un tel oscillateur est donné à la figure 1.

A est un ampli opérationnel caractérisé par :

- Un grand gain en tension
- Une grande impédance d'entrée
- Une faible impédance de sortie
- Une large bande passante
- Une grande stabilité.

Souvent ce type d'ampli est utilisé avec une contre-réaction parallèle (R 3, R 4 , sur le schéma)

III-II CALCUL DU GAIN DE L'AMPLI

L'impédance d'entrée de l'ampli opérationnel est très grande, aussi le courant I traversant R 3 se retrouve dans R 4. Nous pouvons alors écrire :

$$\frac{V_e - V_p}{R_3} = \frac{V_e - V}{R_3 + R_4}$$

$$- \frac{V_p}{R_3} = \frac{V_e - V}{R_3 + R_4} - \frac{V_e}{R_3}$$

$$V_p = V_e + \frac{(V - V_e) R_3}{R_3 + R_4}$$

La tension de sortie V est égale à :

$$V = A (V_+ - V_-)$$

$$V_+ = 0 \text{ (puisque relié à la masse)}$$

$$V_- = V_p \quad V = - A V_p \Rightarrow V_p = - \frac{V}{A}$$

$$\begin{aligned} -\frac{V}{A} &= V_e + (V - V_e) \frac{R_3}{R_3 + R_4} \\ &= \frac{R_3}{R_3 + R_4} V + V_e \left(1 - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \end{aligned}$$

$$-V \left(\frac{1}{A} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = V_e \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

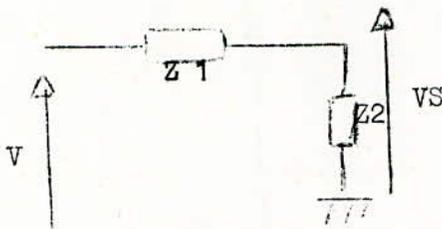
Le gain de l'ampli opérationnel A étant infini

Nous pouvons écrire .

$$-\frac{V}{A} \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_e \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

D'où le gain de l'ampli $G = \frac{V}{V_e} = -\frac{R_4}{R_3}$

III-2 CALCUL DU GAIN DU RESEAU RC



$$\begin{cases} Z_1 = R_1 + \frac{1}{j C_1 \omega} \\ Z_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j C_2 \omega} \end{cases}$$

Le gain de ce réseau est :

$$B = \frac{V_S}{V} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j C_1 \omega} = \frac{1 + j R_1 C_1 \omega}{j C_1 \omega}$$

$$Z_2 = R_2 \times \frac{1}{j C_2 \omega} = \frac{R_2}{1 + j R_2 C_2 \omega}$$

$$R_2 + \frac{1}{j C_2 \omega}$$

$$B = \frac{R_2}{1 + j R_2 C_2 \omega} \times \frac{1}{\frac{1 + j R_1 C_1 \omega}{j C_1 \omega} + \frac{R_2}{1 + j R_2 C_2 \omega}}$$

$$B = \frac{j R_2 C_1 W}{j R_2 C_1 W + (1 + j R_1 C_1 W)(1 + j R_2 C_2 W)}$$

$$= \frac{j R_2 C_1 W}{j R_2 C_1 W + 1 - R_1 R_2 C_1 C_2 W^2 + j (R_1 C_1 W + R_2 C_2 W)}$$

$$B = \frac{R_2 C_1 W}{R_2 C_1 W + (R_1 C_1 + R_2 C_2)W + j (R_1 R_2 C_1 C_2 W^2 - 1)}$$

$$= \frac{R_2 C_1 W}{(R_2 (C_1 + C_2) + R_1 C_1)W + j (R_1 R_2 C_1 C_2 W^2 - 1)}$$

La fréquence d'oscillation est celle pour laquelle la partie imaginaire de B est nulle.

$$\text{Im}.B = R_1 R_2 C_1 C_2 W^2 - 1 = 0 \Rightarrow W_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\text{d'où } f_0 = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Pour que les oscillations soient entretenues, il faut que B G soit supérieur à 1.

La valeur de B pour la fréquence f_0 est .

$$B = \frac{R_2 C_1 W_0}{(R_2 (C_1 + C_2) + R_1 C_1) W_0} = \frac{1}{\frac{C_1 + C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}}$$

$$B G > 1 \Rightarrow G > \frac{1}{B}$$

$$\Rightarrow G > 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}$$

Par mesure de simplification, nous pouvons choisir des éléments RC tel que :

$$R_1 \hat{=} R_2 = R \text{ et } C_1 = C_2 = C$$

La fréquence d'oscillation f_0 et la condition d'entretien des oscillations deviennent alors :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi RC} \text{ et } G > 3$$

III-3 CALCUL DES ELEMENTS

En radio-navigation, il est utilisé comme BF une fréquence standard de 400 hz ou 1020 hz.

Si nous choisissons $f_0 = 1020 \text{ hz}$, le calcul va nous permettre de déterminer les valeurs de R et C.

$$RC = \frac{1}{2 \pi f_0} = \frac{1}{2 \pi \times 1020} = 1,58 \times 10^{-4}$$

Il suffira de choisir $C = 3 \text{ nf}$

Par exemple $R = 53 \text{ Kohms}$

Pour satisfaire le condition $G > 3$, nous prendrons par exemple

$$\begin{array}{l} R_4 = 100 \text{ Kohms} \\ R_3 = 20 \text{ Kohms} \end{array}$$

L'amplitude du signal délivré par les oscillateurs à basse fréquence est en général faible. Aussi pour pouvoir utiliser de tels signaux, une amplification est nécessaire. Nous ferons donc suivre l'oscillateur d'un amplificateur à transistor, du type Emetteur commun. Représenté en figure 2.

Le transistor est polarisé par le pont R 5, R 6 et par les résistances R C et R E.

La tension d'alimentation S M est prise à la sortie du générateur de signaux morses.

Ce transistor réalise ainsi une double fonction :

- Il amplifie le signal BF issu de l'oscillateur pont de Wien.
- Il joue le rôle d'interrupteur.

Lorsque SM se trouve à un niveau 1, c'est à dire au potentiel EM correspondant à l'alimentation du manipulateur, le transistor est passant. Le signal BF appliqué sur sa base est alors amplifié.

Lorsque SM se trouve à un niveau 0, le transistor est bloqué. Le signal BF ne passe pas.

La capacité C 4sert à éliminer une éventuelle composante continue dans le signal de sortie VS.

Elle est choisie de façon à ce qu'elle présente une impédance très faible à la fréquence du signal BF soit 1020 hz.

Le gain en tension de l'étage est donné par :

$$G_v = - \frac{h_{21} R_C}{h_{11}}$$

L'amplitude du signal de sortie V_s pourra être amenée à une valeur désirée en ajustant la valeur de la résistance R_C .

Sur les figures 3a , 3b , et 3 c sont représentés respectivement

- Le signal BF
- Le signal de manipulation SN
- Le signal BF manipulé.

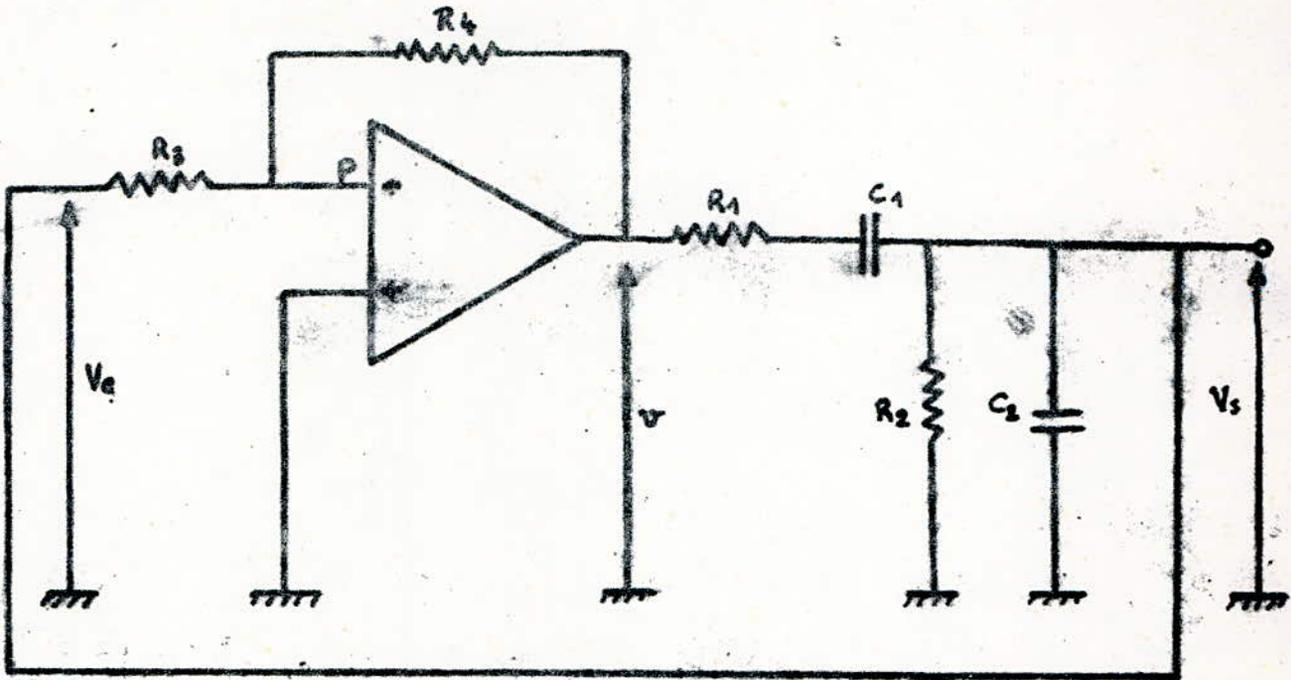


fig 1

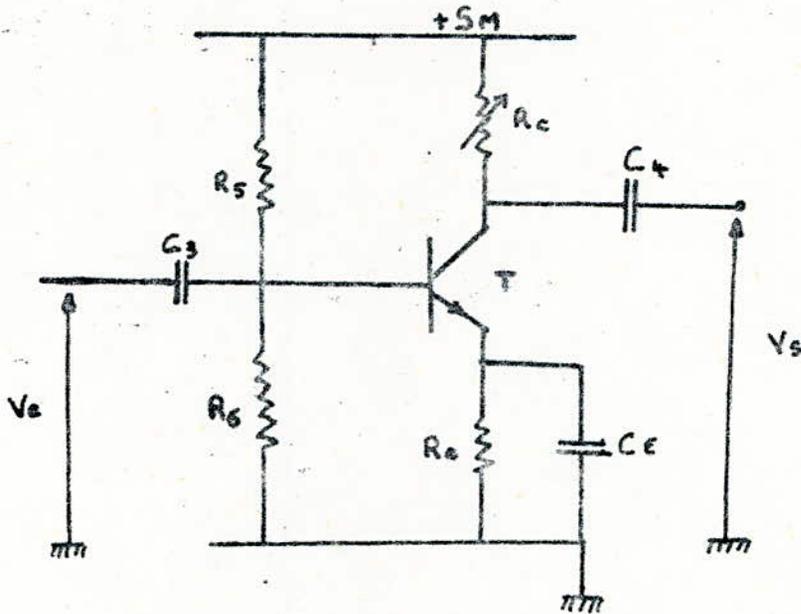


fig 2

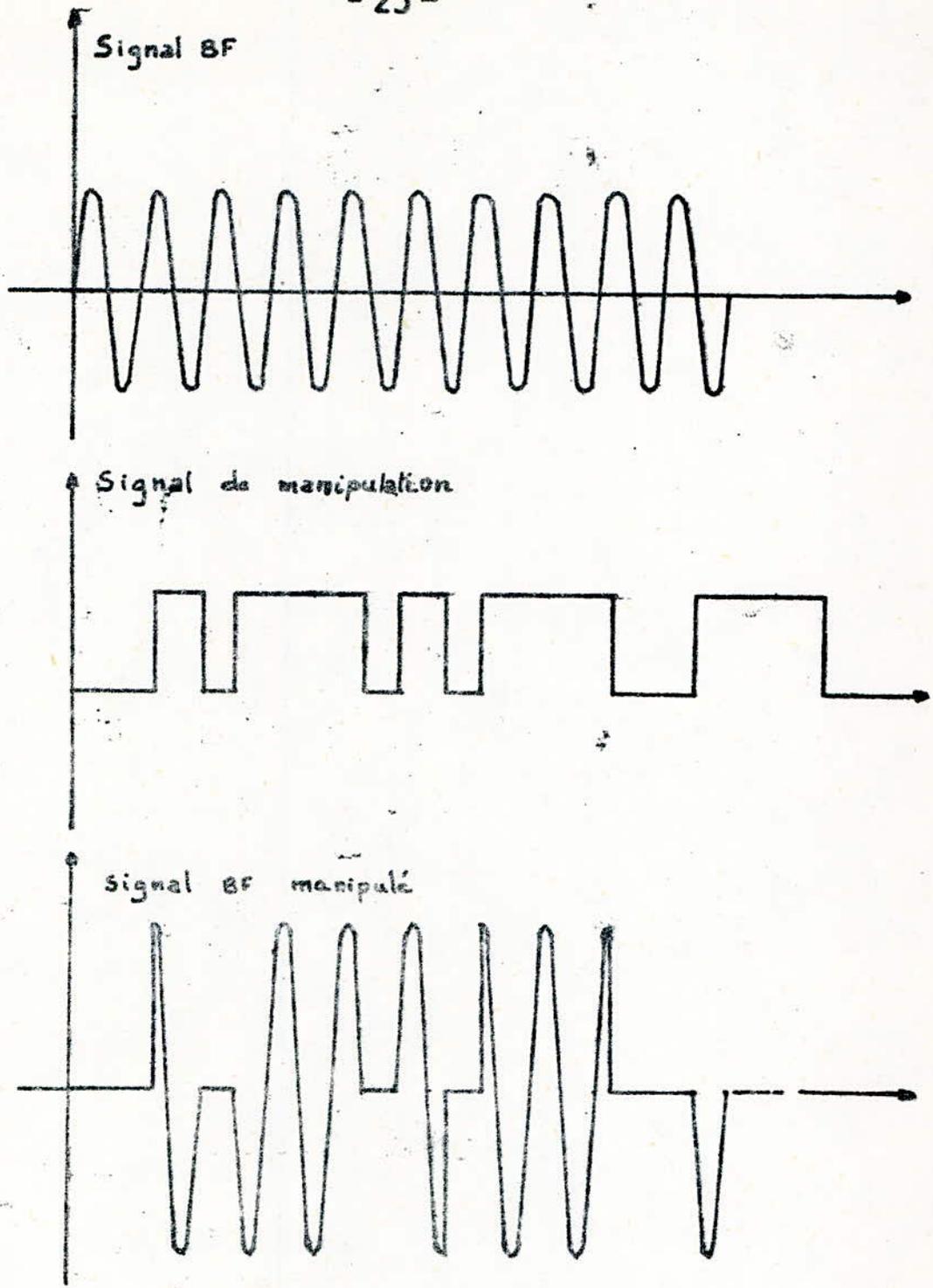


fig 3

MANIPULATEUR

Le manipulateur statique de signaux Morse est conçu pour être associé ou incorporé aux divers moyens de radio-guidage utilisés par les services internationaux de radio-navigation.

Cet appareil doit pouvoir émettre un indicatif quelconque . Cependant une fois installé dans une station donnée, il ne doit plus émettre que l'indicatif correspondant à cette station , à des intervalles de temps réguliers .

La planche 1 donne une représentation schématique du manipulateur.

Il est constitué :

- D'une horloge H.
- D'un Compteur (bistables B 1 à B 4).
- D'une matrice de décodage .
- D'une échelle de temporisateurs (monostables M 1 à M 4)
- D'une série de portes logiques (P 1 à P 4) et d'amplificateurs (A 1 à A 4).

IV)A)  O R L O G E

L'horloge permet, d'une part d'actionner l'échelle de comptage et de temporisateurs, et d'autre part de régler l'espacement entre les signaux d'une même lettre.

Sa période d'oscillation est de 0,2S

Cette horloge est réalisée par une multivibrateur astable (voir schéma planche 5).

Le circuit est constitué de deux amplificateurs à transistors montés en émetteur commun, à couplage RC .

Le système ne peut occuper que deux états distincts : si l'un des transistors conduit, l'autre est bloqué.

Aucun de ces deux états n'est stable, les transistors sont commutés sans cesse d'un état à l'autre à des intervalles de temps réguliers sans application d'un signal externe.

Supposons qu'à l'instant $t = 0$, le système passe de l'état 1

T 1 bloqué	à l'état 2	T 1 saturé
T 2 saturé.		T 2 bloqué

Avant la commutation nous avons :

$$V_{C1} = E$$

$$V_{B2} = V_{BE \text{ sat.}}$$

$$V_{C2} = V_{CE \text{ sat.}}$$

La tension aux bornes de la capacité C 2 est :

$$E - V_{BE \text{ sat.}} \neq E$$

Au moment de la commutation :

$$V_{C2} \text{ passe à } E$$

et $V_{C1} \text{ à } V_{CE \text{ sat.}} \neq 0$

La tension aux bornes de C 2 , ne pouvant varier instantanément, celle-ci transmet la diminution de V C 1 à la base de T 2 . Nous avons alors :

$$V_{B2} = - E + V_{BE \text{ sat.}} + V_{CE \text{ Sat.}} \neq - E.$$

La capacité C 2 qui était chargée à E se décharge à travers R 3 avec la constante de temps R 3 C 2 . La tension V B 2 tend vers + E , mais lorsqu'elle atteint la valeur V B E de déblocage, la polarisation directe de T 2 est rétablie et cet étage commence à conduire.

.../...

Cela entraîne une diminution de la tension collecteur de T 2 qui va être transmise sur la base de T 1 par intermédiaire de la capacité C 1 et tend à bloquer le transistor T 1. Le circuit se retrouve dans l'état 1.

Le même processus se répète avec la capacité C 1 jusqu'à ce qu'il y ait un nouveau basculement.

La période de ce circuit est fonction des éléments R 3 , R 4 , C 1 , C 2 .

IV - 2 ECHELLE DE COMPTAGE

Cette fonction est réalisée par les 4 bistables B 1 à B 4 donnés sur la planche 5. La capacité de cette échelle de comptage détermine le nombre de signes programmables . Ici ce nombre est de 16.

Bien entendu, il est toujours possible d'augmenter ce nombre en ajoutant à cette échelle, des bistables supplémentaires.

Chaque bistable est constitué de deux transistors, montés en émetteur commun et à couplage résistif un tel circuit se caractérise par deux états stables :

- T 3 bloqué et T 4 conducteur on saturé.
- T 3 conducteur on saturé et T 4 bloqué.

Le bistable demeure dans l'un ou l'autre de ces deux états, tant qu'un signal n'est pas appliqué à l'entrée.

Le déclenchement de la bascule se fait sur les bases, à travers les capacités C 5 ou C 6 et les diodes D 1 ou D 2.

PRINCIPE DU BASCULEMENT.

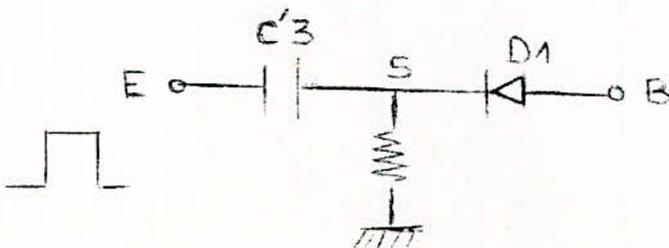
Supposons qu'au départ, le bistable se trouve dans l'état :

T 3 saturé.
T 4 bloqué.

Les tensions collecteur et base de chacun des transistors sont alors égales à :

$$\begin{array}{lcl}
 V_{C3} = V_{CE \text{ sat.}} = 0 & & V_{B3} > 0 \\
 V_{C4} = E & & V_{B4} > 0
 \end{array}$$

La tension V_{C3} étant nulle, le circuit C 5 R 1 3 est du type dérivateur.



.../...

Si un signal rectangulaire est appliqué en E, en S, il est recueilli un signal de la forme suivante :



L'impulsion positive bloque le diode D 1 et par conséquent n'agit pas sur l'état de T 3 .

Par contre l'impulsion négative rend D 1 passante.

Cette tension est transmise sur la base de T 3 , qui va ainsi se bloquer. T 4 à son tour se sature, et la bascule se retrouve dans le 2° état stable.

| T 3 bloqué .
| T 4 saturé.

Le temps de basculement, intervalle de temps qui sépare l'instant où est appliqué le signal de déclenchement, de l'instant où le bascule s'est consolidée dans son nouvel état doit être le plus bref possible. Là apparait le rôle joué par les condensateurs C 3 et C 4 mis en parallèle sur les résistances R 9 et R 1 0.

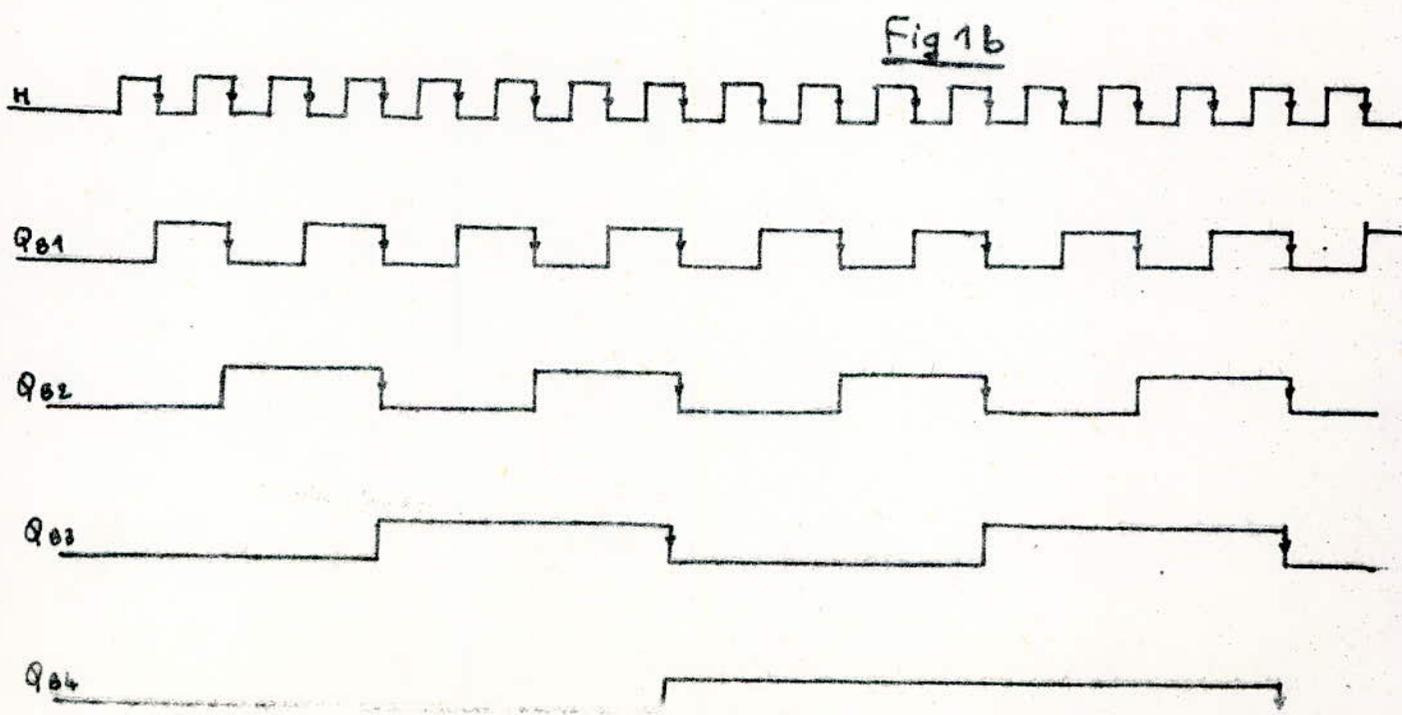
La sortie de l'horloge est appliquée à l'entrée horloge E 1 du bistable B 1 . La sortie Qi de chaque bistable est appliquée à l'entrée horloge Ei + 1 du bistable suivant .

Les quatre bistables constituent ainsi un compteur a-synchrone dont les états successifs représentent un nombre N qui évolue chaque fois qu'une impulsion se présente à l'entrée.

L'évolution des états des différentes sorties du compteur est donnée par le diagramme des temps représenté sur la figure 1.

	Q _{B4}	Q _{B3}	Q _{B2}	Q _{B1}
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Fig 1a

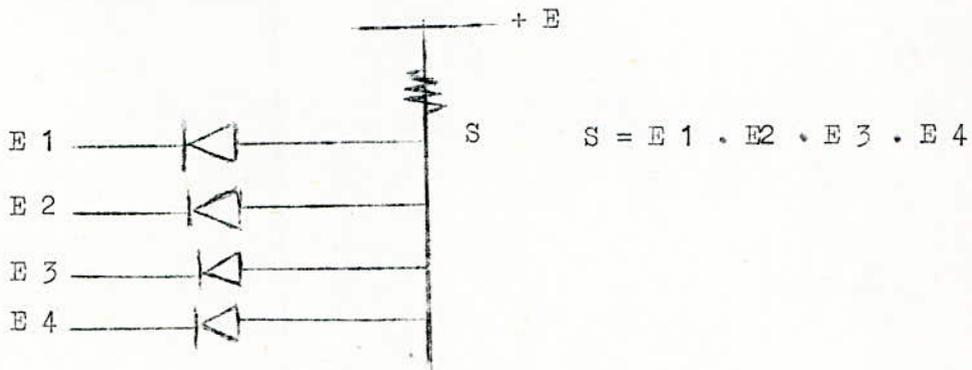


IV - 3 MATRICE DE DECODAGE

Cette matrice permet de traduire l'état de l'échelle de comptage. Comme la capacité du compteur est de 16, la matrice comporte 16 sorties.

Elle est formée d'un ensemble de circuits " E T " à diodes.

Porte E T à diodes



Initialement, toutes les entrées E 1 à E 4 du circuit sont à l'état 0. Dans ces conditions toutes les diodes conduisent, et la sortie S se trouve dans l'état 0.

Si une tension positive est appliquée sur l'une des entrées E i, le diode correspondante polarisée dans le sens inverse, va se bloquer. Cependant les autres diodes restant conductrices, la sortie restera au même état 0.

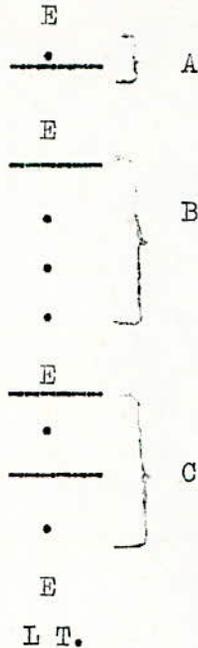
En conclusion : il faut que toutes les diodes soient bloquées simultanément, pour qu'un signal puisse apparaitre en sortie.

De ce fait, le codage n'est possible que lorsque les quatre (4) entrées se trouvent toutes à un niveau 1, chacune de ces quatre (4) entrées est prise sur l'une des deux (2) sorties d'un des bistables.

La planche 3 illustre un exemple de codage :

codage de l'indicatif A B C .

En code morse cet indicatif est symbolisé par :



A l'instant initial, les sorties $Q 1 .$, $Q 2 .$, $Q 3 .$, $Q 4 .$, des quatre (4) bistables sont à l'état 0 . Pour que l'espacement puisse être codé, il faut prendre les sorties $\overline{Q 1}$, $\overline{Q 2}$, $\overline{Q 3}$ et $\overline{Q 4}$.

$$S 0 = \overline{Q 1} \cdot \overline{Q 2} \cdot \overline{Q 3} \cdot \overline{Q 4}$$

A la première impulsion d'horloge, un point est codé.

$Q 1$ passe à 1.

$Q 2$, $Q 3$ et $Q 4$ restent à 0.

$$S 1 = Q 1 \overline{Q 2} \overline{Q 3} \overline{Q 4} .$$

La deuxième impulsion, on désire coder un trait .

$$Q 1 = 0 . \quad Q 2 = 1 \quad Q 3 = 0 . \quad Q 4 = 0 .$$

$$S 2 = \overline{Q 1} \quad Q 2 \quad \overline{Q 3} \quad \overline{Q 4}$$

Le codage se continue ainsi de la même façon.

Il est à remarquer, qu'à chaque impulsion, une seule des sorties $S 0$ à $S 15$ se trouve à l'état 1. Par conséquent, à un instant donné, un seul signe peut être codé.

IV - 4 TEMPORISATEURS

Les signaux codés sont différenciés les uns des autres, par leur durée - A chaque signe est associé un temporisateur.

Sur la planche 4 sont représentés (4) quatre temporisateurs.

Le temporisateur M 1 de durée 0, 2 s permet de coder un point . Les temporisateurs M 2 , M 3 et M 4 de durée respective 0,5 s ; 0 , 2 s ; et 10 s permettent de coder un trait, un espacement de cette ou un trait long.

Ces temporisateurs sont des monostables identiques, qui ne diffèrent que par leur période.

PRINCIPE D'UN MONOSTABLE.

Un monostable est caractérisé par un seul état stable.

La liaison résistive entre la sortie de T 1 2 et l'entrée de T 1 1 est responsable de cet état stable.

La liaison capacitive entre la sortie de T 1 1 et l'entrée de T 1 2 est responsable de l'état instable.

L'état stable est défini par :

T 1 1	bloqué
T 1 2	passant ou saturé.

En effet la tension d'alimentation E permet de saturer le transistor T 1 2 . De ce fait, sa tension collecteur est voisine de 0 et ceci bloque le transistor T 1 1.

Tant qu'il n'y a pas de signal extérieur , le circuit est à son état stable et y reste indéfiniment,

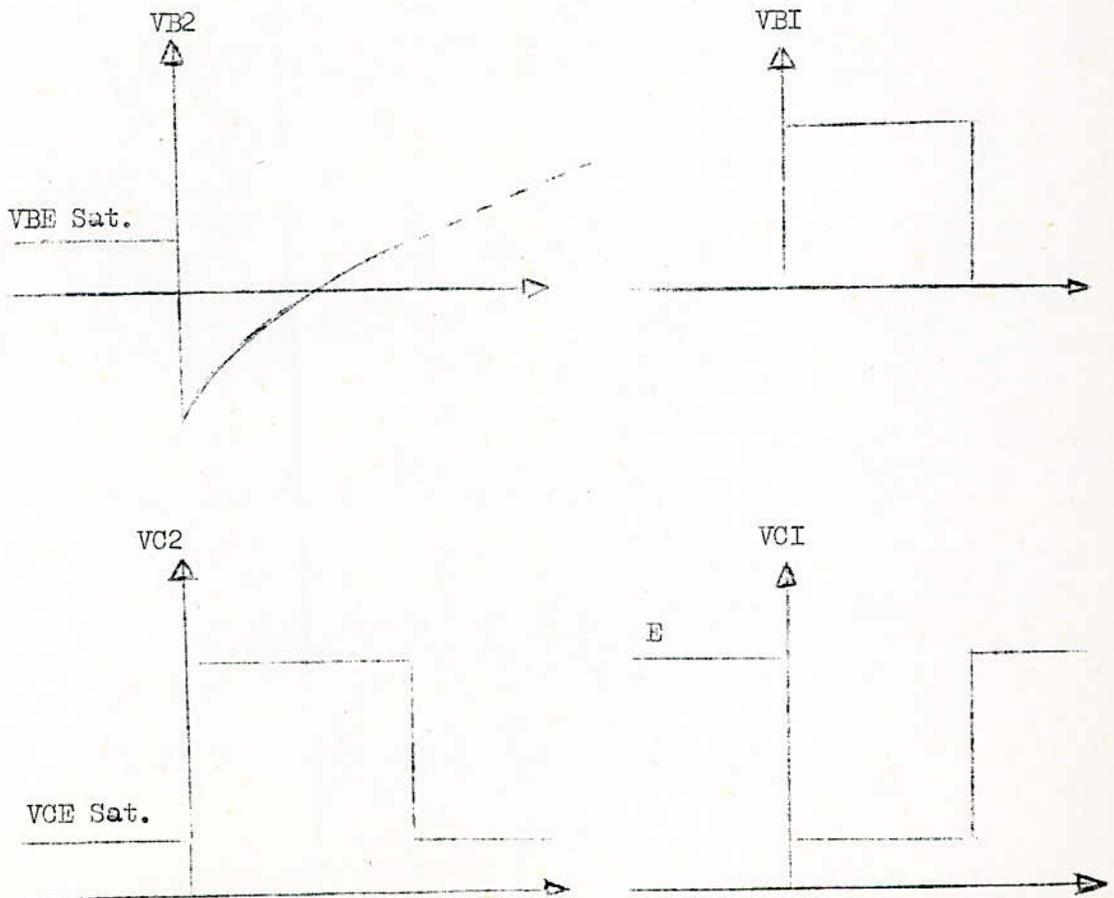
Dés qu'une impulsion est envoyée à l'entrée, il passe dans l'autre état, y reste pendant un temps T, fixé par les éléments du circuit, puis revient à l'état stable.

Sur le schéma, le déclenchement se fait par la base de T 1 2, à travers la diode D 3.

Tant que la diode est bloquée, le monostable est à son état stable. Quand elle devient conductrice (potentiel nul ou négatif sur sa cathode), le transistors T 12 se bloque, le monostable est dans son état instable.

Dans l'état stable, les tensions collecteur VCI de T 11 et base VB2 de T 12 sont égales à E et à $V_{BE\text{ sat}}$. La capacité C se trouve donc chargée à $E - V_{BE\text{ sat}}$. Lors de la commutation, VC 1 passe à $V_{CE\text{ sat}}$. La tension aux bornes de C, ne pouvant varier brusquement, VB2 se retrouve au potentiel $-E + V_{CE\text{ Sat}} + V_{BE\text{ sat}}$. La capacité C va alors se décharger, et tendre ensuite à se charger dans l'autre sens de telle sorte que $VB\ 2 = E$. Cependant, dès que la tension sur la base de T 12 atteint V_{BE} de déblocage, (tension légèrement positive), ce transistor se met à conduire, T 11 passe dans l'état bloqué, le monostable est revenu à son état stable.

CHRONOGRAMME DES TENSIONS



CALCUL DE LA PERIODE T

Au temps $t = 0$ $V_{B2} = -E + V_{CE sat.} + V_{BE Sat.} \neq -E$

Au temps $t = \infty$ $V_{B2} = E$.

L'équation de l'évolution de V_{B2} est :

$$V_{B2} = 2E (1 - e^{-t / R_{16} C_5}) - E$$

pour $t = T$ V_{B2} est égal à V_{BE} déblocage, voisin de 0

$$V_{B2} = 2E (1 - e^{-T / R_{16} C_5}) - E = 0$$

$$\Rightarrow 1 - e^{-T / R_{16} C_5} = \frac{1}{2}$$

$$\text{d'où} : e^{-T / R_{16} C_5} = \frac{1}{2}$$

d'où

$$T = R_{16} C_5 \log. 2$$

Ces éléments $R C$ seront pris différents pour chaque monostable.

A chaque fois, que le monostable est sollicité par une impulsion d'entrée, il délivre une impulsion de sortie de durée T

NOTONS : M_1, M_2, M_3, M_4 , les sorties de T_{12}, T_{14}, T_{16} , et T_{18} .

$\overline{M_1}, \overline{M_2}, \overline{M_3}, \overline{M_4}$, les sorties de T_{11}, T_{13}, T_{15} et T_{17} .

Les sorties $\overline{M_1}, \overline{M_2}, \overline{M_3}$, et $\overline{M_4}$ sont appliquées à l'entrée de l'horloge à travers un circuit "E T" à diodes.

$$H = \overline{M_1}, \overline{M_2}, \overline{M_3}, \overline{M_4}$$

Tant que les sorties M_1, M_2, M_3 et M_4 sont à un niveau 0, l'horloge fonctionne normalement. Dès qu'une des sorties se trouve à un niveau 1 (par exemple M_1 , pendant le codage d'un point), l'horloge est arrêtée. Le temporisateur se trouve dans son état instable et maintient l'horloge à 0, tant qu'il n'est pas revenu dans son état stable.

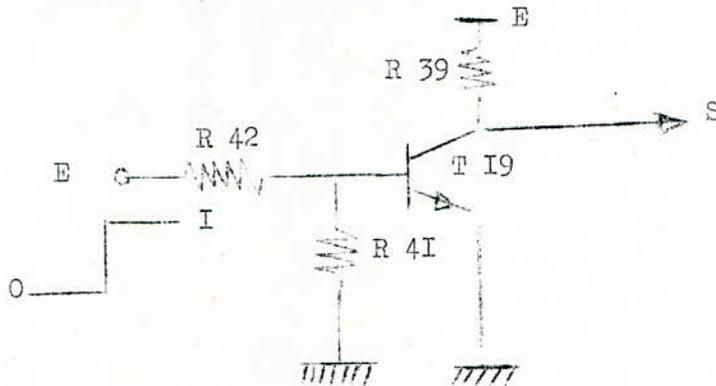
Ceci écarte la possibilité, de coder deux signes simultanément.

IV - 5 - PORTES ET AMPLIFICATEURS

Les amplificateurs A 1 à A 4 et les portes P 1 à P 4 servent à déclencher les monostables M 1 à M 4 .

AMPLIFICATEURS

Ce sont des étages à transistor N P N (T 19, T 20 , T 21 , T22) montés en émetteur commun.



Au repos, l'étage est bloqué et pratiquement aucun courant de collecteur ne circule dans la résistance de charge R 39. L'entrée E est à l'état 0 et la sortie S à l'état 1.

Quand un signal logique est appliqué à l'entrée de l'étage, la tension qui va se développer aux bornes de la résistance R 41 va saturer le transistor. La sortie S passe à l'état 0 pendant que l'entrée est à l'état 1.

Ces étages jouent donc le rôle de "circuits inverseur PAS".

Les entrées E de ces amplificateurs sont reliées au disque de codage. Dès qu'un signe est codé, on retrouve un 1 à l'entrée de l'étage correspondant. A tout moment, un seul étage au plus est saturé, les autres sont bloqués.

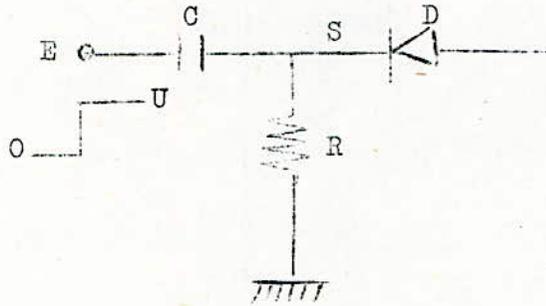
La sortie S de chaque amplificateur est envoyée sur une des portes correspondante.

.../...

P O R T E S

Ces portes sont des circuits dérivateurs, comprenant en série un condensateur C et une résistance R.

Les sorties sont prises aux bornes de la résistance R.



Etudions la réponse de ce circuit à un signal rectangulaire de durée T appliqué en E.

PENDANT L'INSTANT : $0 < t < T$:

Le circuit est soumis à un échelon de tension .

Le condensateur C se charge à travers la résistance R, avec une constante de temps RC.

Les tensions aux bornes de C et R sont :

$$\left. \begin{aligned} U_C &= E (1 - e^{-t/RC}) \\ U_R &= E e^{-t/RC} \end{aligned} \right\}$$

Pour $t > T$

La tension d'entrée devient brusquement égale à 0.

$$U_C + U_R = 0.$$

.../...

.../...

La tension UC aux bornes de la capacité ne pouvant varier instantanément, la diminution à l'entrée est transmise sur UR .

Ces tensions sont alors égales à :

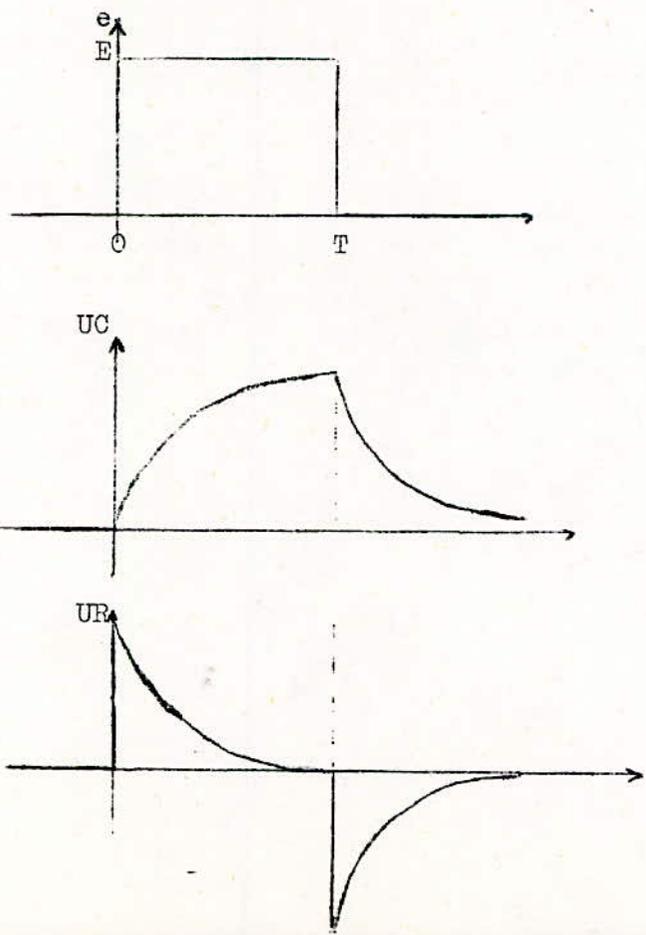
$$\begin{cases} U_c & = & E \\ U_R & = & - E \end{cases}$$

Le condensateur se décharge à travers R avec la même constante de temps.

Les tensions Uc et UR deviennent égales à :

$$\begin{cases} U_c = E e^{-t/RC} \\ U_R = - E e^{-t/RC} \end{cases}$$

Le chronogramme des tensions relatif à cette réponse est le suivant.



.../...

Chaque monostable se trouve relié à travers une diode à une porte de ce genre.

L'impulsion positive bloque la diode : l'état du temporisateur n'est pas perturbé.

L'impulsion négative rend la diode passante et permet ainsi de faire passer le monostable dans son état instable.

IV - 6 REMISE A ZERO

Un système de remise à zéro est prévu pour ramener le compteur au départ, une fois l'indicatif terminé.

De cette façon , l'indicatif sera repris une nouvelle fois et le cycle recommence .

Cette fonction est réalisée par le transistor T 23 , dont la base se trouve reliée à la sortie M 4 du temporisateur responsable du trait long.

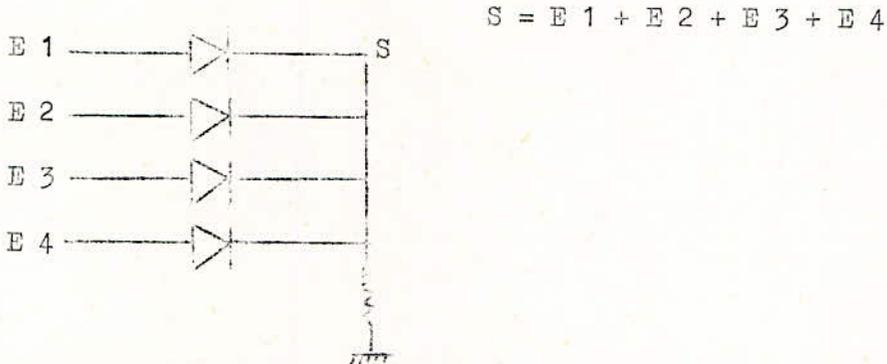
Tant que l'indicatif se poursuit, la sortie M 4 est dans l'état 0. Le transistor est bloqué.

Dés qu'un trait long est codé, ce qui indique la fin de l'indicatif , M 4 se trouve portée à 1, et permet ainsi de saturer le transistor.

La tension d'alimentation E appliquée sur son collecteur se retrouve pratiquement, sur le pont de résistances R 44 et R I2 . Le potentiel positif recueilli aux bornes de R I2 tend à saturer les transistors T 4 , T 6 , T 8 et T I0. Leurs tensions collecteur sont alors nulles, et le compteur se trouve au repos.

.../...

Le signal de manipulation est pris à la sortie d'un circuit " ou à diodes " à quatre (4) entrées.



Initialement toutes les entrées E 1 à E 4 du circuit sont à l'état 0. Dans ces conditions toutes les diodes sont bloquées, le sortie S se trouve dans l'état 0.

Si une tension positive est appliquée sur l'une des entrées E i, la diode correspondante polarisée dans le sens direct, conduit . La sortie sera portée au niveau 1.

En conclusion : Il suffit qu'une seule diode conduise pour qu'un signal apparaisse en sortie.

Les entrées E 1 , E 2 et E 4 sont directement reliées aux sorties M 1 , M 2 et M 4 des temporisateurs point, trait , trait long.

De cette façon , un point, un trait ou un trait long est codé à chaque fois que M 1 ou M 2 ou M 4 est à 1.

L'entrée E 3 est reliée à la sortie M 3 du temporisateur espacement, à travers un circuit " ET ", dont le 2° entrée est à la masse.

Ainsi l'entrée E 3 est toujours à un niveau 0.

Le code d'un espacement est symbolisé par un silence.

PROGRAMMATION D'INDICATIF

La platine de programmation comporte quatre (4) colonnes correspondant chacune à un signe (point , trait , espace-ment, trait long) et 16 lignes correspondant aux 16 sorties de l'échelle de comptage.

Cette platine permet de distribuer selon le désir de l'opérateur, les signaux pour constituer l'indicatif.

Pour coder un indicatif, il suffit d'établir des contacts à l'aide de vis, à l'intersection des lignes et des colonnes, en progressant de bas en haut.

Sur la planche six (6) nous avons représenté le diagramme des temps, illustrant le code A B C , qui peut être l'indicatif d'une station émettrice.

La première impulsion d'horloge déclenche le temporisateur M 3 et permet ainsi de coder un espacement . Pendant toute la durée de l'espacement, égale à la période du temporisateur M 3 , l'horloge est arrêtée.

A la deuxième impulsion d'horloge, c'est un point qui est codé. Le temporisateur M 1 se trouve alors dans son état instable, et l'horloge est arrêtée tant que M 1 n'est pas revenu dans son état stable.

La 3^o impulsion d'horloge valide le signe trait . L'horloge sera de même bloquée, tant que le codage du trait n'est pas fini.

Ceci termine la lettre A . Un espacement est de nouveau codé, avant de passer à la lettre B.

Le codage se poursuit de la même manière , chaque impulsion d'horloge validant un signe . A la 14^o impulsion l'indicatif est terminé. La 15^o impulsion va coder un trait long et de ce fait, l'échelle de comptage se trouvera remise à 0.

Les durées respectives du point, trait, espacement et trait long, sont normalisées par l'organisation internationale de l'aviation civile.

Point ——— T 1 = 0, 2 s

Trait ——— T 2 = 0,6 s

Espacement ——— T_E = 0,4 s = T 3 + 2 T H

T 3 = 0,2 S

.../...

.../...

Trait Long ————— T 4 = 10 s

La durée du cycle pour l'indicatif A B C peut être calculée.

$$T C = 15 T H + 6 T 1 + 4 T 2 + 4 T 3 + T 4$$

T H représente la période de l'horloge . Elle est en général prise égale à 0,1 s.

$$T C = 15 \times 0,1 + 6 \times 0,2 + 4 \times 0,6 + 4 \times 0,2 + 10$$

$$T C = 15,9 \text{ s}$$

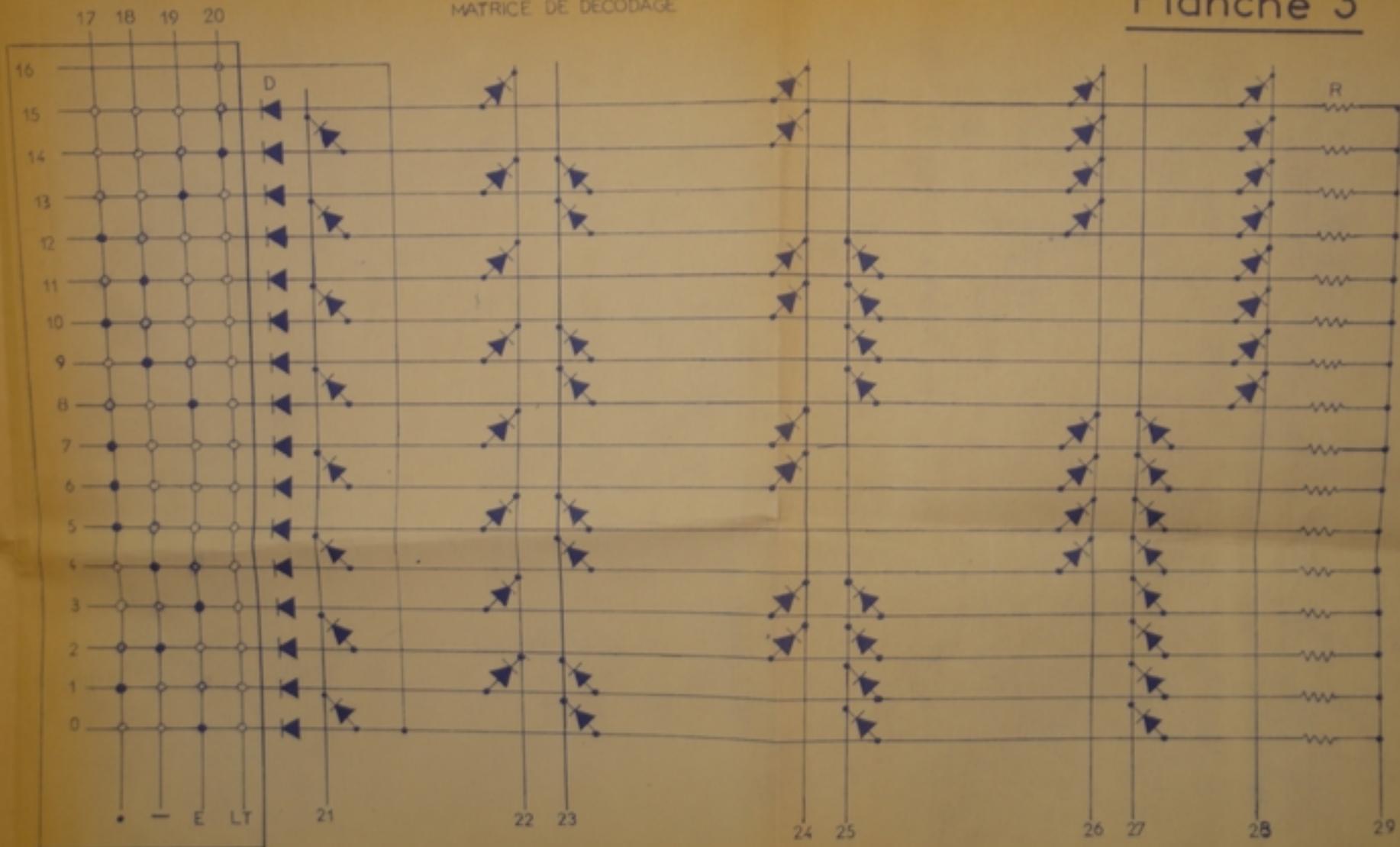
La période d'émission de l'indicatif est donc.

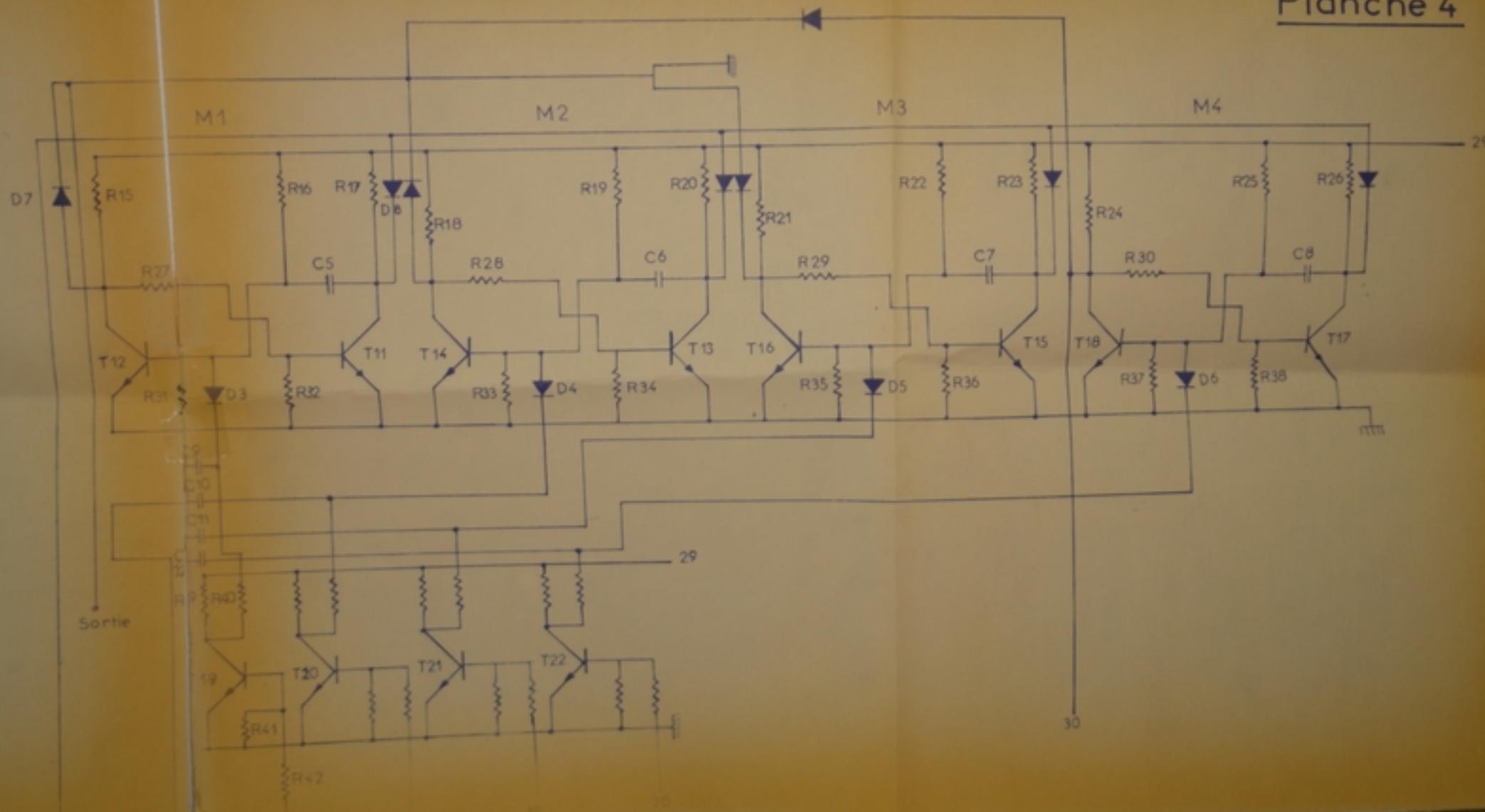
$T_c = 15,9 \text{ s}$

II-) ALPHABET - MORSE

A . -	
b -	I - . - - - -
c - . - .	2 . . - - -
d - . . .	3 . . . - -
e .	4 -
f . . - .	5
g - - .	6 -
h	7 - - . . .
i . .	8 - - - . .
j . - - -	9 - - - - .
k - . -	0 - - - - -
l . - . . .	
m - -	
n - .	
o - - -	
p . - - .	
q - - . -	
r . - .	
s	
t -	
u . . -	
v . . . -	
w . - -	
x - . . -	
y - . - -	
z - - . .	

MATRICE DE DECODAGE





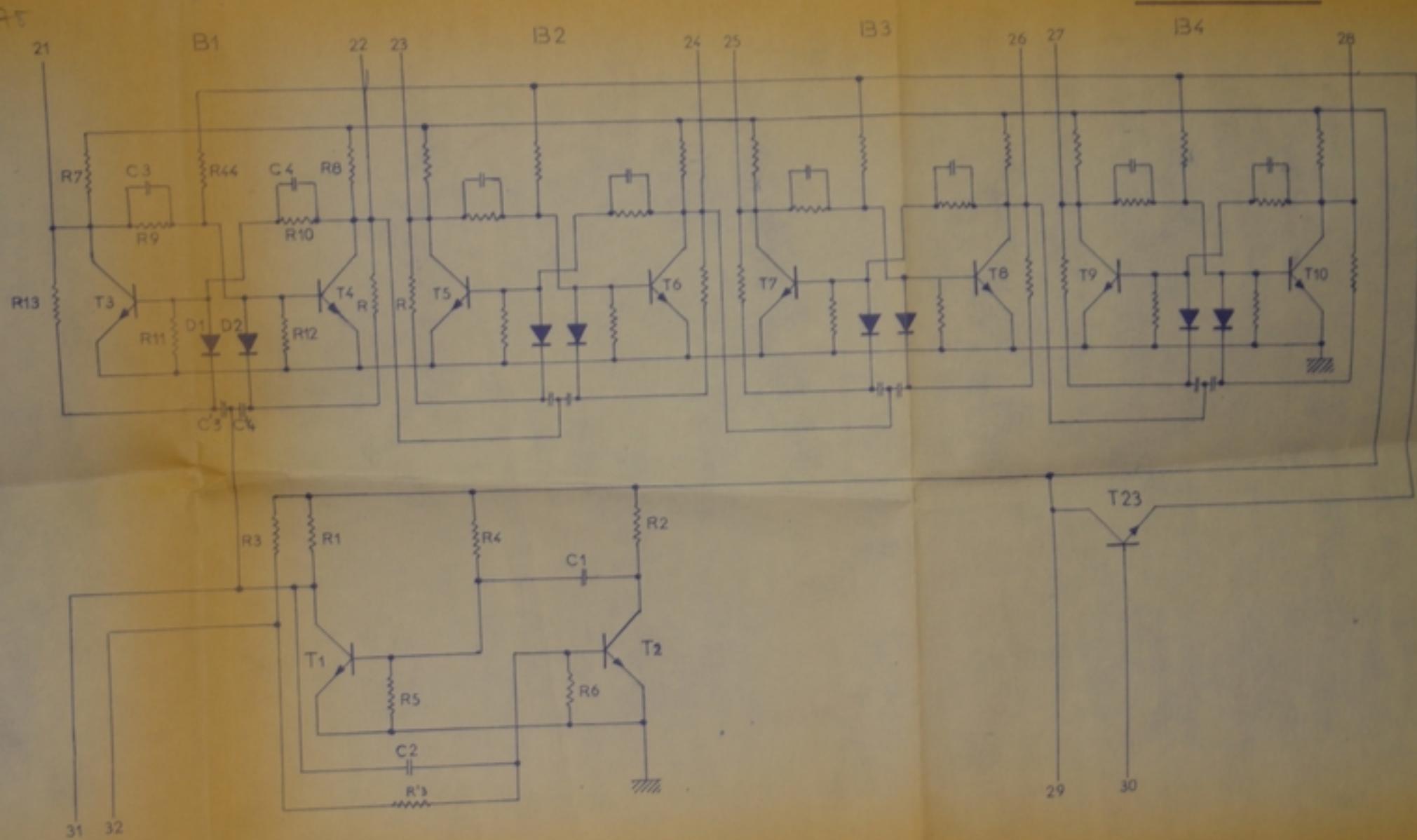
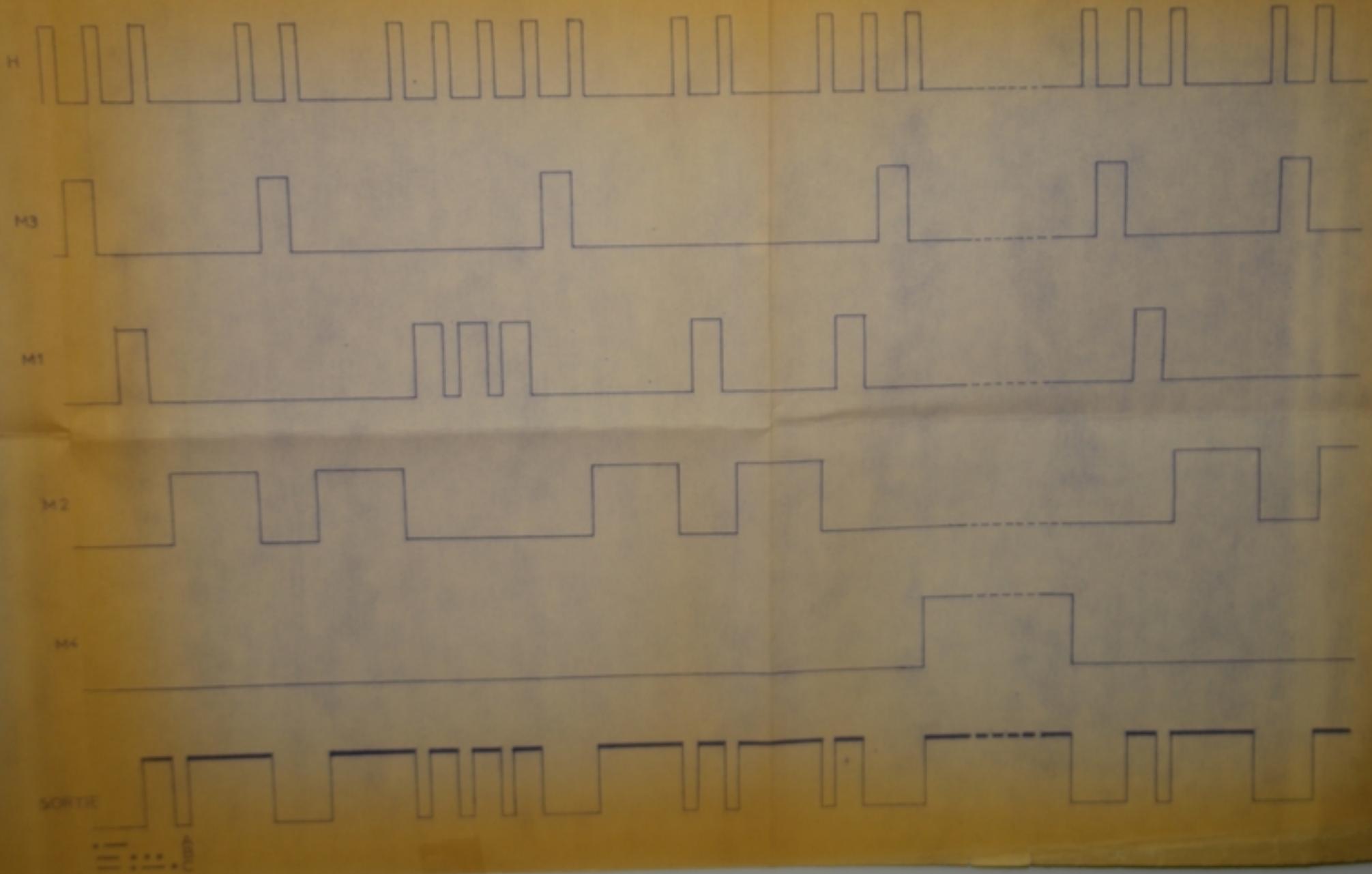


DIAGRAMME DES TEMPS

YAC/998

Planche 6



V - MODULATEUR

Les signaux de radionavigation sont des signaux basse fréquence. La transmission de telles indications, ne pouvant se faire qu'avec des fréquences élevées, qui seules se propagent au loin sous forme d'ondes radioélectriques, il est utilisé le procédé de modulation.

La modulation consiste en une variation périodique d'une des caractéristiques d'un signal HF dit porteur par un signal BF dit modulant.

Il existe trois types de modulation :

- Modulation d'amplitude
- Modulation de fréquence
- Modulation de phase.

Nous nous intéresserons au premier type uniquement.

V-I - PRINCIPE DE LA MODULATION D'AMPLITUDE

Soient $F(t) = \cos(\Omega t + \phi)$ le signal modulant

et $y(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$ le signal HF.

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

$$Y_m = A_0 (1 + k F(t) \cos(\omega t + \varphi))$$

La figure 1 donne une représentation de ces trois (3) signaux. le facteur k est un coefficient choisi de telle sorte que $(1 + k F(t))$,

reste toujours positif, car l'amplitude $A = A_0 (1 + k F(t))$ de l'onde doit rester positive. Il est appelé taux de modulation et il est généralement exprimé en %.

$$Y_m = A_0 (1 + k \cos(\Omega t + \phi) \cos(\omega t + \varphi))$$

par mesure de simplification, on peut poser

$$\phi = \varphi = 0.$$

$$Y_m = A_0 (1 + k \cos \Omega t) \cos \omega t$$

- Lorsque $\cos \Omega t$ est égal à 1, l'expression de l'onde devient :

$$Y_{m_1} = A_0 (1 + k) \cos \omega t$$

on dit que l'on est en "crête de modulation"

- Lorsque $\cos \Omega t$ est égal à -1, l'expression de l'onde s'écrit :

$$Y_{m_2} = A_0 (1 - k) \cos \omega t.$$

on dit que l'on est en " creux de modulation "

V - I - I SPECTRE D'UNE ONDE MODULEE EN AMPLITUDE

Reprenons l'expression de l'onde **modulée** en amplitude.

$$Y_m = A_0 (1 + k \cos \Omega t) \cos \omega t$$

Décomposons la en une somme de deux termes.

$$Y_m = A_0 \cos \omega t + A_0 k \cos \Omega t \cos \omega t$$

L'expression peut encore s'écrire :

$$Y_m = A_0 \cos \omega t + \frac{A_0 k}{2} (\cos (\omega - \Omega) t + \cos (\omega + \Omega) t)$$

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

Ceci montre que le spectre d'une onde modulée en amplitude, contient trois (3) composantes distinctes :

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

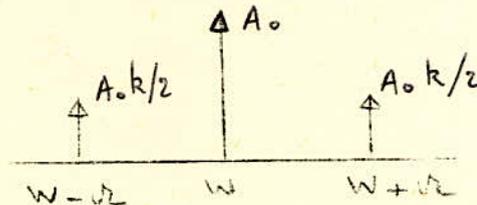
Cette onde est dite " porteuse "

- l'onde $\frac{A_0 k}{2} \cos (\omega - \Omega) t$ de fréquence $f - F = \frac{\omega - \Omega}{2\pi}$

Cette onde est dite " bande latérale inférieure "

- l'onde $\frac{A_0 k}{2} \cos (\omega + \Omega) t$ de fréquence $f + F = \frac{\omega + \Omega}{2\pi}$

Cette onde est dite " bande latérale supérieure "

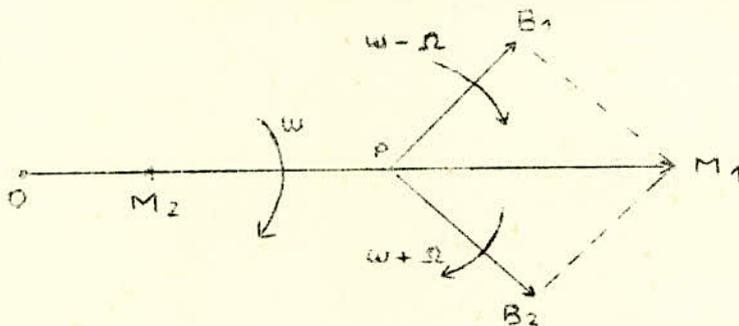


Comme on le voit sur la figure , le spectre d'une telle onde occupe une bande de fréquence égale au double de la fréquence du signal modulant .

$$\Delta F = 2 F = \frac{2 \Omega}{2 \pi} = \frac{\Omega}{\pi}$$

= 47 =

V - I - 2 REPRESENTATION VECTORIELLE D'UNE ONDE MODULEE EN AMPLITUDE



Le vecteur \vec{OP} représente la porteuse.

Les vecteurs $\vec{PB1}$ et $\vec{PB2}$ les bandes latérales.

Les vitesses de rotation de ces vecteurs sont :

ω pour \vec{OP}

$\omega - \Omega$ pour $\vec{PB1}$
 $\omega + \Omega$ pour $\vec{PB2}$

Les directions des vecteurs $\vec{PB1}$, et $\vec{PB2}$ sont symétriques par rapport à la direction de \vec{OP} . La somme géométrique des trois vecteurs sera donc portée par la droite OP .

Si $\vec{OM1}$ et $\vec{OM2}$ sont les valeurs extrêmes, l'amplitude du signal modulant se déplace sur le segment $M1, M2$

V - I - 3 PUISSANCES MISES EN JEU

Considérons une tension Y de la forme

$$Y = A_0 (1 + k \cos \Omega t) \cos \omega t$$

$$= A_0 \cos \omega t + \frac{k A_0}{2} \cos (\omega - \Omega)t + \frac{k A_0}{2} \cos (\omega + \Omega)t$$

Supposons que cette tension débite sur une résistance (qui peut être la résistance d'entrée de l'étage suivant .)

- En l'absence de modulation, la puissance transportée par la porteuse a pour expression :

$$W_p = \frac{(Y_e H)^2}{R} = \frac{A_0^2}{2 R}$$

- En cours de modulation, l'amplitude de l'onde HF est $A = A_0 (1 + k \cos \Omega t)$. La puissance transportée par cette onde est variable tout le long du cycle de modulation.

Pour chacune des deux bandes latérales, la puissance mise en jeu s'exprime par :

$$W_B = \frac{A_B^2}{R} e_{HF}$$

$$AB \text{ eff} = \frac{K A c}{2 2}$$

D'où l'expression de W B

$$W B = \left(\frac{K A o}{2 V 2} \right)^2 \times \frac{1}{R} = \frac{A o^2}{2 R} \times \frac{k^2}{4}$$

Ceci montre que

$$W B = W p \frac{k^2}{4}$$

Par exemple, pour un taux de modulation égal à 100 %, la puissance dissipée sur chaque bande latérale est le quart de la puissance dissipée par la porteuse.

La puissance totale dissipée par une onde modulée en amplitude est alors :

$$\begin{aligned} W T &= W p + 2 W B \\ &= W p + W p \frac{k^2}{2} \end{aligned}$$

d'où

$$W T = W p \left(1 + \frac{k^2}{2} \right)$$

V - 2 MODULATEUR A TRANSISTOR

Dans les modulateurs à transistors, on peut avoir une modulation par le collecteur ou une modulation par la base.

.../...

- PRINCIPE DE LA MODULATION PAR LA BASE

La modulation par la base consiste à appliquer sur celle-ci l'onde HF issue de l'oscillateur à quartz et le signal BF de modulation.

Ce type de modulation utilise le phénomène de non linéarité de la jonction base - émetteur d'un transistor.

Lorsque le transistor conduit, son courant collecteur s'écrit sous la forme :

$$i_c = I_0 + a v + b v^2 + c v^3 \dots\dots\dots$$

v étant la tension appliquée sur la base du transistor et I₀, le courant de polarisation.

Le schéma d'un tel modulateur est donné sur la figure 2.

NOTONS :

$$\left| \begin{array}{l} V_1 = V_1 \cos \omega t \text{ l'onde HF} \\ V_2 = V_2 \cos \omega_m t \text{ l'onde BF} \end{array} \right.$$

La tension v sur la base sera la somme de ces deux tensions.

$$V = V_1 + V_2$$

En nous limitant aux termes du 2° degré seulement, le courant collecteur peut s'écrire.

$$\begin{aligned}
I_C &= I_0 + a (V_1 + V_2) + b (V_1 + V_2)^2 \\
&= I_0 + a V_1 + a V_2 + b V_1^2 + b V_2^2 + 2 b V_1 V_2 \\
I_C &= I_0 + a V_1 \cos \omega t + a V_2 \cos \omega_m t + b V_1^2 \cos^2 \omega t + b V_2^2 \cos^2 \omega_m t \\
&\quad + 2 b V_1 V_2 \cos \omega t \cos \omega_m t
\end{aligned}$$

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

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

.../...

.../...

$$\cos \omega t \cos \Omega t = \frac{1}{2} (\cos (\omega + \Omega) t + \cos (\omega - \Omega) t)$$

L'expression de i_c devient :

$$i_c = I_0 + a V_1 \cos \omega t + a V_2 \cos \Omega t + \frac{b V_1^2}{2} + \frac{b V_2^2}{2} + \frac{b V_1^2}{2} \cos 2 \omega t \\ + b V_2^2 \cos 2 \Omega t + b V_1 V_2 (\cos (\omega + \Omega) t + \cos (\omega - \Omega) t)$$

Le circuit oscillant L,C collecteur va jouer le rôle d'un filtre . Il sera tel que

$$L C \omega^2 = 1$$

Comme la largeur de la bande passante d'une onde modulée en amplitude est égale à deux fois la fréquence du signal modulant le circuit LC aura une bande passante $B = 2 f_{BF} = 2040 \text{ Hz}$.

S'il est accordé sur la fréquence ω , seules les fréquences voisines de cette dernière se retrouvent dans le signal de sortie.

Dans ce cas, le courant de sortie s'écrit :

$$i_c = a V_1 \cos \omega t + b V_1 V_2 \cos (\omega + \Omega) t + b V_1 V_2 \cos (\omega - \Omega) t.$$

Cette expression représente bien une onde modulée en amplitude dont :

- $a V_1 \cos \omega t$ est la porteuse
- $b V_1 V_2 \cos (\omega + \Omega) t$ et $b V_1 V_2 \cos (\omega - \Omega) t$ sont les bande latérales supérieure et inférieure.

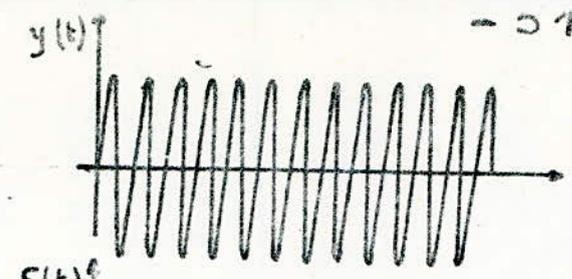


fig 1a

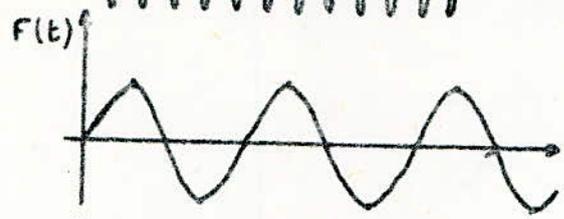


fig 1b

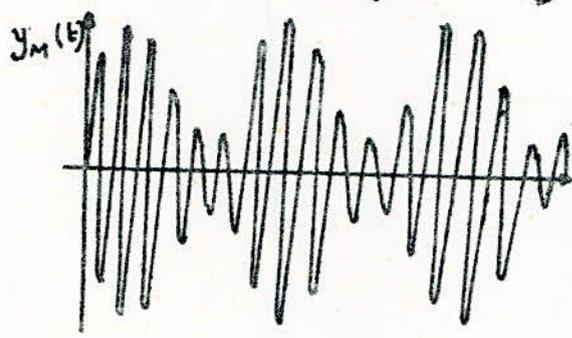


fig 1c

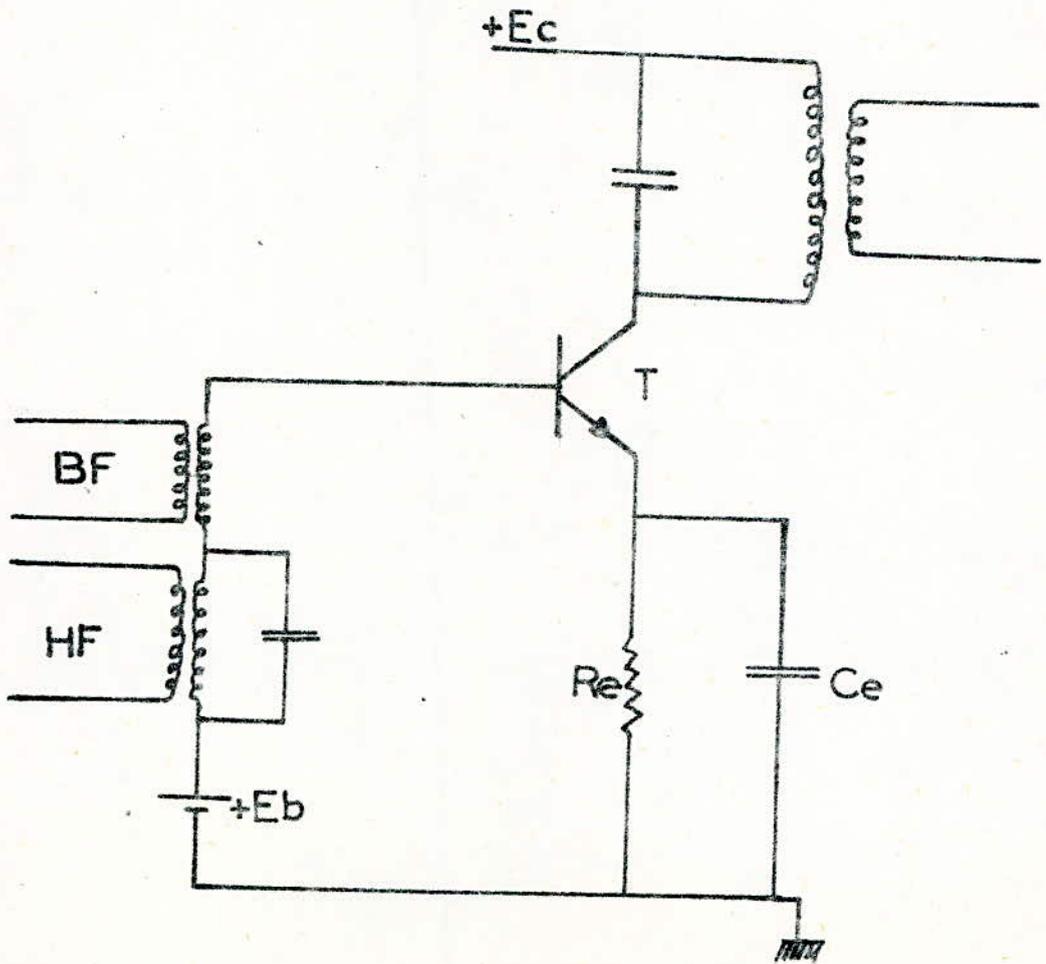


fig 2

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

VI-I GENERALITES

D'une façon générale un amplificateur est destiné à amplifier soit un courant, soit une tension, soit une puissance délivrée par une source. L'amplificateur est caractérisé par une grandeur appelée gain qui dépend de la charge à laquelle il délivre le signal et de la source qui fournit le signal.

Les amplificateurs à transistors utilisent trois types de montages :

- Montage base commune
- Montage collecteur commun
- Montage Emetteur commun.

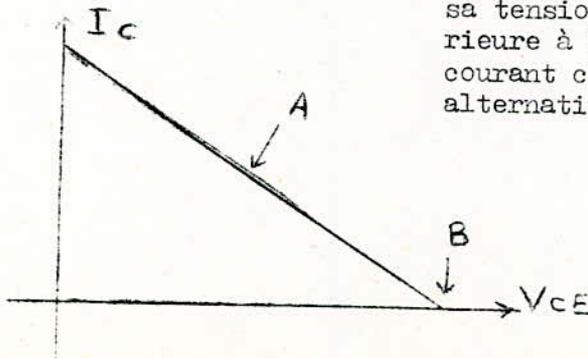
Le premier présente un gain en courant voisin de 1 et constitue donc un fidèle reproducteur pour le courant .

Le deuxième présente un gain en tension voisin de 1 et constitue ainsi un fidèle reproducteur pour la tension.

L'Emetteur commun est le plus intéressant des trois, il nous permet d'avoir le maximum de gain en puissance. Cependant il présente un inconvénient . Il est moins linéaire que les deux autres montages.

En ce que concerne la polarisation des transistors, elle peut se faire selon trois classes différentes :

- Classe A : Elle correspond à un point de fonctionnement dans lequel le diode émetteur-base reste conductrice pendant toute la durée du signal.
- Classe B : Elle correspond à un point de fonctionnement dans lequel le transistor ne laisse passer qu'une seule alternance.
- Classe C : Un transistor fonctionne en classe C lorsque sa tension de polarisation de base est supérieure à celle nécessaire pour annuler le courant collecteur en l'absence de tension alternative appliquée à la base.



Classe A ——— $V_{BE} > 0$

Classe B ——— $V_{BE} = 0$

Classe C ——— $V_{BE} < 0$

Le choix des modes de fonctionnement dépend de la puissance demandée.

La classe A présente une faible distorsion mais la puissance est réduite.

La classe B est utilisée chaque fois que l'on recherche une puissance élevée, malgré la distorsion plus grande

La classe C est celle qui présente le plus de distorsion

Aussi pour l'amplificateur de puissance que nous désirons réaliser, nous adopterons un amplificateur du type push-pull en classe B,

VI - 2 - ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR

Le schéma de principe d'un amplificateur push-pull est illustré par la figure I.

Le transistor T 1 joue le rôle d'étage déphaseur .

Le transistor T 2 et T 3 constituent le push-pull.
C 1 et C 2 sont des capacités de couplage.

VI - 2 - I ETAGE DEPHASEUR :

Le transistor est polarisé par le pont de base R 1 , R 2 .

Le calcul concernant la détermination des éléments de cet étage a été fait dans la 1ère partie.

$$\left\{ \begin{array}{l} R E = \frac{E - V_{C E O}}{I C O} \times \frac{I}{I + h} \\ R C = K R E . \end{array} \right.$$
$$\left\{ \begin{array}{l} R 2 = \frac{V_{B E O} + R E I C O}{9 I B O} \\ R 1 = \frac{E - 9 I B O R 2}{I O I B O} \end{array} \right.$$

Les grandeurs $V_{C E O}$, $I C O$, $V_{B E O}$ et $I B O$ sont fixées par le choix du point de fonctionnement.

Le rôle de cet étage est de fournir deux tensions $V_{S 1}$ et $V_{S 2}$ prises respectivement sur le collecteur et l'émetteur, en opposition de phase. De plus elles doivent être égales - De cette façon l'étage push-pull sera attaqué par deux tensions égales et opposées . La figure 2

permet d'écrire:

$$V_{S1} = - R_C I_C$$

$$V_{S2} = R_E \cdot I_E = R_E I_C$$

Ceci montre que les tensions V_{S1} et V_{S2} sont bien déphasées de π .

$$V_{S1} = V_{S2} \text{ impose } R_C = R_E$$

Il est facile de montrer que le gain en tension G_V de l'étage est voisin de 1.

$$V_I = h_{FE} I_B + (B + I) R_E I_B$$

$$V_{S2} = (B + I) R_E I_B$$

$$G_V = \frac{V_{S2}}{V_I} = \frac{(B + I) R_E}{(B + I) R_E + h_{FE}}$$

h_{FE} peut être négligé devant $(B + I) R_E$

$$\implies G_V = 1$$

VI - 2 - 2 ETAGE PUSH-PULL

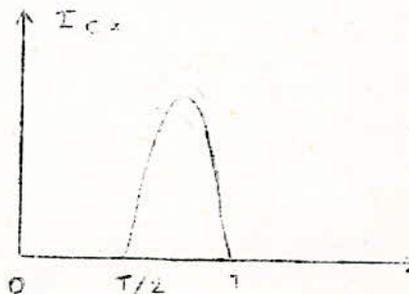
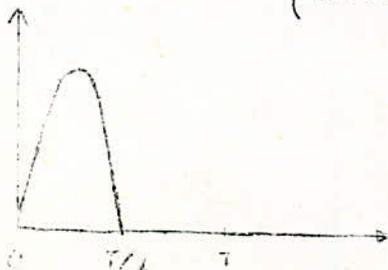
Comme l'étage déphaseur fournit deux tensions en opposition de phase, l'un des transistors reçoit sur sa base l'alternance négative, l'autre l'alternance positive. Aussi nous aurons à **tout** moment soit le courant décollecteur I_{C2} , soit le courant de collecteur I_{C3} , mais jamais les deux en même temps.

Les signaux partiels vont ensuite se recombier dans le transformateur de sortie qui comprend un point milieu au primaire et vont redonner un signal sinusoïdal.

PRENONS UN EXEMPLE

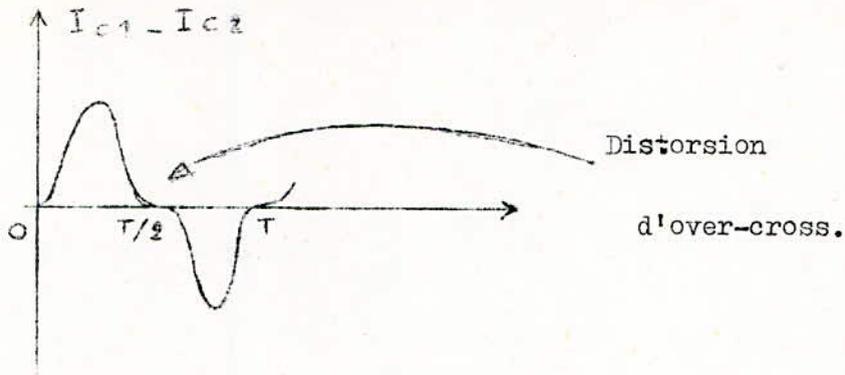
1° Alternance $\left\{ \begin{array}{l} T1 \text{ conduit} \\ T2 \text{ bloqué.} \end{array} \right.$

2° Alternance $\left\{ \begin{array}{l} T1 \text{ bloqué} \\ T2 \text{ conduit} \end{array} \right.$



.../...

Au primaire du transformateur nous aurons .



Nous observons un phénomène de distorsion désigné sous le nombre de " Distorsion d'Over-Cross".

Ceci est dû au fait que les transistors restent bloqués au début et à la fin de la demi-alternance.

Pour remédier à ce défaut principal des ampli-ficateurs en classe B , il suffit d'ajouter en série une diode sur la base de chaque transi-
tor, comme indiqué en figure 3.

A la fin et au début de chaque demi-alternance, D 1 et D 2 vont conduire et suppriment ainsi la distorsion.

VI-2-3 CALCUL DES CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR

En régime statique, la droite de charge s'écrit.

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

Comme les transistors fonctionnent en classe B , le point de fonctionnement sera choisi en A , tel que V_{CE0} voisin de E et I_{C0} voisin de 0.

Il n'y aura donc pas de dissipation de puissance en l'absence de signal d'entrée.

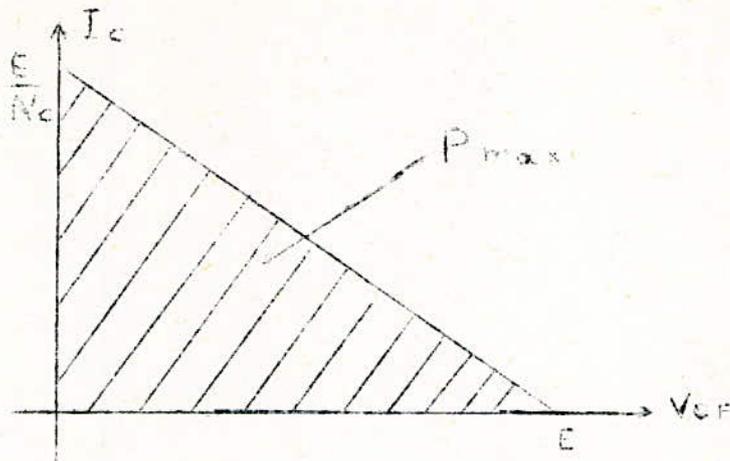
Une fois le point de fonctionnement choisi, R_E sera déterminé.

$$R_E = \frac{E - V_{CE0}}{I_{C0}}$$

La droite de charge dynamique, par contre s'écrit.

$$E = R'_C I_C + V_{CE}$$

R'_C étant la résistance de charge ramenée au primaire .



Le point de fonctionnement dynamique se déplace sur cette droite de charge.

La puissance de sortie maximale est obtenue lorsque le point de fonctionnement est en B, où le courant collecteur est maximum.

Cette puissance est donnée par l'aire du triangle, hachuré

$$P_{\max} = \frac{E I_{C \max}}{2} = \frac{E}{2} \times \frac{E}{R'C} = \frac{E^2}{2 R'C}$$

Comme chaque moitié du transformateur est utilisée alternativement, nous avons $R'C = R C \left(\frac{h I}{n} \right)^2$

$$R'C = \frac{R C}{4} \left(\frac{h I}{n} \right)^2$$

$$\text{d'où } P_{\max} = \frac{E^2}{2 \frac{R C}{4} \left(\frac{h I}{n} \right)^2} = \frac{2 E^2}{R C} \left(\frac{h}{n I} \right)^2$$

Chaque transistor fournit la puissance $P_{\max}/2$

Quel que soit le signe de l'alternance du signal, et par conséquent quel que soit le transistor qui travaille, la batterie fournit un courant formé d'une alternance de valeur de crête égale à $I_{C \max}$. lorsque la puissance reçue dans $R'C$ est maximale.

La valeur moyenne du courant est alors :

$$\begin{aligned} I_{C \text{ moy.}} &= \frac{I}{\pi} \int_0^{\pi} I_{C \max} \sin \omega t \, dt \\ &= \frac{I_{C \max}}{\pi} \left[-\cos \omega t \right]_0^{\pi} \\ \Rightarrow I_{C \text{ moy.}} &= \frac{2 I_{C \max.}}{\pi} \end{aligned}$$

La puissance moyenne maximale que peut fournir l'alimentation est :

$$W_{\max} = E I C \text{ moy} = \frac{2 E I C \text{ max}}{\Pi}$$

Le rendement est alors :

$$\eta = \frac{P_{\max}}{W_{\max}} = \frac{E I C \text{ max}/2}{2 E I C \text{ max}/\Pi} = \frac{\Pi}{4}$$

Nous avons un rendement d'une valeur de 78 %. ceci peut être considéré comme étant une bonne valeur. Il nous reste à déterminer la puissance dissipée au niveau de chaque transistor.

Pendant l'alternance de fonctionnement d'un transistor nous retrouvons aux bornes de R'C une tension de la forme

$$V = K E \text{ ces } W t$$

De même le courant collecteur de ce transistor s'écrit :

$$i_c = k I_c \text{ max} (I - \text{ces } W t)$$

Avec $k = I$ lorsque le signal est d'amplitude de maximale.

La puissance moyenne fournie par l'alimentation, et celle fournie à la charge R C sont alors respectivement :

$$W = 2 k \frac{E I C \text{ max}}{\Pi}$$

$$P = \frac{I}{T} \int_0^T (V i_c) dt = \frac{I}{T} \int_0^T k^2 E I_c \text{ max} \text{ ces } W t (I - \text{ces } W t) dt$$

$$\text{Ces } w t (I - \text{ces } w t) = \text{ces } w t - \text{ces}^2 w t = \text{ces } w t - \frac{\text{ces}^2 w t + I}{2}$$

$$P = k E I_c \text{ max} \int_0^T \left(\text{ces } w t - \frac{\text{ces}^2 w t}{2} - \frac{I}{2} \right) dt$$

$$= \frac{k E I_c \text{ max}}{T} \left(* \frac{\sin w t}{W} - \frac{\sin 2 w t}{4 W} - \frac{t}{2} \right) \Bigg|_0^T$$

$$P = \frac{k^2 E I_c \text{ max}}{T} \times I \left(\sin w T - \frac{\sin w T}{4} - \frac{w T}{2} \right)$$

$$= \frac{k^2 E I_c \text{ max}}{2 \Pi} \times \Pi$$

$$P = \frac{I}{2} k^2 E I_c \text{ max}$$

La différence entre la puissance fournie par l'alimentation et la puissance fournie à R C nous détermine la puissance dissipée par les transistors.

$$2 p d = W - P = 2 k \frac{E I_c \max}{II} - \frac{I}{2} k^2 E I_c \max.$$

$$= E I_c \max \left(\frac{2 k}{II} - \frac{K}{2} \right)$$

La puissance que dissipera chaque transistor est

$$P d = \frac{E I_c \max}{2} \left(\frac{2 K}{II} - \frac{K}{2} \right)$$

Nous pouvons chercher pour quelle valeur de k , cette puissance est maximale.

$$\frac{dPd}{dk} = \frac{E I_c \max}{II} - k \frac{E I_c \max}{2} = E I_c \max \left(\frac{I}{II} - \frac{k}{2} \right)$$

La puissance dissipée est maximale pour

$$k = \frac{2}{II} \text{ et elle a pour valeur}$$

$$P d \max = \frac{E I_c \max}{2} \left[\left(\frac{2}{II} \right)^2 - \frac{I}{2} \left(\frac{2}{II} \right)^2 \right]$$

$$= \frac{E I_c \max}{II^2}$$

$$\text{C'est à dire } P d \max = \frac{2}{II^2} P \max = 0,2 P \max$$

La puissance maximale dissipée sur chaque transistor est donc égale ou inférieure au 1/5 de la puissance maximale fournie par le montage.

VI-2-4 CALCUL DU TRANSFORMATEUR

Le calcul d'un petit transformateur peut se diviser en trois problèmes principaux :

- Choix du circuit magnétique
- Détermination du nombre de spires des enroulements
- Evaluation des sections de cuivre des conducteurs.

Le circuit magnétique doit avoir des noyaux de section convenant à la puissance demandée.

La section optimale est déterminée approximativement par la formule.

$$S = I,2 \sqrt{P}$$

P étant la puissance exprimée en V-A . S est exprimée en cm².

Cependant il n'est pas nécessaire d'appliquer rigoureusement cette formule. Il n'y a aucun inconvénient à choisir une section plus grande et même un peu plus petite. D'autre part cette formule est donnée pour une fréquence de 50 hz , aussi pour une fréquence plus grande, il est recommandé de choisir une section plus faible.

La détermination du nombre de spires au primaire et au secondaire peut être faite à partir de la relation $P_{max} = \frac{2 E^2}{R C} \left(\frac{n^2}{n I} \right)^2$

Nous choisissons une tension d'alimentation E , une résistance de charge R C et en fonction de la puissance désirée, nous avons $\left(\frac{n^2}{n I} \right)^2 = P_{max} \frac{R C}{2 E^2}$

Il est aussi à remarquer que ce calcul suppose un transformateur parfait . Comme il est pratiquement impossible de réaliser des dispositifs sans fuites magnétiques et avec des bobinages ne présentant aucune résistance, il y a des pertes dont il faut tenir comptes. Ces pertes sont relativement plus importantes dans le cas de petits transformateurs. Le rendement des transformateurs d'une puissance de 10 à 50 V A peut être pris égal à 70 ou 80 %.

Un calcul plus rigoureux nous donne donc :

$$\left(\frac{n^2}{n I} \right)^2 = \frac{P_{max}}{0,8} \frac{R C}{2 E^2}$$

Avant d'évaluer les sections de cuivre des conducteurs, nous allons calculer les nombres de spires nécessaires, ainsi que la section du noyau.

Pour une puissance de sortie égale à 20 Watts, une tension d'alimentation de 25 V et une résistance de charge de 50 ohms, le calcul permet de prévoir un rapport de transformation .

$$\frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{P \times R C}{0,8 \times 2 E^2}} = \sqrt{\frac{20 \times 50}{0,8 \times 2 \times (25)^2}} = I$$

La relation $S = I,2 \sqrt{P}$ nous donne un ordre de grandeur de la section du noyau.

$$S = 5,40 \text{ cm}^2$$

Il suffira de prendre une section de l'ordre de 4 cm^2 . Cette valeur impose un nombre de neuf spires par volt au primaire, ainsi qu'au secondaire.

La tension primaire p est égale à E soit 25 V.

$$\frac{n I}{2} = 25 \times 9$$

d'où un nombre de spires au primaire égal .

$$\text{à } N_p = 450$$

De même le nombre de spires au secondaire doit être de $N_s = 450$

Le courant primaire I_p peut être calculé

$$I_p = \frac{2 P}{0,8 E} = \frac{2 \times 25}{0,8 \times 20} = 3,1 \text{ A}$$

Le courant secondaire I_s est égal à

$$I_s = \frac{I_p}{2} = 1,55 \text{ A}$$

A une puissance de 25 W correspond une densité de courant de $4 \text{ W} / \text{mm}^2$.

Ceci nous permet de calculer les sections des fils de cuivre nécessaires au primaire et au secondaire

$$S_p = \frac{3,1}{4} \times I = 0,78 \text{ mm}^2$$

$$S_s = \frac{1,55}{4} \times I = 0,39 \text{ mm}^2$$

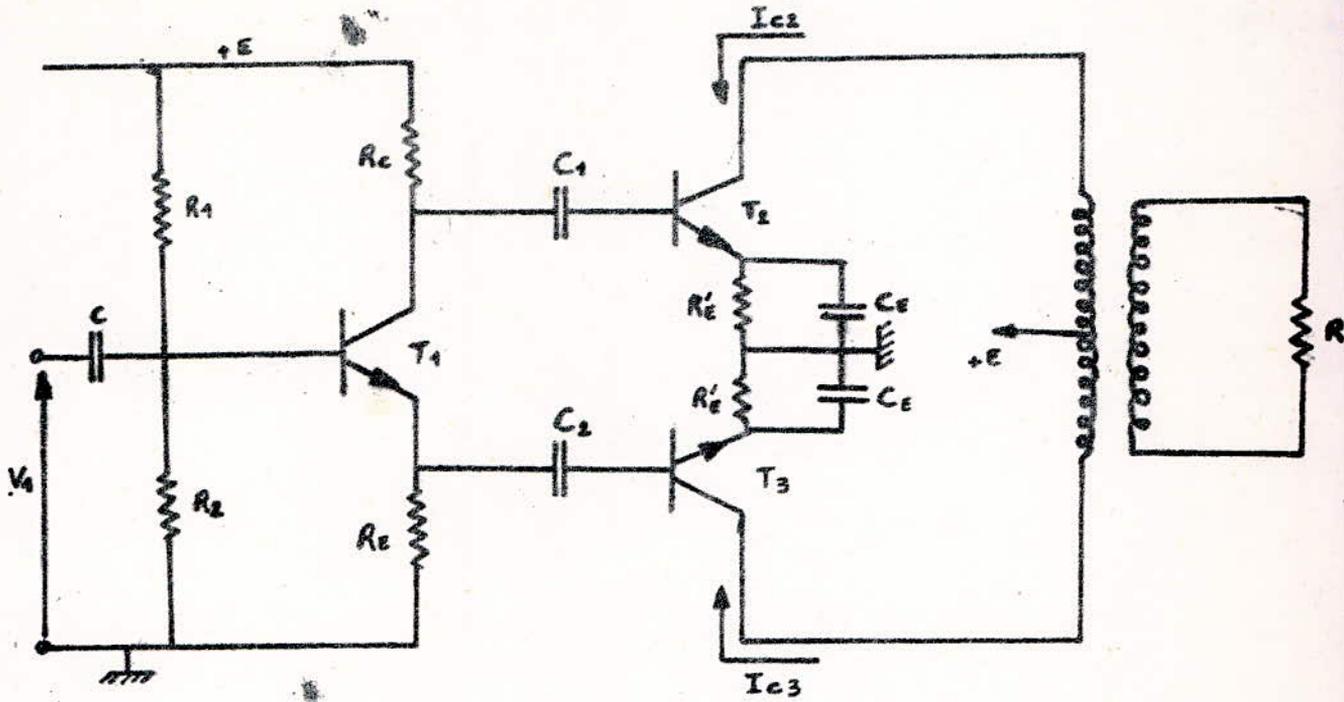


Fig 1

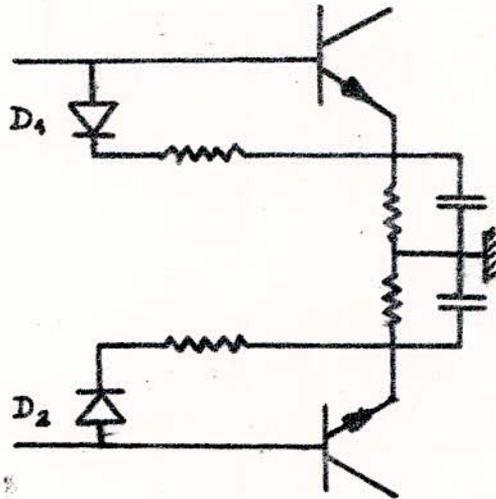


Fig 3

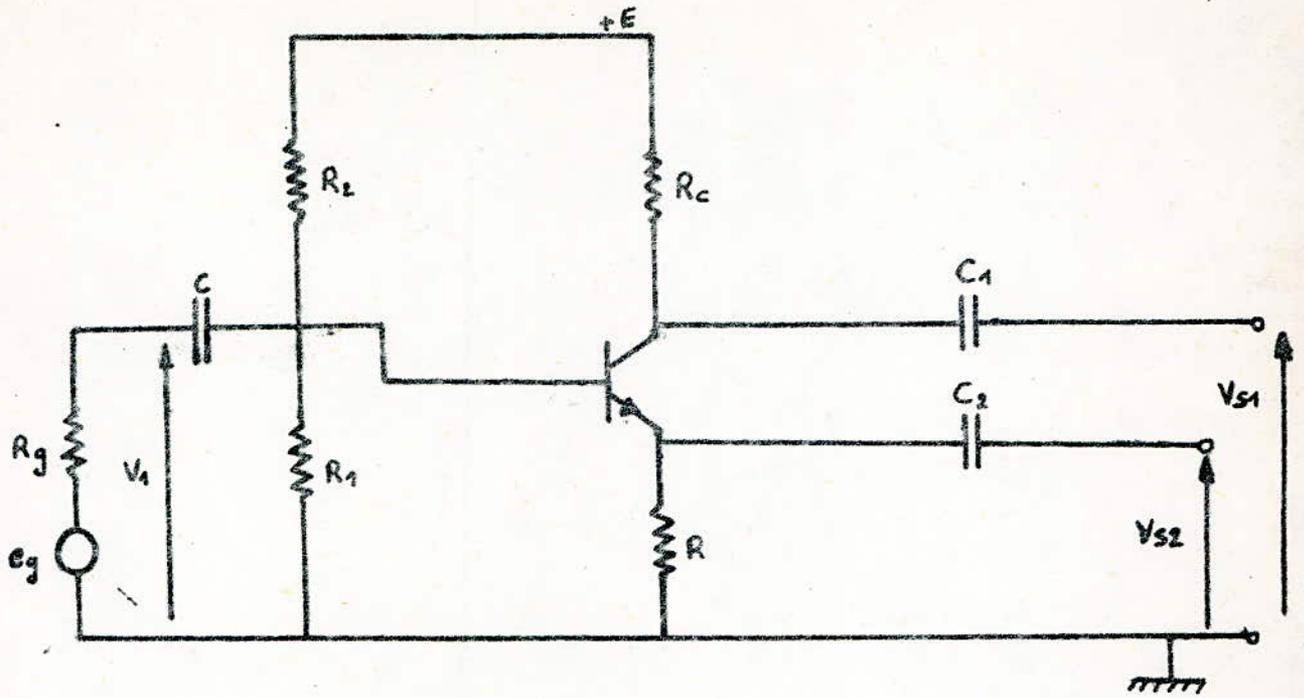


fig 2 a

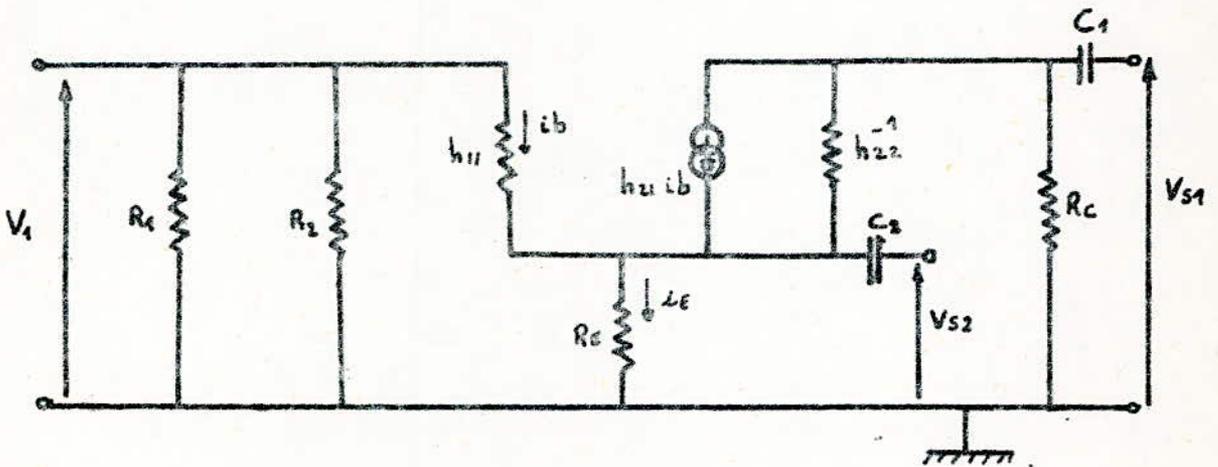


fig 2 b

C O N C L U S I O N

Nous pensons avoir retracé par cette étude, les grandes lignes d'un émetteur de radionavigation.

La simplicité et l'encombrement minimum que présentent ces émetteurs font que leur réalisation est à la portée d'un laboratoire modestement équipé.

Certaines améliorations peuvent être apportées à ces équipements.

L'association d'un synthétiseur de fréquences à un émetteur N.D.B permet la génération d'un nombre élevé de fréquences stables et précises. Ceci nous permet d'obtenir des équipements susceptibles de s'accorder rapidement et avec précision dans des canaux de plus en plus étroits, dans la gamme M.F.

L'utilisation des boucles à verrouillage de phase (P L L) dans le synthétiseur de fréquence semble actuellement le plus adoptée, compte tenu des contraintes de prix, volume et fiabilité des matériels.

Du point de vue technologie, les circuits intégrés tendent de plus en plus à supplanter les transistors. Il existe actuellement des circuits intégrés qui réalisent à eux seuls une fonction déterminée.

On gagnerait beaucoup en fiabilité et en encombrement en réalisant le manipulateur statique de signaux morses, entièrement à l'aide de circuits intégrés.

Parmi les avantages offerts par ces émetteurs, nous pouvons citer

- Une implantation facile
- Un matériel au sol peu coûteux.

.../...

.../...

- Un moyen universel utilisable en route et à l'atterrissage.

Cependant , comme tout appareil, ils présentent des limites d'utilisation.

L'emploi de circuits intégrés ou de transistors impose une limitation en puissance.

Toutefois, étant donnés la simplicité et le coût peu élevé des stations NDB, la tendance générale est à la diminution des puissances, et à la multiplication des stations.

Les grands inconvénients qui se posent à l'utilisation des émetteurs NDB se rapportent surtout aux types d'antennes.

Les dimensions de ces antennes étant fonction de la longueur d'onde , et compte tenu de la gamme de fréquences (200 - 1750 Khz) dans laquelle travaillent ces émetteurs, leur encombrement est quelquefois assez consistant.

Par ailleurs les problèmes de propagation ne sont pas des moindres puisque dans certains cas , il est nécessaire d'implanter des contrepoids qui doivent être utilisés en remplacement des **ternes**(masses) naturelles qui ne permettent pas toujours une propagation adéquate.

Les conditions atmosphériques (électricité présente dans l'atmosphère en temps d'orage) sont aussi des causes courantes de perturbation de la réception pour les radiocompts A D F.

A cela il faut ajouter l'effet de nuit qui quelquefois n'est pas négligeable.

Aussi pour toutes ces raisons, et dans un souci de perfection, ces équipements M F sont peu à peu remplacés par des équipements V H F et U H F qui présentent une bonne précision et une excellente stabilité indépendantes des conditions météorologiques.

.../...

Parmi ceux-là nous pouvons citer :

- Le V.O.R. (V H F omnirange) .
c'est un radiophare omnidirectionnel qui rayonne une porteuse V H F (108 - 118 Mhz) modulée simultanément et indépendamment par deux signaux de navigation à 30 hz dont la différence de phase dans une direction donnée est égale à l'azimut magnétique de cette direction.

- LE R A D A R

Le radar utilise la réflexion des ondes E-M de très courte longueur d'onde sur certains obstacles, ou certaines cibles , pour les repérer en distance et en direction.

- LE T A C A N

Il constitue un moyen de radionavigation U H F à impulsions donnant la distance et l'azimut à partir de la station au sol.

L'ensemble de ces installations constituent le support actuel de l'infrastructure des aides à la navigation aérienne.

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

- 1 - M. PEYRON - E. N. A. C.
Radionavigation.
- 2 - C. ALARI - E. N. A. C.
Radionavigation.
- 3 - M. SIENNAT - E. N. A. C.
Circuits électroniques.
- 4 - A. PINET - E. N. A. C.
Transistors.
- 5 - R. RIGAL et S. LACHARNAY
Cours de Radioélectricité générale Emission.
(Eyrolles 67).
- 6 - G. BASSERAS et J. BERTHELOT
Cours de Radiotechnique
Emission - Réception.
- 7 - A. PETIT CLERC
Théorie et pratique des circuits à transistors.

- 8 - R. A. RAFFIN - (E T S F)
Electronique et Aviation - Radiocommunication.
- 9 - R. AMATO
Cours fondamental de la logique électronique.
- 10 - Manipulateur électronique de signaux morse
type M S B 1
TELERAD (Télécommunications Radioélectriques).