

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

2ea

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
« HOUARI BOUMEDIENNE »

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

»O«

Département de l'Electronique

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
PROJET DE FIN D'ETUDES
»O«
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

THEME

ETUDE D'UN SONDEUR
IONOSPHERIQUE ET REALISATION D'UN
SYNTHETISEUR DE FREQUENCE

Proposé par Mrs :
MEHENNI Mohamed

Etudié par :
BENAHMED Ouali
KASMI Ahmed

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
»O«
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
« HOUARI BOUMEDIENNE »

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

—»O«—

Département de l'Electronique

PROJET DE FIN D'ETUDES

—»O«—

THEME

**ETUDE D'UN SONDEUR
IONOSPHERIQUE ET REALISATION D'UN
SYNTHETISEUR DE FREQUENCE**

Proposé par Mrs :
MEHENNI Mohamed

Etudié par :
BENAHMED Ouali
KASMI Ahmed

Promotion Juin 1983

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَالضُّحَىٰ وَاللَّيْلِ إِذَا سَجَىٰ مَا وَدَّعَكَ
رَبُّكَ وَمَا قَلَىٰ وَالْآخِرَةُ خَيْرٌكَ مِنْ
الْأُولَىٰ وَلَسَوْفَ يُعْطِيكَ رَبُّكَ فَتَرْضَىٰ
صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

* DDD *
* D B *
* DDD E D I C A C E . *

□-)_ la mémoire de ma grand mère.

□-)_ La mémoire de Hamid TAHIR.

□-)_ mes Parents.

□-)_ mes Frères et Soeurs.

□-)_ toute ma Famille.

□-)_ tous mes Amis.

Ouali BENAHMED.

SOMMAIRE

PREMIERE PARTIE

ETUDE D'UN SONDEUR IONOSPHERIQUE

- CHAPITRE 1: généralités sur l'ionosphère
- CHAPITRE 2: présentation d'un sondeur ionosphérique
- CHAPITRE 3: étude des différents blocs du sondeur:
 - A- l'horloge
 - B- le synthétiseur
 - C- l'émetteur
 - D- le récepteur
 - E- traitement du signal
 - F- système d'enregistrement
 - G- partie commande
 - H- caméra
 - I- présentation de l'affichage

DEUXIEME PARTIE

ETUDE ET REALISATION D'UN SYNTHETISEUR

- CHAPITRE 1: étude d'une PLL
- CHAPITRE 2: étude des différents blocs d'un synthétiseur de fréquences
- CHAPITRE 3: réalisation pratique

- CONCLUSION -

PPP
P P
PPP
P
P
P

REMIERE PARTIE.

//- TUDE D'UN SONDEUR IONOSPHERIQUE.

- : - GENERALITES SUR L'IONOSPHERE - : -

I - INTRODUCTION A L'IONOSPHERE :

L'Ionosphère est la région ionisée de l'atmosphère neutre qui s'étend environ de 50 à 2000 Km au dessus de la surface de la terre.

Dans les conditions normales, sa densité électronique est comprise entre 10^8 et 10^{12} électrons par mètre cube.

L'ionosphère joue un rôle primordial dans les liaisons radioélectriques en se comportant comme un miroir, pour les ondes courtes. Ainsi, des transmissions entre des points de la terre, très éloignés l'un de l'autre seront possibles.

Pour des motifs qui tiennent au développement historique des recherches sur l'ionosphère, on divise, cette dernière en trois régions ou couches: D, E, F par ordre croissant d'altitude et d'intensité d'ionisation (Fig 1)

Il est à noter que pour ce qui est de la propagation des ondes radioélectriques, dans la gamme décimétrique, les couches E et F jouent surtout un rôle de réflecteurs. Par contre, la couche D qui est essentiellement un milieu absorbant, provoque un affaiblissement des ondes décimétriques.

II - PHENOMENE D'IONISATION :

La principale source d'ionisation, est le rayonnement électromagnétique du soleil dans la partie du spectre couvrant l'ultra-violet et les rayons x.

Les particules énergétiques (ions et électrons) d'origine solaire ainsi que les rayons cosmiques d'origine galactique sont aussi d'autres sources importantes d'ionisation.

Le taux de production d'ionisation est maximal quand le soleil est au zénith, mais la densité électronique présente des variations géographiques, diurnes et saisonnières appréciables. Cette production d'ions libres par le rayonnement solaire et la précipitation de particules chargées est contrebalancée par des processus qui font diminuer l'ionisation, notamment par le mécanisme de recombinaison d'électrons et d'ions positifs, à la suite de collisions et par attachement d'électrons à des atomes ou à des molécules de gaz neutre.

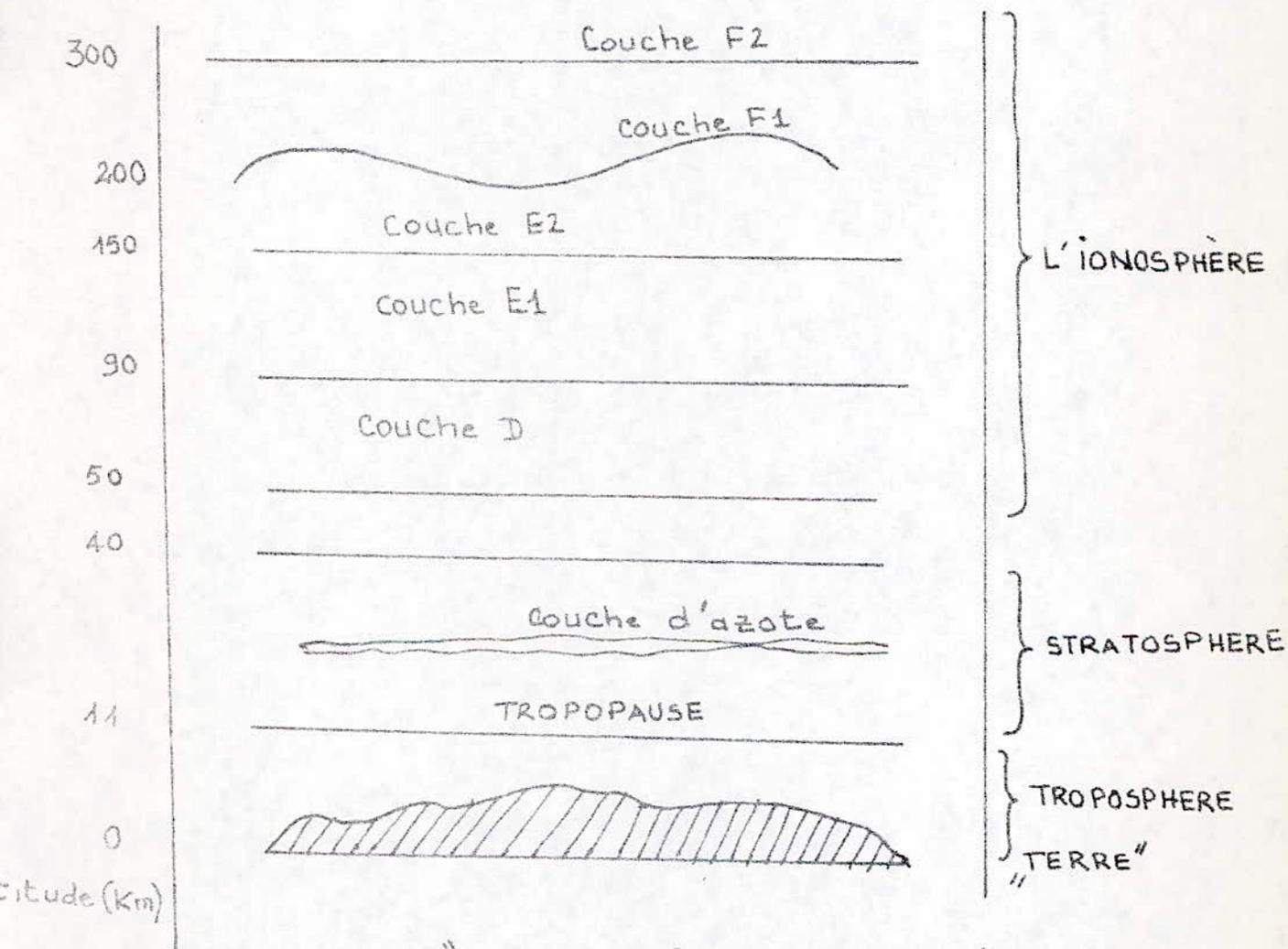


FIG 1 : "COUCHES IONOSPHERIQUES"

III - SONDAGES IONOSPHERIQUES. :

1 - Introduction. :

Les caractéristiques les plus importantes, qui intéressent la propagation des ondes radioélectriques, par réflexion sur la région ionosphérique sont :

- La densité maximale des différents couches : N_m
- La hauteur (ou l'altitude) de ces maximas : h_m

Ces caractéristiques varient dans le temps, car elles dépendent des paramètres suivants :

- L'activité solaire R (nombre de tâches solaires)
- De la position du soleil, qui est caractérisée par l'angle zénithale X, et qui peut être déterminé avec précision.

Ces paramètres eux même varient avec le temps.

2 - Définition de la fréquence critique f_c :

A une hauteur h où, la densité est N(h), la fréquence réfléchie sous incidence normale est donnée par :

$$f_c = 9 \sqrt{N(h)}$$

Si N_m est la densité maximale de la couche, la fréquence maximale réfléchie sous incidence normale sera :

$$(f)_{\max} = 9 \sqrt{N(h_m)} = 9 \sqrt{N_m}$$

(f) max est appelée la fréquence critique de couche et notée : f_c .

3 - Méthode d'investigation de l'ionosphère : SONDAGE VERTICAL"

La méthode expérimentale d'investigation de l'ionosphère, la plus utilisée, est la méthode classique, c'est à dire "le sondage vertical" c'est, Breit et Tuve qui l'on mise au point.

Cette investigation est réalisée au moyen d'un sondeur, qui est composé, d'un émetteur d'impulsions de fréquence f variable et d'un récepteur qui reçoit dans certains cas l'écho ionosphérique (l'onde de fréquence f réfléchie par l'ionosphère sous incidence normale).

.../...

3.1 - Principe de la méthode. :

Le principe de la méthode consiste à envoyer des impulsion de fréquence f , sous incidence normale, et à recueillir l'écho ionosphérique.

Le récepteur, qui est accordé sur la fréquence f d'émission reçoit deux ondes :

* l'onde ordinaire.

* l'onde extraordinaire.

L'onde ordinaire provenant de l'ionosphère possède un certain retard par rapport à l'onde directe : retard du au temps mis par l'onde pour aller se réfléchir et revenir.

A partir du temps mis par l'onde, pour aller et revenir, et en supposant qu'elle s'est propagée à la vitesse de la lumière, on déduit la hauteur de réflexion par la relation :

$$h = \frac{1}{2} ct$$

Or réellement la vitesse de l'onde est différente de celle de la lumière, car à l'intérieur de l'ionosphère, l'indice de réfraction est inférieur à l'unité, donc cette hauteur sera la hauteur réelle.

En conclusion pour chaque fréquence d'émission dont l'écho est parvenu au récepteur on connaît la hauteur de réflexion h . Donc la densité électronique à la hauteur h et qui est donnée par :

$$N(h) = \frac{f^2}{81} \quad \begin{array}{l} - f \text{ en MHz} \\ - N \text{ en } 10^6 \text{ e/cm}^3 \end{array}$$

3.2 - Ionogramme. :

L'ionogramme est la courbe donnant, la fréquence en fonction de sa hauteur virtuelle.

L'ionogramme est obtenu en faisant défiler un film photographique, synchronisé avec les variations de la fréquence d'émission, qui enregistre le temps mis par l'onde, c'est à dire la hauteur virtuelle.

.../...

IV - COMPORTEMENT DES CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTS COUCHES EN FONCTION DU TEMPS. :

La caractéristique des différentes couches, est l'ionisation qui est favorisée par :

- Le milieu qui est très dilué.
- Sa densité gazeuse qui doit être suffisante pour absorber une portion non négligeable de l'énergie solaire.

La limite supérieure de chaque couche correspond à l'altitude du maximum d'ionisation de la couche considérée.

La structure et le comportement normaux des régions ionosphériques sont mis en évidence par le sondage vertical.

Ceci a permis à des centres spécialisés dans ce domaine, en se basant sur des relevés d'ionogrammes effectués : tout le long d'une journée, pendant un mois et cela pour tous les mois de l'année d'en déduire certaines conclusions sur le comportement des caractéristiques des différentes couches.

a) - Région D :

Elle s'étend environ de 55 à 95 kms et elle est absente la nuit. Sa densité électronique est faible, il en est de même donc pour sa fréquence critique : 0,5 MHz au maximum. De ce fait, on ne peut l'observer sur un ionogramme car la limite inférieure de la gamme de l'ionosonde est égale à 1 MHz.

A cause de la basse altitude, la densité relativement forte de l'atmosphère neutre, entraîne une fréquence de collision particules chargées - particules neutres, très élevée, d'où l'importance du pouvoir absorbant au niveau de cette couche.

La couche D apparaît avant les couches E et F₁ et disparaît la première : étant la plus basse, elle cesse la première d'être éclairée. De plus la couche D est située dans une région où il existe une grande pression, et de ce fait les rencontres entre particules sont plus fréquentes et les recombinaisons plus rapides.

b) - Région E :

Elle se situe entre 95 et 150 km. C'est une couche régulière avec des caractéristiques générales assez bien définies.

Sa concentration électronique dépend étroitement de la distance zénithale solaire avec un maximum diurne à midi et un maximum saisonnier en été.

La densité électronique de la couche E varie avec la latitude. Elle est maximale dans la zone équatoriale et augmente avec l'activité solaire.

De nuit l'ionisation est très faible, il en est de même donc pour sa fréquence critique. Ainsi la couche E n'a plus qu'une importance réduite dans l'étude des liaisons pendant ces heures. Donc de nuit elle n'est pas observable sur un ionogramme.

c) - Région F :

Cette région commence à 150 km d'altitude. Sa partie inférieure et sa partie supérieure se comportent différemment en été et on est amené alors à la diviser en deux couches F_1 et F_2 .

c.1 - Couche F_1

Elle se situe entre 150 et 200 km et se manifeste durant le jour seulement sur les ionogrammes. L'ionisation est due essentiellement au rayonnement solaire avec un maximum diurne à midi et saisonnier en été.

c.2 - Couche F_2

C'est la plus haute et la plus ionisée des couches. L'ionisation est due essentiellement aux ultra-violet du soleil et la maximum d'ionisation est dû essentiellement au processus de diffusion vers le haut des électrons produits au niveau de la couche F_1 en présence d'un ralentissement du mécanisme de disparition lorsque l'altitude augmente et que la fréquence des collisions diminue (atmosphère peu dense). Ce maximum apparait aux environs de 350 km d'altitude le jour et vers 400 km de nuit;

Il est à noter enfin que du fait de sa haute altitude et de sa grande ionisation par rapport aux autres couches, la couche F_2 permet des liaisons radioélectriques à longues distances avec des fréquences élevées dans la gamme décimétrique.

V - AUTRES METHODES D'INVESTIGATION DE L'IONOSPHERE. :

1) - La rétrodiffusion. :

Le principe de cette méthode est basé sur le phénomène de diffusion, (diffusion due aux irrégularités du sol ou de la mer).

La rétrodiffusion consiste à exploiter :

- La partie d'énergie diffusée et qui est renvoyée vers l'émetteur, et suivant le même trajet de propagation.

La méthode de rétrodiffusion consiste à envoyer des impulsions assez larges (1 ms) sous incidence oblique, et en mesurant, le temps de propagation de l'onde, c'est à dire le temps mis pour un aller retour. On peut en déduire la distance oblique de la source de diffusion. (une partie de l'énergie qui est réfléchi au sol revient à l'émetteur).

Cette méthode nous permet de déterminer les gradients ionosphériques.

Si l'on dispose en outre, des renseignements sur la hauteur et l'inclinaison des couches ionosphériques, on peut calculer la distance au sol d'après la distance mesurée de l'écho rétrodiffusé.

- Différentes méthodes de la rétrodiffusion. :

a) - Se fixer la fréquence d'émission et utiliser une antenne directive pivotant lentement autour de la verticale, de qui permet d'estimer l'azimut de la région envoyant l'écho.

b) - Se fixer l'azimut et faire varier la fréquence d'émission, plutôt qu'à faire varier l'azimut. Cette méthode est appelée "sondage par rétrodiffusion avec balayage de fréquence".

Cette méthode permet de propagation existant dans un azimut donné.

En conclusion, à partir d'une station unique, il est possible d'analyser les conditions de propagation ionosphériques existant dans toutes les directions et pour des distances généralement de plusieurs milliers de Kilomètres.

2) - Sondage en contre haut. :

A partir des sondages verticaux on peut reconstituer le profil de l'ionisation en fonction de l'altitude, cela n'est possible qu'en dessous du maximum d'ionisation. Donc cette technique ne peut être utilisée pour l'étude de la partie supérieure de l'ionosphère. Il est indispensable de connaître un phénomène géophysique à l'échelle du globe et d'étudier ses caractéristiques dans l'espace (rôle de satellites équipés de sondeurs qui permettent d'observer en contre haut la partie supérieure de l'ionosphère) et dans le temps (rôle des instruments au sol).

VIRTUELLE

VI - DETERMINATION DE LA HAUTEUR REELLE A PARTIR DE LA HAUTEUR ~~REELLE~~ :

1) - Généralités. :

L'ionogramme enregistré à partir du sondage vertical donne la hauteur virtuelle de réflexion en fonction de la fréquence de plasma. Comme l'altitude à laquelle provient une onde, de fréquence donnée, dépend de la densité électronique au sommet de sa trajectoire, le problème de la répartition électronique est équivalent à celui de détermination des hauteurs réelles de réflexion. Ainsi le problème de la détermination du profil réel d'ionisation se ramène à ce qu'on appelle "l'inversion d'ionogramme" c'est à dire à la question mathématique : comment obtenir les courbes hauteurs réelles - fréquence à partir des courbes expérimentales hauteurs virtuelles - fréquence ?

2) - Relation entre la hauteur virtuelle et la hauteur réelle. :

On sait que la hauteur virtuelle est donnée par :

$$h' (f) = \frac{1}{2} c \tau (f) \quad (1)$$

où c : vitesse de la lumière.

h' : hauteur virtuelle de réflexion.

τ : temps parcouru par l'onde.

$$\text{on aura : } c = \frac{dh'}{dt}$$

Si h est la hauteur réelle de réflexion, la vitesse de groupe de l'onde dans un milieu ionisé sera : $v = \frac{dh}{dt}$

.../...

l'expression (1) s'écrivait en utilisant $\frac{c}{v} = \frac{dh''}{dh'}$

$$h' (f) = \int_0^{h(f)} \frac{c}{v} dh \quad (2)$$

$$\text{or } v = \frac{c}{\mu'} \quad (3)$$

où μ' : indice de réfraction de groupe donné par la formule de Rayleigh.

$$\mu' = \frac{d}{df} (\mu f) \quad (4)$$

μ : indice de réfraction de phase, donné par la théorie magnéto-ionique de Appleton Hartree, qui en négligeant l'effet de collisions s'écrit :

$$\mu = \left[1 - \frac{1}{2(1-x) \left[1 - \frac{yt^2}{4(1-x)^2} + y_L^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (5)$$

$$\text{où } x = \frac{f_N^2}{f^2} ; y = \frac{f_H}{f} ; y_T = y \cos \theta ; y_L = y \sin \theta$$

f_N : fréquence de plasma, f_N (MHZ) = $8,98 \cdot 10^{-6} (N(\text{cm}^{-3}))^{\frac{1}{2}}$

f_H : $\frac{eB}{m}$: gyrofréquence, f_H (MHZ) = $2,7993 B$ (Gauss)

f : fréquence de l'onde.

θ : angle d'inclinaison magnétique

N : densité électronique.

B : intensité de l'induction magnétique.

m : masse de l'électron

e : charge élémentaire

Compte tenu des équations (2), (3), (4), et (5), la relation entre hauteur virtuelle de réflexion $h' (f)$ et la hauteur réelle $h(f)$ peut s'exprimer par l'équation intégrale suivante :

$$h' (f) = \int_0^{h(f)} \frac{1}{\mu' (f, f_N, f_H, \theta)} dh \quad (6)$$

Le problème de la détermination de la hauteur réelle $h (f)$ à partir de la hauteur $h' (f)$, mesurable sur un ionogramme consiste à effectuer l'inversion de cette équation intégrale.

3) - Méthodes utilisées. :

De nombreuses méthodes pour effectuer cette transformation ont été proposées, parmi lesquelles les premières (Booker H.G et Seaton S.L, 1940, Ratcliffe J.A 1951), ne tiennent pas compte de l'influence du champ magnétique.

Ces méthodes se classent en deux groupes : le premier suppose un profil d'ionisation ayant une forme donnée, le plus souvent parabolique, permettant la détermination des paramètres de la répartition électronique tels que l'épaisseur de couche et la hauteur du maximum d'ionisation, le second ne tenant pas compte de cette hypothèse semble être le plus réaliste.

3.1 - Méthode de Lamination. :

Cette méthode proposée par K.G Budden (1954), a donné de nombreuses variantes.

Cette méthode suppose que la variation de la fréquence de plasma avec l'altitude est monotone, et que, dans un petit intervalle de hauteur; elle est linéaire.

Alors l'équation (6) est remplacée par une sommation discrète sur un grand nombre de couches fines.

Les critiques les plus sérieuses qu'on fait à cette méthode sont les suivantes. :

* le profil d'ionisation ne varie pas de façon monotone puisqu'il existe toujours au dessus du maximum de la couche E, une densité électronique qui diminue pour augmenter à nouveau dans la couche F. Cette zone ionisée appelée "vallée" est plus ou moins prononcée.

* La lecture des hauteurs virtuelles à des intervalles de fréquence réguliers, ne permet pas de connaître les hauteurs réelles jusqu'au maximum d'ionisation de la couche F.

3.2 - Méthodes de Routine. :

Soit à déterminer par exemple la hauteur réelle de réflexion à la fréquence de plasma f_N . On procède de la façon suivante :

.../...

* On selectionne 10 échantillons de fréquences (méthode des points) f_1, f_2, \dots, f_{10} sur un ionogramme et on utilisant soit les coefficients de kelso et qui correspondent aux rapports $f_1/f_N, f_2/f_N, \dots, f_{10}/f_N$, permettant ainsi la détermination privilégiées : f_1, f_2, \dots, f_{10} à partir de la fréquence de plasma f_N .

-* On mesure graphiquement les hauteurs virtuelles : $h'_1, h'_2, \dots, h'_{10}$, correspondant respectivement aux fréquences : f_1, f_2, \dots, f_{10} ainsi sélectionnées

La méthode consiste à remplacer l'inversion de l'équation intégrale (6) par une moyenne arithmétique : c'est à dire que la hauteur réelle h à la fréquence de plasma f_N s'écrit ;

$$h(f_N) = \frac{1}{10} (h'_1 + h'_2 + \dots + h'_{10}) \quad (7)$$

Les coefficients établis par Kelso, représentés par le tableau ci-contre, ne tiennent pas compte de l'influence du champ magnétique terrestre, par conséquent il sont applicables pour toutes les stations du globe bien que moins précis.

f_1/f_N	f_2/f_N	f_3/f_N	f_4/f_N	f_5/f_N	f_6/f_N	f_7/f_N	f_8/f_N	f_9/f_N	f_{10}/f_N
10,997	10,972	10,924	10,853	10,760	10,649	10,523	10,383	10,233	10,070

La méthode des dix points est une technique commode et simple ne nécessitant pas de grands moyens de calcul, c'est la raison pour laquelle elle est devenue une méthode de routine largement utilisée dans les stations.

Elle présente toutefois quelques sources d'erreurs. En effet, les dernières basses fréquences (f_7, f_8, f_9, f_{10}) sont rarement mesurables directement sur l'ionogramme, d'où la nécessité d'extrapoler le bas de la trace bien au dessous de la limite inférieure de la gamme de l'ionosonde. De plus, elle ne tient pas compte de la vallée entre la couche E et la couche F.

3.3 - Méthode Polynomiale de Ttithridge. :

Cette méthode est appelée méthode pas à pas.

Soit h_i la hauteur réelle correspondant à la fréquence f_i , on considère la fréquence $f_i - 1$ et $f_i + 1$, on extrapole l'ionogramme par une courbe et on essaye de déterminer les coefficients.

Cette analyse se fait en utilisant des programmes au moyen d'ordinateurs.

CHAPITRE II

*** - CARACTERISTIQUES GENERALES D'UN SONDEUR - ***

I - INTRODUCTION

Les sondages ont pour but de localiser les couches ionosphériques. Ils se font à la verticale et à des intervalles de temps réguliers. Un sondage s'effectue à l'aide d'un sondeur. On établit une relation entre la hauteur virtuelle des couches et la fréquence de transmission : $H = 1/2c (f)$. L'émetteur utilise une technique à impulsions et couvre une bande de fréquence comprise entre 1 et 22,6 MHz, les échos reçus sont détectés par un récepteur accordé automatiquement à la même fréquence que l'émetteur. Ces échos subissent ensuite un traitement destiné à supprimer le bruit et **les interférences** susceptibles de les accompagner, avant d'être appliqués à un tube cathodique ce dernier est pourvu de 2 axes. Les hauteurs virtuelles en ordonnées et les fréquences en abscisse. A noter que l'échelle de fréquences est logarithmique. L'écho pour chaque impulsion émise est photographié automatiquement par une caméra. La figure obtenue constitue un ionogramme. A partir de ces ionogrammes les données nécessaires de l'ionosphère sont obtenues, pour être utilisées dans les prévisions et la recherche.

On parle d'hauteur virtuelle, car on suppose que les signaux émis se font à la vitesse de la lumière, ce qui n'est pas vrai.

Il est à noter aussi que les pulses d'émission se font à des intervalles de temps bien déterminés :

Après chaque impulsion émise, il faut permettre à l'écho de revenir, pour émettre ensuite la deuxième impulsion. L'intervalle séparant deux émissions consécutives est fonction de la hauteur à laquelle on veut sonder.

.../...

II - DESCRIPTION GENERALE :

L'appareil utilise un synthétiseur de fréquence. La programmation, les commandes, le contrôle, l'affichage et le traitement du signal emploient des techniques numériques.

L'appareil travaille en balayage de fréquence les différentes parties, du sondeur sont :

- L'émetteur.
- Le récepteur.
- Le synthétiseur de fréquence.
- L'horloge et contrôle.
- Traitement du signal.
- Enregistreur.
- Contrôleur.
- Caméra.
- Alimentation.

La puissance crête de sortie d'émission est de l'ordre de 5 KW.

Le synthétiseur de fréquence couvre la bande de 1 MH à 22,6 MHz en 576 pas de fréquences logarithmiques. Un cycle de sondage dure 20 secondes et l'excursion complète de la gamme de fréquences se fait en 12 secondes.

Un groupe d'interrupteurs, placé sur la face avant du sondeur, permet de sélectionner manuellement l'un des 576 pas de fréquences et de les visionner sur le scope "MONITOR" en position "SCAN".

On peut procéder à 4 programmes différents :

- Toutes les 15 mn (programme normal).
- Toutes les 05 mn.
- Toutes les minutes.
- Trois (03) sondages par mn en position "CONTINUOUS"

Une carte avec micro-processeur "PRESET PROGRAMM BOARD" permet de faire varier ces programmes au cours d'une période de 24 heures.

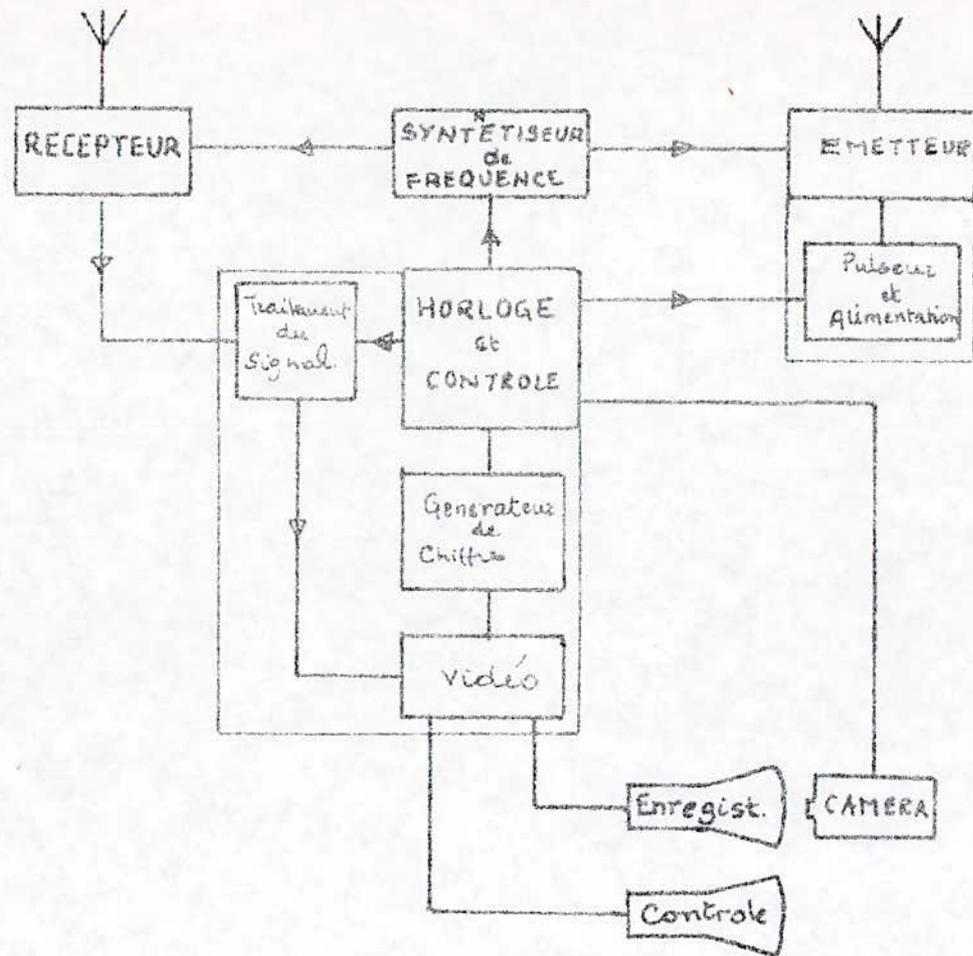


Schéma synoptique
du sondeur ionosphérique

1. Réception des signaux
 2. Traitement des signaux
 3. Génération des signaux
 4. Contrôle et enregistrement

Toutes les fonctions de commande et de contrôle sont pilotées par un quatre qui sert aussi à commander l'affichage de l'heure, de date, sur les afficheurs Huit (08) segments des deux (02) tubes cathodiques. Le traitement du signal permet à la réception de supprimer sur l'ionogramme le bruit et les interférences provenant des émissions H.F.

L'ionogramme est enregistré sur un film 16 mm. La consommation est de 750 mm de film par jour à raison d'un sondage tous les 1/4 heures (quart d'heure).

L'appareil consomme environ 100W. En cas de panne de courant, deux (02) batteries de 40 l/h de durée 10 heures sont prévues. Un chargeur incorporé permet de les maintenir en charge.

1 - PRESENTATION DE L'IONOGRAMME :

L'ionogramme est transmis lentement, Le balayage se fait lentement de haut sur l'écran.

C'est le principe du balayage ligne en TV. L'analyse se fait de 0 à 800 Km de gauche à droite tout en augmentant la fréquence.

L'obturateur de la caméra reste ouvert et le film immobile pendant toute l'écriture de l'ionogramme y compris l'affichage et l'échelle des hauteurs et fréquences. Le film avance quand l'obturateur se ferme.

2 - SUPPRESSION DU BRUIT :

Les bruits parasites et l'électricité statiques ne se produisent pas à des intervalles régulières aussi pour les supprimer on utilise le procédé suivants. A chaque fréquence, on émet trois impulsions.

Les premiers échos et bruits détectés sont mis en mémoire dans un registre et sont ensuite avec les échos et bruits détectés de la 2ème impulsion.

Les échos dominants, qui coïncident sont réunis dans un registre où ils sont comparés avec les échos de la 3ème impulsion émise.

A la fin de ces comparaisons, les échos à coïncidences véritables échos, sont pratiquement les seuls à rester et à être enregistrés sur l'écran.

.../...

3 - AFFICHAGE & L'ECHELLE :

L'affichage est produit par des chiffres Huit (08) segments.

- 04 Afficheurs sont utilisés pour l'identification.
- 02 Afficheurs pour l'année.
- 03 Afficheurs pour le jour.
- 04 pour l'heure et les minutes.

L'axe des hauteurs va de 0 à 800 Kms, on y trouve Huit (08) marqueurs (distance de 100 Kms.

Les marqueurs de fréquences sont faites à partir de diviseurs. Elles ont lieu des intervalles réguliers allant de 1 MHz à 22,6 MHz, 1, 1,4, ; 2,3 ; 4 ; 5,6 ; 8,0 11,3 ; 16,0 et 22,6 MHz.

4 - GENERATEUR DE FREQUENCE :

Les fréquences sont générées par un synthétiseur de fréquences qui est piloté par un nombre binaire de 10 bits qui incrémente progressivement et logarithmement les 576 pas de fréquences.

Les fréquences sont choisies manuellement à l'aide d'interrupteurs accessibles sur la face avant du sondeur.

Le synthétiseur à une sortie qui va l'émission et une autre au premier changement de fréquence du récepteur.

5 - LE RECEPTEUR :

Le récepteur à trois changements de fréquences, on a 3 Fc à savoir ; 70 MHz, 10,7 MHz et 1,6 MHz. La bande KH2 du récepteur est obtenue dans le dernier étage MF (1,6 MHz) ou la bande passante est de 25 KHZ. Des circuits L-C permettent d'obtenir cette bande passante étroite et selectrive.

Le gain du récepteur est d'environ 90 dB. Deux mélangeurs à diodes sont utilisés à cause de leurs caractéristiques et parce qu'ils réduisent la réception de parasites.

.../...

Le signal passe par un filtre passe bande.

Les signaux arrivant de l'antenne sont directement appliqués au premier mélangeur/

Une sortie du récepteur " SCAN " permet de visualiser sous forme logarithmique les échos sur le scope de contrôle "MONITOR".

6 - L'EMETTEUR :

L'emetteur emploie un ampli à large bande pour commander l'ampli de puissance qui comprend quatre (04) tubes utilisés en TV. Ces tubes ont besoin de 1500V pour leurs anodes et leurs écrans reçoivent des impulsions de 40 μ s - 500V. La puissance est de 5 KW.

7 - LES ANTENNES :

On utilise deux (02) antennes delta l'une pour l'émission, l'autre pour la réception.

Ces deux (02) sont disposées de façon orthogonale pour réduire le couplage entre elles. De plus, elles sont montées sur un seul mât. On a inséré en série une résistance de 600 Ω au sommet de l'antenne afin d'avoir un rayonnement essentiellement vertical.

L'alimentation du delta se fait au milieu de sa base. Au point d'alimentation, l'impédance de l'antenne est de 800 Ω , et comme les entrées de l'émetteur et du récepteur se font en 50 Ω à l'aide de deux (02) coaxiaux, un transformateur permet de passer de 800 Ω à 50 Ω .

.../...

8 - LES TUBES CATHODIQUES :

Les deux (02) tubes cathodiques " MAIN " et " MONITOR " sont identiques le tube " MAIN " est tourné de 90° par rapport à l'autre tube pour que l'ionogramme soit correctement orienté sur le film. Les deux (02) tubes sont indépendants.

Le tube "MAIN" à sept (07) fonctions et le tube "MONITOR" en à dix (10)

Les Sept (07) Fets communes sont :

- * SETUP : Apparition d'une grille permettant de régler l'intensité le focus... ainsi que l'objectif de la caméra.
- * PRESET : Les programmes de sondage choisis sur la carte "PRESET Programme BOORD" commande le sondeur.
- * SINGLE : Permet le démarrage de sondage et d'avoir un seul sondage.
- * 15 MIN : Sondage automatique tous les 1/4 h (quart d'heure).
- * 05 MN : Sondage automatique tous les 5 Min.
- * 01 MIN : Sondage automatique tous les Min.
- * CONT : Sondage continue : 03 Sondages/Min.

Voici les trois (03) fets propres au " MONITOR "

- N1 : Indication numérique (la date et l'heure sont visualisées sur l'écran de contrôle.
- AS SCAN : On visualise sur l'écran les échos reçus.
- P.P. SET : Permet d'observer les programmes de sondages choisis sur la carte " PROGRAMME PRESET BOARD".

../..

A. - L'HORLOGE.

I. - INTRODUCTION. :

L'horloge constitue la partie essentielle du sondeur. Elle commande la quasi-totalité des opérations du sondeur à savoir, la programmation, le traitement du signal, le contrôle, l'enregistrement, l'émetteur, la commande de la caméra et enfin le synthétiseur de fréquence.

II. - CONSTITUTION. :

L'horloge se divise en trois parties principales :

- La partie : "oscillateur pilote/Diviseur"
- La partie : "horloge opérationnelle".
- La partie : "chronomètre"

III. - ETUDE DES DIFFERENTS BLOCS. :

1°) - Oscillateur pilote/diviseur. :

L'oscillateur pilote est un oscillateur à quartz qui oscille sur 6144 KHZ. Cette fréquence est ensuite divisée par 64, fournissant ainsi une fréquence de 96 KHZ aux "diviseurs primaires et secondaires" de l'horloge opérationnelle. Il est à noter qu'une sortie du diviseur, donnant des pulses de 1,3 s de large, est utilisée pour la mémoire de la partie "traitement du signal". Cette partie est étudiée dans la section E.

2°) - L'horloge opérationnelle. :

On distingue ici.

a) - Les diviseurs primaires et secondaires. :

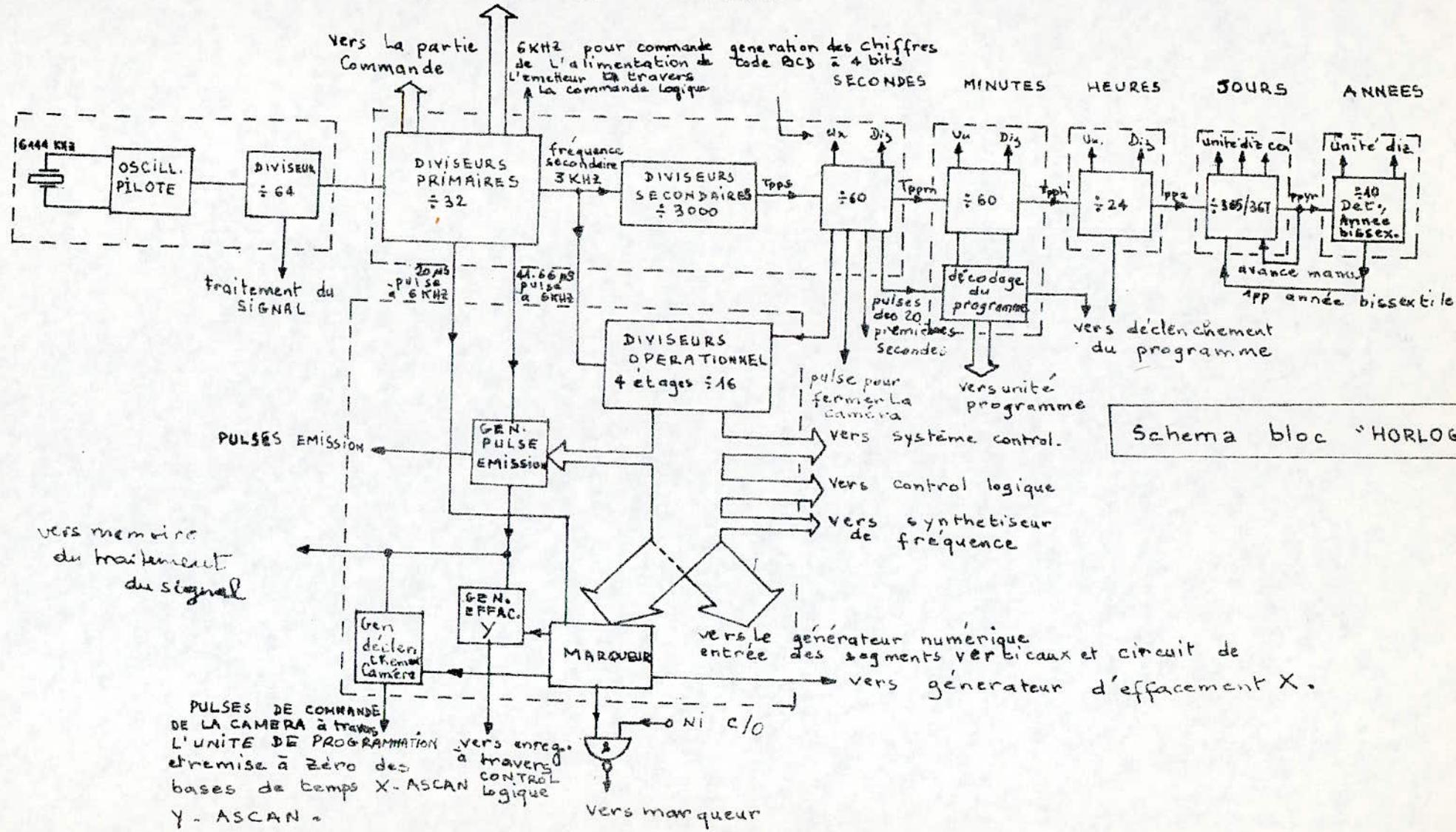
La fréquence 96 KHZ, issue du bloc "oscillateur pilote/diviseur" est appelée "fréquence primaire". Cette fréquence 96 KHZ est divisée par 32 à l'aide des "diviseurs primaires", fournissant de la sorte une fréquence de 3 KHZ aux "diviseurs secondaires" la fréquence 3 KHZ est appelée "fréquence secondaire". Cette dernière est à son tour divisée par 3000, par le biais des "diviseurs secondaires". Il en résulte une impulsion par seconde (1pps), impulsion qui sert à faire démarrer l'étage "chronomètre".

OSCILLATEUR PILOTE - DIVISEURS

HORLOGE OPERATIONNELLE

CHRONOMETRE

vers le generateur numerique
entree des segments horizontaux



La "fréquence secondaire" (3KHZ), issue des "diviseurs primaires" commande également l'étage "diviseurs opérationnels".

Les autres sorties des "diviseurs primaires" sont :

- * - Une sortie pour la circuiterie de génération des chiffres.
- * - L'impulsion de remise à zéro de la base de temps Y de la partie "Indication numérique".
- * - Une sortie pour générer des pulses d'effacement pour la grille de réglage des "écrans" (scopes).
- * - Une sortie pour l'obtention des impulsions de 41,66 us à 6 KHZ pour le générateur d'impulsions à l'émission.
- * - Une sortie pour obtenir des impulsions de 20,83 us à 6 KHZ pour le "Marqueur".

b) - Les diviseurs opérationnels. :

Ces diviseurs fournissent seize (16) sorties par l'intermédiaire de quatre (4) compteurs reliés entre eux.

La remise à zéro de ces derniers se fait toutes les 20 secondes (période de sondage), par une sortie des "diviseurs de secondes".

Les seize sorties sont notées dans l'ordre, et chacune d'elle à une période double de la précédente. La période de chaque sortie (entre deux (2) fronts de descente) est inscrite dans le tableau suivant. :

F ₁ :	666 μs	F ₉ :	170,666 ms
F ₂ :	1,333 ms	F ₁₀ :	341,333 ms
F ₃ :	2,666 ms	F ₁₁ :	682,666 ms
F ₄ :	5,333 ms	F ₁₂ :	1,3653 s
F ₅ :	10,666 ms	F ₁₃ :	2,7306 s
F ₆ :	21,333 ms	F ₁₄ :	5,4613 s
F ₇ :	42,666 ms	F ₁₅ :	11,9226 s
F ₈ :	85,333 ms	F ₁₆ :	21,8453 s

La période d'entrée est de 333 μs à 3 KHZ et provient de la sortie des "diviseurs primaires".

Les seize sorties sont inversées et, constituées en quatre (4) groupes, elles commandent les circuits extérieurs :

Les sorties sont utilisées pour commander les parties du circuit de génération des chiffres pour constituer les parties du marqueur et, en particulier, un code binaire à quatre (4) bits, nécessaire pour la commande des circuits de commande et de mesure.

* - Sorties \overline{F}_1 à \overline{F}_{14} incluse :

Ces sorties sont utilisées par une partie du circuit de génération des chiffres pour commuter les sorties du chronomètre et en déduire un code BCD à quatre (4Q°bits nécessaire à la génération des segments horizontaux des chiffres.

* - Sorties \overline{F}_1 à \overline{F}_5 incluse.

Ces sorties commandent une partie du système de contrôle et du système de traitement.

* - Sorties \overline{F}_7 à \overline{F}_{16} incluse :

Ces dix (10) sorties forment un nombre binaire de 10 bits qui sert à contrôler et à commander le fonctionnement du synthétiseur.

* - Sorties \overline{F}_{13} à \overline{F}_{16} incluse :

Ces sorties vont au contrôle logique ou logique de commande. De plus \overline{F}_8 sert à corriger le balayage du tube cathodique durant l'affichage.

c) - Sorties supplémentaires et autres circuits. :

L'horloge permet d'obtenir d'autres sorties par l'intermédiaire des circuits suivants :

--- Le Marqueur : Il émet des impulsions permettant d'éclairer la trace de l'écran au moment voulu pour obtenir une échelle de hauteur et de fréquence sur l'ionogramme. Une des sorties du "Marqueur" fournit des impulsions pour le générateur (x blank) et ce afin d'effacer les traces entre les balayages X.

--- Le générateur d'impulsions d'émission. : Ce "générateur génère des impulsions de 41,66 us de niveau TTL pour l'émetteur. En fait on a un groupe de 3 impulsions de 41,66 us de large, séparées par des intervalles de 5,33ms. Ces impulsions sont suivies d'un intervalle de 10,66 ms.

Notons qu'il n'y a pas d'émission durant les premières 5,33ms de chaque séquence d'émission de 21,33ms.

La procédure est expliquée dans la partie traitement du signal. Le générateur permet également d'avoir une sortie qui commande le fonctionnement du circuit de traitement du signal.

--- Le générateur "Y - Blank" : Il fournit un pulse à la logique de commande, qui renforce la luminosité de l'écran durant les premières 5,333ms pendant le balayage Y de l'ionogramme (6ms) et efface la trace entre les balayages.

--- Le générateur de commande de la caméra : La caméra est équipée d'un moteur commandé par une impulsion qui est à zéro pendant 18 secondes et à un (1) pendant 2 secondes. Une plaque réfléchissante placée sur l'obturateur rotatif commande deux (2) cellules qui servent à ouvrir ou à fermer l'obturateur.

Le fonctionnement de la caméra est décrit plus loin.

--- Circuits de remise à zéro pour les deux tubes cathodique : Ils donnent des pulses d'effacement "X" et "Y" pour les deux tubes.

3°) - Le chronomètre. :

Cette partie dérive 5 sorties codées en binaire pour l'affichage de la date et de l'heure. Elle fournit également des sorties pour l'ensemble des sorties de programmation du système de commande et effectue une remise à zéro des diviseurs de l'horloge toutes les 20 secondes. De plus, elle génère une impulsion pour fermer l'obturateur de la caméra à la fin de chaque sondage. Le circuit chronomètre se compose de 5 diviseurs reliés en chaîne :

- Diviseur de secondes (le 1er. de la chaîne)
- Diviseur de minutes
- Diviseur d'heure
- Diviseur de jour
- Diviseur d'année.

La chaîne de diviseur est commandée par la sortie "un pulse par seconde" provenant des diviseurs secondaires.

Chaque diviseur du chronomètre produit un groupe de chiffres BCD à quatre (4) bits, représentant la date, l'heure et le numéro du sondeur.

Les chiffres de chaque nombre sont multiplexés sur quatre lignes de sortie commune à chaque groupe de diviseurs.

Les chiffres sont alors inscrits sur l'écran en commençant par les chiffres des dizaines, puis des unités, sauf pour les jours où le chiffre des centaines est inscrit en premier, puisqu'il s'agit d'un nombre à 3 chiffres. Le numéro de modèle et de série de sondeur sont également multipléxés sur les 4 lignes de sorties communes. Ils apparaissent sur l'ionogramme avant la date et l'heure. Pour l'affichage sur "l'écran de contrôle", le numéro de série est remplacé par les secondes du chronomètre.

a) - Diviseurs de secondes. :

Ces diviseurs constitue le premier étage des diviseurs du chronomètre. C'est un diviseur par 60 générant ainsi une impulsion par minute à partir de "une (1) impulsion par seconde" que lui fournissent "les diviseurs secondaires".

Un interrupteur est prévu pour régler les diviseurs de seconde sur une heure donnée. La remise à zéro est aussi assurée par un interrupteur.

Sorties auxilliaires des diviseurs de secondes. :

Elles sont au nombre de trois (3).

* - Une sortie qui est à un "1" pendant les 20 premières secondes de chaque minute. Cette sortie est reliée au circuit de décodage de programme des diviseurs de minutes, on l'appelle l'impulsion des "20 premières secondes".

* - Une sortie qui passe à un "1" entre la 18^{ème} et la 20^{ème} seconde de chaque groupe de vingt secondes. Cette impulsion permet de commander le fonctionnement du moteur de la caméra et de l'obturateur à la fin de chaque sondage programmé. Elle va à l'unité de programme.

* - Une sortie qui permet d'obtenir une impulsion de 2 secondes au début de chaque séquence de 20 secondes. Cette impulsion permet la remise à zéro des "Diviseurs Opérationnels". Chaque période de 20 secondes est appelée "période de sondage", puisque l'ionosonde peut fonctionner pendant ces périodes, cependant si un sondage est initialisé, l'émission et l'enregistrement ne débutent qu'après les 2 premières secondes d'une période de 20 secondes.

b) - Diviseurs de minutes. :

La sortie "une impulsion par minute" venant des "diviseurs de secondes" est divisée par 60 pour donner "une impulsion par heure" aux "diviseurs d'heure". Ces diviseurs sont remis à zéro après 60 minutes.

c) - Diviseurs des heures. :

Ces diviseurs assurent une division par 24. Ils fournissent ainsi aux diviseurs d'années "une impulsion par jour" à partir de "une (1) impulsion par heure" qui provient des diviseurs de minute.

La remise à zéro se fait toutes les 24 heures.

d) - Diviseurs de jours. :

Ce circuit contient 3 diviseurs qui donne les unités, les dizaines et centaines de jours.

Il produit donc un nombre de 3 chiffres pour chaque jour de l'année.

On commence par 000 pour le 1^{er} Janvier et on finit le 31 Décembre, excepté pour les années bissextiles qui ont 366 jours. L'ensemble des diviseurs est remis à "000" au début du 366^{ème} pulse de chaque année et du 367^{ème} de chaque année bissextile.

e) - Diviseurs d'années. :

La sortie des diviseurs de jours produit "un pulse par an" qui entre dans le diviseur d'année : ce diviseur est une décade.

4°) - Circuit d'avance manuelle. :

Ce circuit est relié à tous les étages du chronomètre permettant par l'action d'un interrupteur ou bouton poussoir S_1 d'avancer les chiffres.

En appuyant sur S_1 on ajoute un pulse supplémentaire dans le train d'impulsion qui va vers chacun des diviseurs. Ainsi une avance d'une unité s'opère.

IV/ - MULTIPLEXAGE DE LA SORTIE DES DIVISEURS DU CHRONOMETRE. :

Chaque étage du chronomètre possède une sortie à 4 bits BCD indiquant la date, le temps...

Ces sorties sont multiplexées successivement sur quatre voies pour aller à l'entrée du "Générateur Numérique". Ceci se fait, pour chaque étage du chronomètre.

Les sorties des diviseurs de dizaines sont commandées par une ligne appelée "Enable Tens".

De même les sorties des diviseurs d'unité sont commandées par "l'Enable Units". A leurs tour "l'Enable Tens" et "l'Enable Unit" sont commandées par "l'Enable Output" qui est fourni par le "générateur de commutation" lorsque l'on ne peut pas d'un nombre en provenance de l'un des étages du chrono "l'Enable Output" est maintenue à l'état bas et on aura rien sur les sorties du circuit de multiplexage.

Par contre si on veut enregistrer un chiffre, le "générateur de commutation" choisit ce chiffre en mettant à l'état haut, au moment voulu, "l'Enable Output" de l'étage choisi. On va d'abord choisir le chiffre des dizaines, aussi le "générateur de commutation" fait passer l'entrée "Enable Tens" de l'étage choisi par "l'Enable Output" à l'état haut. Ainsi le chiffre corde B,C,D venant de l'un des diviseurs du chrono. Apparaît les sorties du circuit du multiplexage et le "générateur Numérique" fait alors enregistrer ce chiffre.

Après l'enregistrement du chiffre des dizaines, le "générateur de commutation" fait passer l'entrée "Enable Unit" à l'état haut et l'entrée "Enable Tens" à l'état bas. Le chiffre des unités va alors aux sorties (elles sont 4) de la même manière que le chiffre des dizaines. A leurs tour "l'Enable Tens" et "l'Enable Unit" Quand le chiffre provenant de l'un des étages du chrono a été enregistré, le "générateur de commutation" fait passer l'entrée "Enable Output" de cet étage à l'état bas et choisit l'étage suivant.

V. - CIRCUIT DE DECODAGE DES PROGRAMMES. :

Les pulses employés pour programmer le fonctionnement du sondeur ont une durée de 20 secondes à des intervalles de 1, 5 et 15 minutes.

C'est le circuit de décodage des programmes qui permet à partir du pulse "20 premières secondes" provenant des "diviseurs de secondes", de fournir suivant le programme choisi.

- un pulse de 20 secondes toutes les 15 minutes.
- un pulse de 20 secondes toutes les 5 minutes.
- un pulse de 20 secondes toutes les 1 minute

Après l'enregistrement du chiffre des dizaines, le "générateur de commutation" fait passer l'entrée "Enable Unit" à l'état haut et l'entrée "Enable Tens" à l'état bas. Le chiffre des unités va alors aux sorties (elles sont 4) de la même manière que le chiffre des dizaines. A leurs tour "l'Enable Tens" et "l'Enable Unit" Quand le chiffre provenant de l'un des étages du chrono a été enregistré, le "générateur de commutation" fait passer l'entrée "Enable Output" de cet étage à l'état bas et choisit l'étage suivant.

B. 6 LE SYNTHETISEUR DE FREQUENCES.

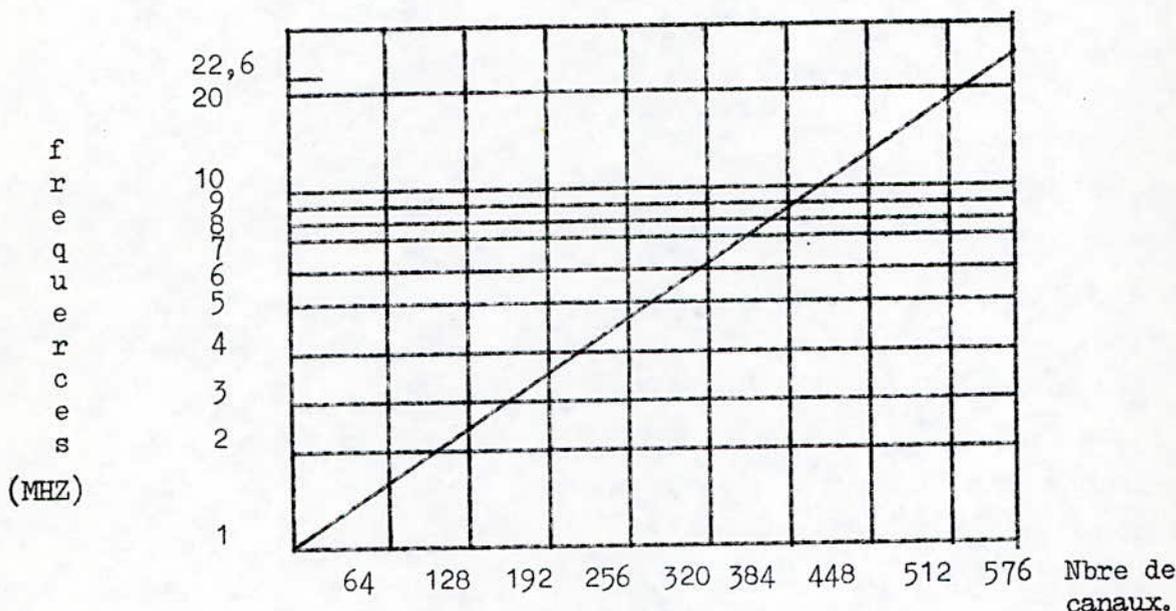
INTRODUCTION. :

Le rôle du synthétiseur est de fournir les fréquences nécessaires à l'émetteur et au récepteur du sondeur. Il génère 576 pas de fréquences logarithmique couvrant la bande de 1 MHz à 22,6 MHz. Un nombre binaire de 10 bits venant des diviseurs opérationnels permet l'exploration pas à pas des 576 canaux de fréquences durant un sondage.

Les fréquences étant logarithmiques, on a donc une échelle logarithmique de fréquence.

De plus, on peut choisir une seule des 576 fréquences à l'aide de 10 interrupteurs placés sur le panneau avant du sondeur.

La relation entre les fréquences et le nombre de canaux est donnée par le graphe ci-dessous. :



DESCRIPTION. :

Le VCO est un oscillateur qui couvre une bande de fréquence de 47 MHz à 69 MHz. La fréquence est contrôlée par la sortie du comparateur.

La sortie du VCO est également mélangée avec le 70 MHz d'un oscillateur à quartz pour produire la bande de fréquence émission qui commence à 1 MHz.

A la suite du mélangeur, on trouve un filtre qui élimine les signaux indésirables.

.../...

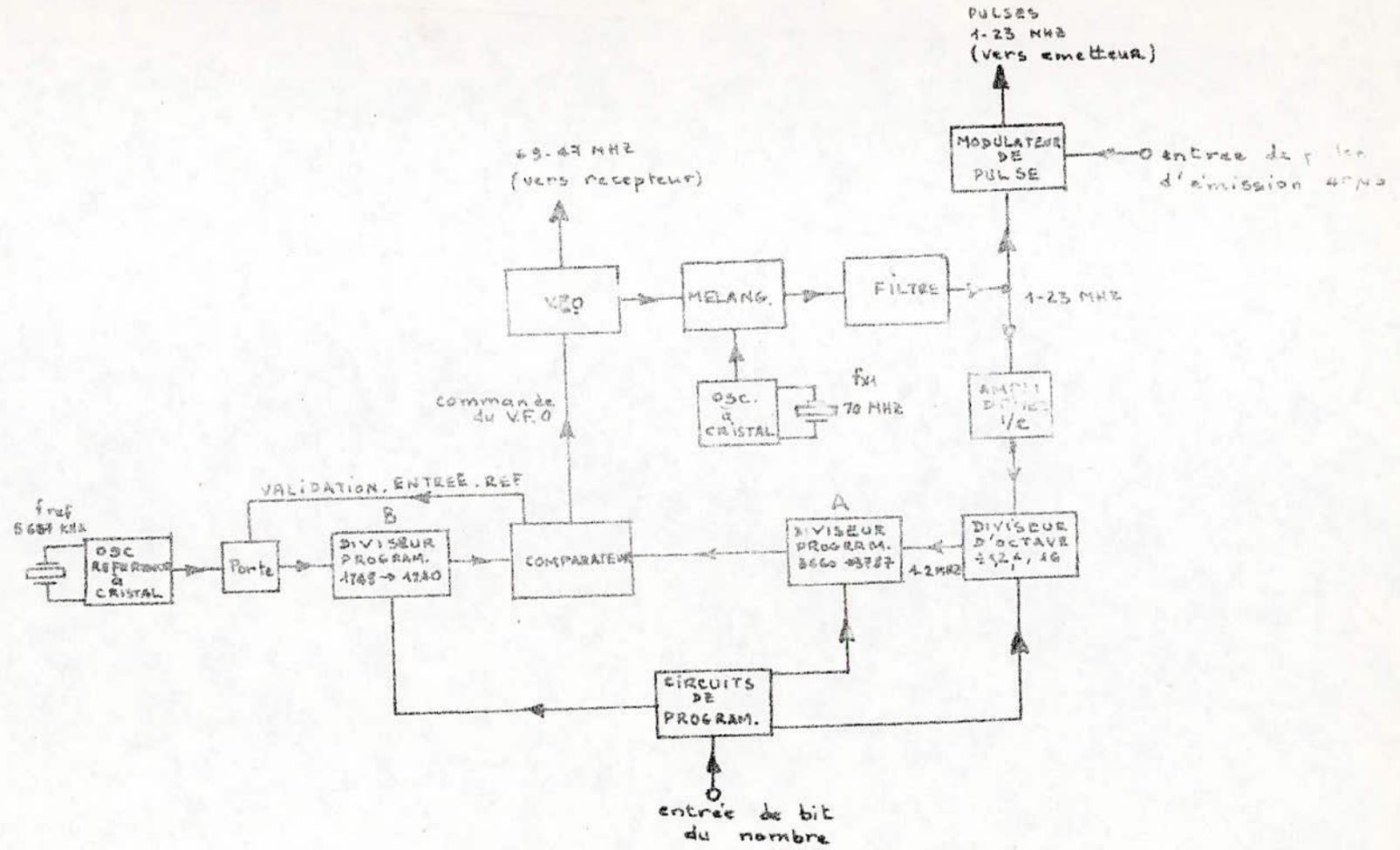


Schéma bloc du synthetiseur de fréquence

La bande de fréquence émission est modulée par un pulse de 40 μ s, avant l'entrée de l'émetteur.

Le système de contrôle permet d'effectuer un sondage complet de 1 à 23 MHz en 12,3 secondes.

Pendant ce temps, le VCO est passé de 69 MHz à 47 MHz et à la fin du sondage il revient à 69 MHz.

La sortie filtrée du mélangeur passe à travers un circuit qui convertit le signal à un niveau compatible avec la logique TTL de la sortie "selection digitale".

Cette "Section digitale" comprend :

- Un oscillateur à quartz donnant la fréquence de référence.
- Deux diviseurs programmables.
- Circuits de programmation de ces diviseurs.
- Un comparateur qui contrôle la fréquence du VCO.

Le réglage du VCO sur chaque canal se fait de la manière suivante :

La fréquence à transmettre (entre 1 MHz et 23 MHz) est divisée par un "diviseur d'octave" (IC 16). Ce diviseur assure une division par 1, 2, 4, 8 ou 16 suivant la bande de fréquence ou l'on désire sonder (c'est à dire 1 - 2 MHz, 2-4 MHz, 4-8 MHz, 8-16 MHz, 16-23 MHz). La sortie du "Diviseur d'octave" (IC6) est ensuite divisée par le diviseur programmable A (constitué de IC 9, IC 10 et IC 11) en un nombre compris entre 309 et 436, selon le canal demandé.

Au même moment, le diviseur programmable B (constitué de IC 13, IC14, IC 15) est réglé pour diviser la fréquence de référence par un nombre compris entre 1744 et 1236, selon le canal désiré. Chaque diviseur programmable contient 128 divisions qui produisent 128 canaux dans chacune des 5 bandes de fréquences (octave).

Si la fréquence du VCO est plus basse que la fréquence désirée, la fréquence émise sera trop élevée et le diviseur programmable A produira une impulsion avant le diviseur programmable B. Cette impulsion agira sur le comparateur (constitué de IC 17 à IC 24) et ce dernier fera monter en fréquences le VCO, jusqu'à ce que les impulsions de sortie des diviseurs programmables A et B coïncident.

Inversement si la fréquence du VCO est plus haute que la fréquence désirée, la fréquence émise sera trop basse et c'est le diviseur B qui produira une impulsion de sortie avant le diviseur A.

Le comparateur fera baisser la fréquence du VCO jusqu'à ce que les impulsions de sortie des diviseurs programmables A et B soient en coïncidence.

Dans chaque diviseur programmable, on change de division pour obtenir chaque canal de fréquence par un nombre binaire à 10 bits. Ce nombre est commandé soit par 10 interrupteurs situés sur le front avant du sondeur, pour un sondage sur une seule fréquence, soit par les sorties des "diviseurs opérationnels" pour un sondage normal.

"Le bit le moins significatif" de ces sorties, change toutes les 21,33 ms, incrémentant les diviseurs à chaque impulsion d'émission (toutes les 21,33 ms) ce qui fait que chaque balayage de l'ionogramme correspond à un canal de fréquence.

Le diviseur programmable A est un compteur en aval qui compte à partir d'un nombre compris entre 3660 et 3787 jusqu'à 4096. On obtient donc 128 divisions de 436 à 309.

Les circuits de programmation positionnent le diviseur à 3787 pour obtenir le premier canal de chaque octave (1-2 MHz, 2-4 MHz...) et décrémentent de 1 ce chiffre (3786, 3785 etc...) toutes les 21,33ms pour positionner les diviseurs pour les canaux suivants. :

Le compteur "A" qui démarre à 3787, fournit une impulsion de sortie lorsqu'il atteint 4096, divisant ainsi les pulses d'entrée (sortie IC 16) par la différence entre 3787 et 4096. Pour le premier canal, on a donc une division de 309 et pour le 128^{ième} canal une division de 436.

Le "diviseur programmable B" est un compteur en aval qui décompte jusqu'à zéro à partir d'un nombre compris entre 1744 et 1236. Le nombre choisi entre 1744 et 1236 sélectionne le diviseur. Comme on n'a besoin que de 128 diviseurs, le circuit de programmation incrémente de 4 ce nombre pour chaque canal.

Pour chaque octave (1-2 MHz, 2-4 MHz, ...) le diviseur pour le premier canal est 1744 et pour les canaux qui suivent ce sera 1736, 1732, 1728, ... jusqu'à 1236 quand il atteint zéro, le "diviseur B" fournit une impulsion de sortie.

.../...

LA SECTION DIGITALE. :

Cette section utilise des circuits intégrés TTL. Dix interrupteurs, à 2 positions S_1 à S_{10} montés sur la face avant du sondeur sont utilisés pour choisir le nombre binaire correspondant au canal voulu et ce pour effectuer un sondage sur une fréquence fixe. Chaque interrupteur est à 5 V (logique 1) en position haute et à la masse (logique 0) en position basse. De plus chaque interrupteur est relié à une entrée de IC_1 , IC_2 ou IC_3 .

Le nombre binaire à 10 bit qui sert à contrôler le synthétiseur durant le sondage, entre à travers les broches 15 à 25 chaque bit est relié à une entrée de IC_1 , IC_2 ou IC_3 .

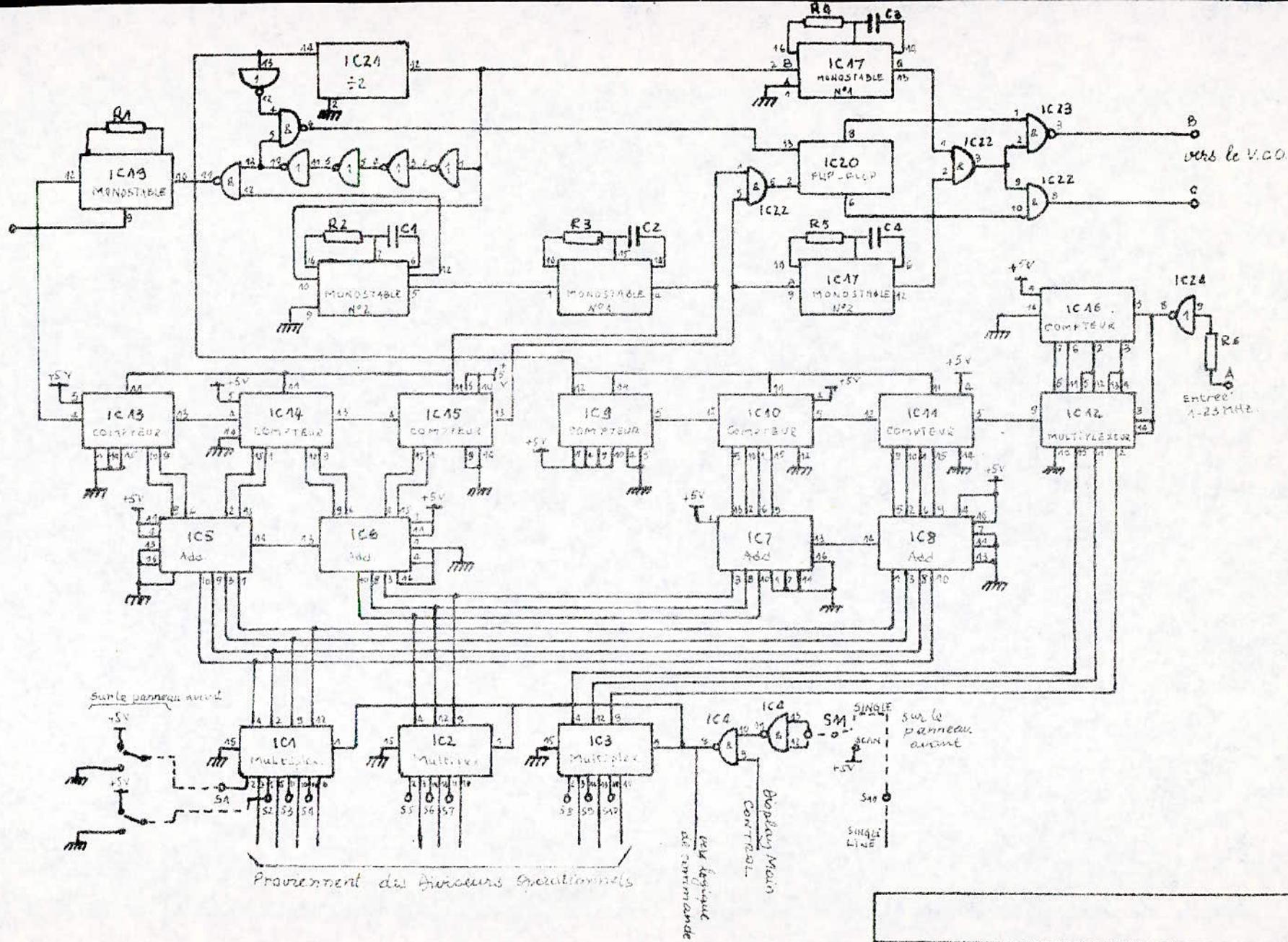
Les circuits intégrés IC_1 , IC_2 et IC_3 sont des multiplexeurs. Ils jouent ici le rôle d'interrupteurs.

Le niveau logique de l'entrée de selection (broche 1 de IC_1 , IC_2 et IC_3) est contrôlé par l'interrupteur S_{11} .

Quand cette entrée de selection est à 1, les entrées 3, 6, 10, et 13 sont reliées aux sorties 4, 7, 9 et 12 respectivement quand l'entrée de selection est à 0 les entrées 2, 5, 11 et 14 sont reliées aux sorties 4, 7, 9 et 12 respectivement. Il est à noter que les broches 5, 6 et 7 de IC_2 et IC_3 ne sont pas utilisées. Le fonctionnement de chaque circuit intégré est donné par le tableau suivant :

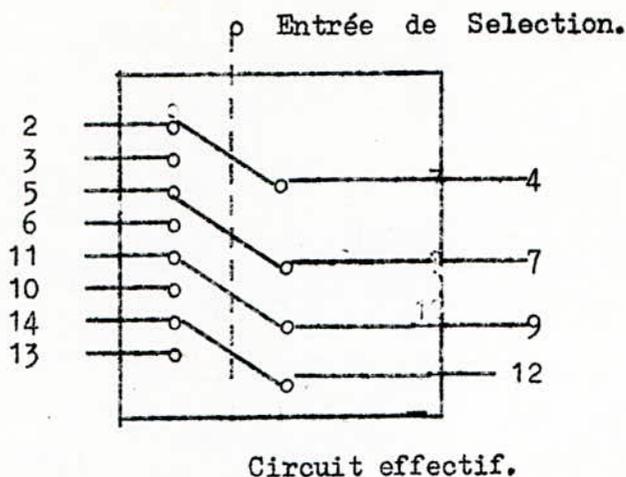
		E N T R E E S.								S O R T I E S.			
		Broche 2	Broche 5	Broche 11	Broche 14	Broche 3	Broche 6	Broche 10	Broche 13	Broche 4	Broche 7	Broche 9	Broche 12
IC_1		S_1	S_2	S_3	S_4	\bar{C}_{10}	\bar{D}_{10}	\bar{A}_{15}	\bar{B}_{15}	$S=1$	$S=1$	$S=1$	$S=1$
										$S=0$	$S=0$	$S=0$	$S=0$
IC_2		S_5	non utilisée	\bar{S}_7	\bar{S}_6	\bar{C}_{15}	non utilisée	\bar{A}_{19}	\bar{D}_{15}	S_1	S_2	S_3	S_4
										$S=1$	$S=1$	$S=1$	$S=1$
IC_3		S_8	non utilisée	S_{10}	S_9	\bar{B}_{19}	non utilisée	\bar{D}_{19}	\bar{C}_{19}	S_5	non utilisée	\bar{A}_{19}	\bar{D}_{19}
										$S=1$	$S=1$	$S=1$	$S=1$

Note: S= Broche - Entrée de Selection



SYNTHETISEUR DE FREQUENCE
d'un
1000000

Fig. 5. Entrée de sélection.



L'interrupteur S_{11} est monté sur le panneau avant du synthétiseur. En position haute "SF" pour une seule fréquence les interrupteurs S_1 à S_{10} sont en service et on peut en variant la combinaison de ces derniers choisir le canal de fréquence voulu.

En position basse "N" l'interrupteur S_{11} se trouve en position pour un fonctionnement normal du sondeur. La circuiterie qui permet la sélection d'un de ces deux modes fonctionne comme suit :

Deux portes NAND de IC_4 sont utilisées. L'une est utilisée comme un inverseur : ces 2 entrées groupées sont reliées à S_{11} . En position N, S_{11} est connecté à + 5 V mettant ainsi à 1 la sortie de la 2^{ème} porte, laquelle est reliée à l'entrée de sélection de IC_1 , IC_2 et IC_3 .

Quand S_{11} est en position SF, la sortie de cette 2^{ème} porte de IC_4 est à 0, donc l'entrée de sélection est aussi à zéro. Le mode choisi ainsi est le mode qui permet un sondage sur une seule fréquence IC_1 et IC_2 contrôlent les 7 premiers bits du nombre de contrôle vers IC_5 , IC_6 , IC_7 et IC_8 qui sont des additionneurs à 4 bits. IC_{13} sélectionne les 3 derniers bits restant vers IC_{12} qui lui fait partie du circuit "diviseur d'octave.

Entre des sondages programmés la voie "Main display control line" est à "1", le selecteur des multiplexeurs IC_1 , IC_2 et IC_3 est à zéro et le nombre binaire à 10 bits sélectionné par S_1 à S_{10} détermine la fréquence de sondage.

Quand un sondage est initialisé la voie "Main display control line" passe à zéro, le "sélectionneur" des multiplexeurs est à "1" et le synthétiseur fonctionnera normalement sur toute la gamme de fréquence.

.../....

LE DIVISEUR D'OCTAVE :

Ce diviseur est constitué de IC₁₆ qui est un compteur décompteur du type 74193. Il est utilisé ici en décompteur. La sortie 8 de IC₂₄ commande son entrée de décomptage (broche 5 de IC₁₆). Les 4 sorties de IC₁₆ sont : $\div 2$, $\div 4$, $\div 8$, $\div 16$. IC₁₂ opère comme un interrupteur à 8 positions (multiplexeur) suivant l'entrée de sélection à 3 bits (broche 15, 1 et 2) qui lui vient de IC₃ il sélectionne l'une de ses 8 entrées qui viennent des 4 sorties de IC₁₆. L'entrée de sélection change au début de chaque octave. La sortie de IC₁₂ se fait en 9.

Le tableau ci-dessous illustre la procédure.

ENTREES DE SELECTION				ENTREES DE DONNEES							SORTIE
(15)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(11)	(12)	(13)	(14)	9
1	1	1	-	-	-	-	-	-	-	*	Fin
0	1	1	-	-	-	-	-	-	*	-	Fin $\div 2$
1	0	1	-	-	-	-	-	*	-	-	Fin $\div 4$
0	0	1	-	-	-	-	*	-	-	-	Fin $\div 8$
1	1	0	-	-	-	*	-	-	-	-	Fin $\div 16$
0	1	0	-	-	*	-	-	-	-	-	Fin $\div 4$
1	0	0	-	*	-	-	-	-	-	-	Fin $\div 2$
0	0	0	*	-	-	-	-	-	-	-	Fin \div
/	/	/	fin	fin /2	fin /4	fin /16	fin /8	fin /4	fin /2	fin	

de IC₁₃

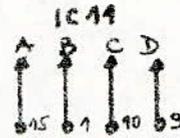
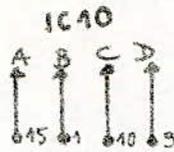
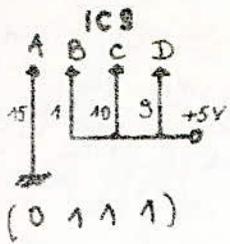
de IC₁₆

LE DIVISEUR PROGRAMMABLE A. :

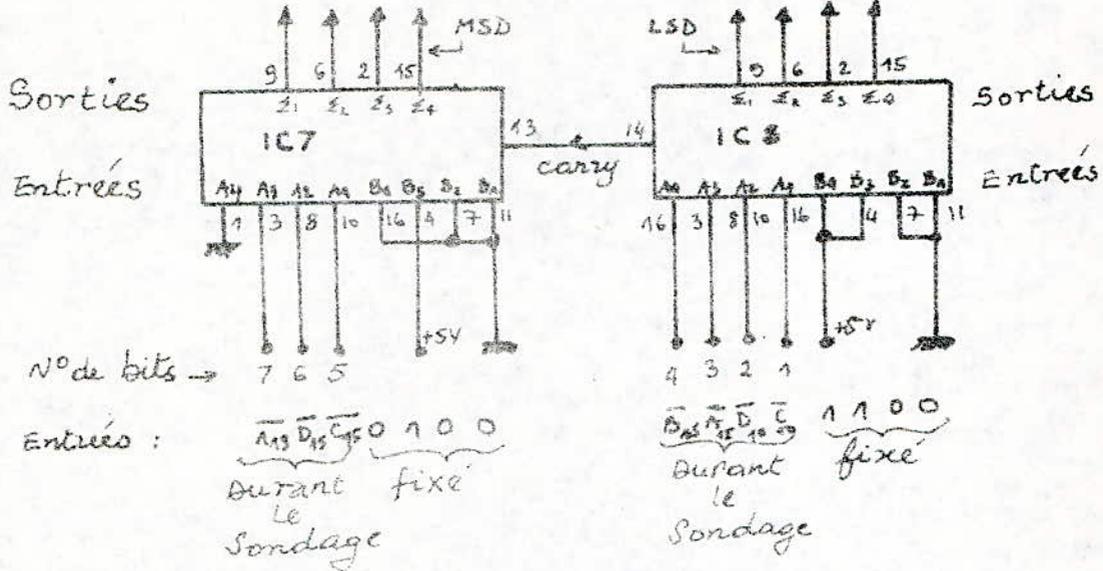
Ce diviseur est composé des circuits intégrés IC₉, IC₁₀, et IC₁₁. Ce sont des compteurs/décompteurs binaires du type 74193. Chaque compteur peut être réglé en un nombre compris entre 0 et 15 et peut donner 16 division.

Connectés ensemble, ils donnent un maximum de 4096 divisions. Il est à noter que ces diviseurs sont utilisés en décompteur.

.../...



Sorties ADD vers Entrées DIV.



Poids decimal de chaque bit	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048	Equivalent Decimal
IC8 IC7													
ENTREES A	1	1	1	1	1	1	1	0					127
ENTREES B	0	0	1	1	0	0	1	0					76
SORTIES ADD	1	1	0	1	0	0	1	1					203
IC11 IC10 IC9													
ENTREES DIVISEURS	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	3787
IC8 IC7													
ENTREES A	0	0	0	0	0	0	0	0					0
ENTREES B	0	0	1	1	0	0	1	0					76
SORTIES ADD	0	0	1	1	0	0	1	0					76
IC11 IC10 IC9													
ENTREES DIV.	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	3660

Fonctionnement du Diviseur Programmable A.

L'entrée de comptage de IC_{10} est entraînée par la sortie report ("carry") de IC_{11} . De la même manière l'entrée de IC_9 est entraînée par la sortie "report" de IC_{10} . Les entrées de chargements de chaque IC sont parallèles et sont connectées à la sortie report de IC_9 . Ainsi la chaîne des diviseurs est remise à zéro quand elle atteint le nombre 4096. Les entrées de IC_{10} et IC_{11} sont commandées par les sorties de deux additionneur à 8 bits.

Les 7 premiers bits du "nombre de contrôle" qui en contient 10 vont vers les entrées "A" de IC_7 et IC_8 . L'entrée A_4 de IC_7 est portée à la masse. Les entrées B de IC_7 et IC_8 sont connectées de telle façon qu'elles représentent l'équivalent binaire du nombre 76. Ainsi, le nombre 76 est additionné avec le nombre qui se présentera aux entrées "A".

La figure qui suit illustre, le fonctionnement de IC_7 et IC_8 , c'est à dire l'additionneur et son rôle pour la programmation de A.

Pour le premier canal de chaque bande de fréquence (octave), les 7 premiers bits du nombre de contrôle seront au niveau haut ("1"). Cela représentera l'équivalent binaire de 127 aux entrées "A" de IC_7 et IC_8 . Le nombre 76 qui est aux entrées B est alors additionné avec 127, ce qui réglera les deux premiers compteurs du diviseur programmable A à 203. Les entrées de IC_9 , dernier diviseur de la chaîne sont connectées de telle façon que la chaîne de diviseurs soit en permanence pré-réglée à 3584. Ainsi pour le premier canal de chaque octave, le diviseur programmable A sera positionné à $3584 + 203 = 3787$.

Quand les 7 premiers bits terminent leur cycle, ils seront alors au niveau 0. L'équivalent binaire de zéro se présentera aux entrées "A" et on aura à la sortie de l'additionneur le nombre 76. Ainsi donc pour le dernier canal de l'octave, la chaîne de diviseurs atteindra la position $3584 + 76 = 3660$.

Il faut noter que le diviseur programmable A s'incrémente de 1 chaque fois que le plus petit bit significatif de la sortie de l'additionneur change et ce durant le cycle du nombre de contrôle.

On conclut, on aura 128 divisions ($3787 - 3660$) de 0 à 127 donc 128 canaux pour chaque octave.

.../...

LE DIVISEUR PROGRAMMABLE. B. :

Ce diviseur est constitué des circuits intégrés IC₁₃, IC₁₄ et IC₁₅. Comme pour le diviseur programmable A, ce sont des compteurs/décompteurs binaires du type 74193, qui peuvent être positionnés en un nombre compris entre 0 et 15.

Les trois circuits intégrés sont reliés en décompteurs. Donc la sortie "retenue" () de IC₁₃ est reliée à l'entrée de décomptage de IC₁₄. Le circuit IC₁₅ est commandé de la même manière par IC₁₄. La chaîne commence à décompter à partir du nombre présent à ses entrées jusqu'à zéro.

Les entrées de la chaîne (i.e IC₁₃, IC₁₄, IC₁₅) sont commandées par les sorties de l'additionneur à 8 bits IC₅/IC₆. Les 7 premiers bits du nombre de contrôle qui commandaient les entrées "1" du diviseur programmable A, (ou plutôt l'additionneur IC₇/IC₈) commandent également les entrées "A" de IC₅/IC₆. Les entrées B de IC₅/IC₆ sont connectées de telle façon que l'équivalent binaire du nombre 53 soit ajouté à n'importe quel nombre qui se présente aux entrées A.

Comme mentionné précédent pour le diviseur programmable A, les 7 premiers bits du nombre de contrôle sont à "1" pour le premier canal de chaque octave. Les entrées 1 seront l'équivalent binaire de 127. Ajouté à 53, il apparaîtra le nombre 180 à la sortie de l'additionneur (IC₅/IC₆)

Les entrées A et B IC₁₃ sont à la masse et le plus petit bit significatif de la sortie de l'additionneur entraîne l'entrée C de IC₁₃ ce qui a pour effet de multiplier par 4 le nombre qui se présente aux entrées de la chaîne. (l'entrée de C à un poids décimal de 4). Ainsi pour le premier canal d'une octave, le 180 de la sortie de l'additionneur devient 720 aux entrées de la chaîne de diviseurs.

La chaîne est connectée pour qu'elle débute toujours à 1024, donc pour le premier canal elle sera à 1744 (720 + 1024)

Pour ce premier canal les 7 bits de contrôle sont à 1. Quand ils atteindront la fin de leur cycle, toutes les entrées A de IC₅/IC₆ deviennent 0 et 53 apparaîtra à la sortie de l'additionneur. Le nombre 53 sera multiplié par 4 à l'entrée du diviseur (53 x 4 = 212) Ainsi la dernière division sera 1236. Chaque fois que le bit le moins significatif de l'additionneur s'incrémente de 1, le nombre de divisions s'incrémente de 4, car ce bit est relié à l'entrée C de IC₁₃ qui a un poids décimal de 4

LE COMPAREUR. :

Cette portion du circuit comprend les circuits intégrés IC₁₇ jusqu'à IC₂₄.

* Elle fournit les pulses de déclenchement au V.C.O, accordant de la sorte la relation entre les sorties des deux diviseurs programmable.

* Elle fournit également un pulse de chargement (Load) au diviseur programmable B et amène la fréquence de référence vers ce diviseur.

Le circuit de commande du V.C.O possède de deux entrées : la première est appelée "entrée de descente" () et fait varier le V C O de telle façon que la fréquence transmise diminue quand les pulsations sont reçues à cette entrée.

La deuxième entrée appelée "entrée de montée" (GOUP) fait varier le V C O de telle façon que la fréquence transmise augmente quand les pulsations sont reçues à cette entrée. Le synoptique du comparateur est le suivant :

Les pulses de "retenue" (carry pulse) du diviseur programmable A sont divisées par 2 par un compteur binaire. La sortie appelée B C O commande deux monostables : M₁ et M₃. Le monostable M₁ génère un pulse de 0,8 us quand le BCO passe à l'état haut. Au même moment le monostable M₃ génère lui un pulse de 4 us.

Les pulses provenant du B C O sont retardés de 80 us et sont amenés vers une portes avec les pulses de "retenue" (carry pulse).

Pour le pulse carry qui fait basculer le B C O (de 1 à 0 un pulse de déclenchement pour le flip-flop FF est fourni à la sortie de la porte S.

Le retard est introduit de telle façon que l'impulsion retardée du BCO est au retard par rapport au pulse "carry" qui fait basculer le BCO.

Ainsi les deux entrées de la porte S sont à "1" à chaque alternance du pulse "CARRY" qui fait basculer le BCO. Ainsi les deux entrées de la porte S sont à "1" à chaque alternance du pulse "CARRY" ainsi un pulse "Carry" déclenchera M₁ donnant à la sortie QM₁ un pulse un pulse de 0,8 us. Le pulse "CARRY" suivant déclenchera FF qui donnera un état haut à sa sortie X et un état bas à sa sortie \bar{X} .

Les pulses retardés du B C O sont également reliés avec les pulses de 4 uv provenant de la sortie $\bar{Q}M_3$ du monostable M₃, à une porte D.

.../...

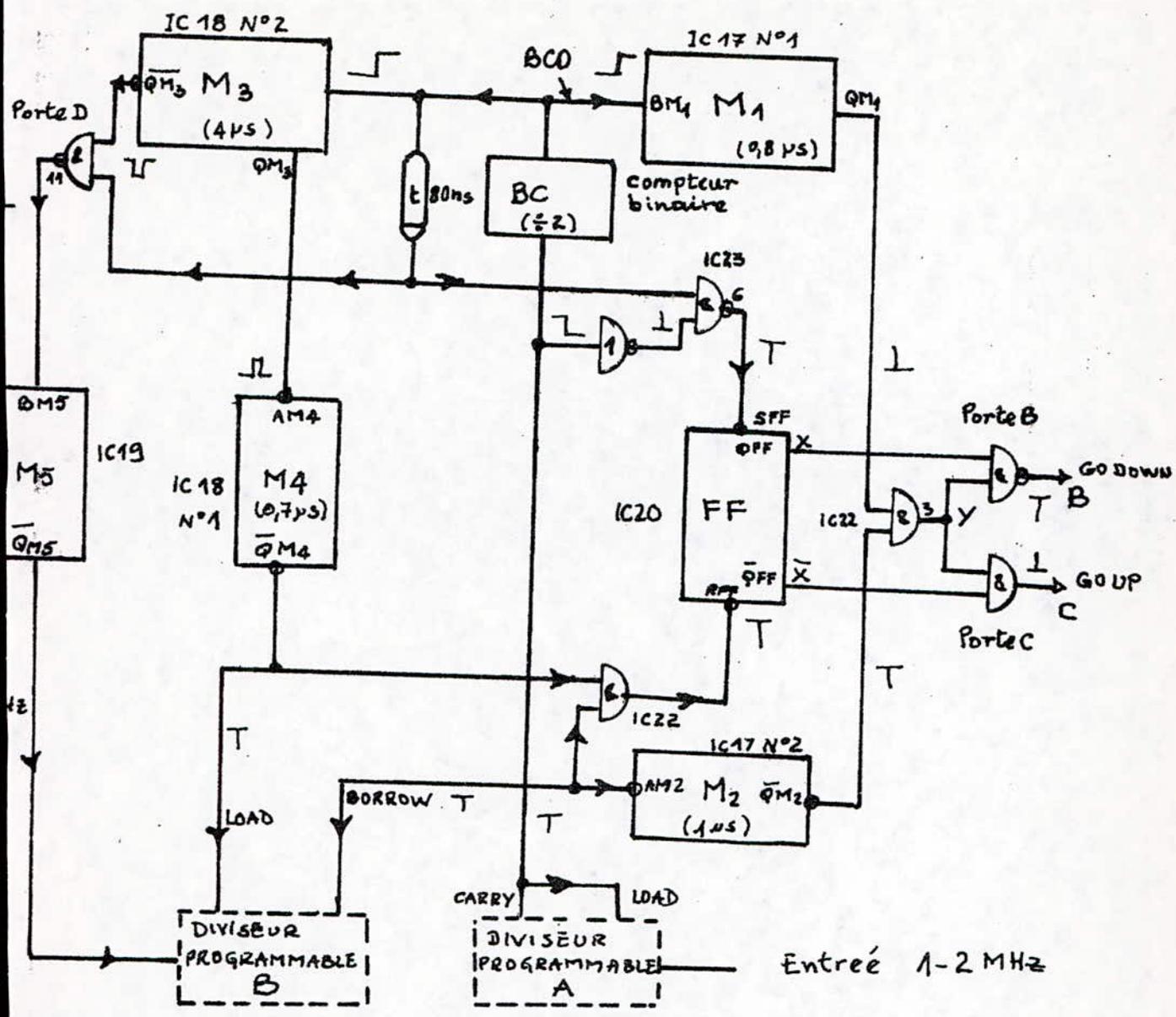


Schéma du Comparateur Digital.

La sortie de cette porte met AM_5 à "1" durant les 4 us qui suivent le "Carry Pulse" qui déclenche M_3 .

L'entrée du diviseur programmable B est alors barrée. A la fin de ces 4 us, un pulse de "chargement" (Load) de 0,7 us est généré par M_4 et ainsi le diviseur programmable B commencera à compter de nouveau.

Les pulses provenant de \overline{QM}_4 et les pulses de retenue (Borrow) du diviseur programmable B vont vers les 2 entrées de la porte D. Quand un pulse qui fait basculer les 2 sorties de FF : x devient 0 et \overline{x} devient 1. Chaque pulse "BORROW" déclenche le monistable M_2 qui lui délivre une pulse de 1 us en \overline{QM}_2 .

La sortie QM_1 de M_1 et la sortie \overline{QM}_2 de M_2 sont reliées aux entrées de la porte ET appelée porte A. Si les pulses BORROW et CARRY ne coïncident pas, M_1 et M_2 se déclencheront à différents temps, et les pulses provenant de QM_1 et \overline{QM}_2 ne coïncident pas

Pour cette raison, l'impulsion 0,8 us venant de QM_1 apparaîtra en Y. Si X est à l'état haut, le pulse QM_1 apparaît à la sortie GO DAWN comme un pulse négative et ceci en passant auparavant à travers la porte B. Si \overline{X} est à l'état haut à ce moment là, ce pulse apparaîtra en passant par la porte C, comme un pulse positif à la sortie GOUP.

Si les pulses "BORROW" et "CARRY" ne coïncident pas complètement mais chevauchent, le pulse en Y sera alors étroit et ainsi le pulse provenant de \overline{QM}_2 chevauche le pulse provenant de QM_1 .

Les pulses "GO DOWN" et "GOUP" seront étroits jusqu'à ce que les pulses "BORROW" et CARRY coïncident. Ceci atteint la moyenne à laquelle le VCO change de fréquence. Quand les pulses coïncident le pulse de \overline{QM}_2 chevauchera complètement celui de QM_1 et il n'y aura de pulse pour le circuit de commande (i.e : GO DOWN et GOUP).

Si la sortie du synthétiseur est plus haute que la fréquence voulue, les pulses CARRY arriveront avant les pulses BORROW. Pour le premier pulse BORROW. Pour le premier pulse CARRY le BCO sera à l'état haut et déclencherà M_1 et M_2 .

Si X est à l'état haut à ce moment là, un pulse de 0,8 us apparaîtra à la sortie GO DOWN. Quand \overline{QM}_3 est à l'état haut à la fin des A U S, et le BCO étant haut, l'entrée BMS de M_5 est à l'état bas ainsi l'entrée du diviseur programmable B est "coupée". Ce diviseur reçoit alors le pulse load à la fin des 4 us et commencera à compter de nouveau.

.../...

Le pulse Load remet à zéro le circuit FF et X devient bas \bar{X} haut. Quand le pulse "carru" suivant arrive; le BCO passe à l'état bas et FF reçoit un pulse de déclenchement et X sera haut, \bar{X} bas. Le BCO étant à l'état bas BM_5 sera à l'état haut et ainsi la sortie QM_5 est ouverte. Les deux diviseurs programmables commencent à compter ensemble.

Le pulse CARRY survient qui va arriver met de nouveau le BCO à l'état haut. Ce dernier déclenchera M_1 et M_3 donnant ainsi comme on l'a vu un pulse à la sortie "GODOWN" la séquence se répète jusqu'à ce que les pulses "BORROW" et "CARRY" coïncident. Quand ceci arrivera, les pulses à la sortie "GODOWN" seront étroit comme décrit précédemment, et disparaîtront quand les pulses "BORROW et CARRY" coïncident. La sortie du synthétiseur sera alors sur la fréquence désirée.

Si la sortie du synthétiseur est plus basse que la fréquence désirée, les pulses BORROW arriveront avant Les pulses CARRY. Pour le 1^{er} pulse BORROW FF sera remise à zéro donc \bar{X} sera à l'état haut.

Le premier pulse Carry met le BCO à l'état haut et on obtient un pulse à la sortie Goup.

Le diviseur programmable B reçoit un pulse "Load" et son entrée est barré 4 us après le pulse CARRY. Quand le nouveau pulse arrive, FF se déclenche et X devient haut, \bar{X} bas. Le BCO devient bas, BM_5 haut l'entrée du diviseur programmable B est ouverte. Le processus se répète jusqu'à ce que les pulses BORROW et CARRY coïncident; à ce moment aucun pulse n'apparaît aux sorties "GODOWN et Goup" et la sortie du synthétiseur est sur la fréquence désirée.

LE VCO ET LE CIRCUIT DE COMMANDE. :

Le VCO emploie comme oscillateur un circuit MC 1648 L. Le VCO emploie comme oscillateur est parfaite et bien pure, ce qui réduit la réception de signaux parasites dans le récepteur car le VCO sert d'oscillateur local au premier mélangeur du récepteur.

Un circuit accordé, externe au MC 1648 L, détermine la fréquence. Ce circuit comprend une Self L_4 et une diode varicap D_1 . Pour faire varier la capacité de la diode et donc la fréquence du VCO, on fait varier la tension continue de cette diode. Ceci est effectué par le circuit de commande du VCO de la manière suivante. :

Quand la tension aux bornes de D_1 diminue, sa capacité augmente et la fréquence du VCO décroît.

Quand la tension aux bornes de D_1 augmente, sa capacité diminue et la fréquence du VCO augmente.

L_4 est une self ajustable qui a été réglée une fois pour toute.

Les capacités C_{12} et C_{13} isolent la tension continue aux bornes de la diode D_1 des bornes d'entrée du MC 1648 L.

TR_4 isole la sortie de MC 1648 L de la circuitrie externe pour préserver la pureté du signal VCO. La sortie VCO pour le récepteur est prise à partir de l'émetteur de TR_4 à travers le résistor R_{15} .

Les capacités C_{14} , 17 , 18 et 19 sont des condensateurs de découplage. L_5 découple l'alimentation + 10 V. Les résistances R_{15} et 17 font chuter le 10 V à 5V pour alimenter le MC 1648 L.

- Le circuit de commande du VCO est composé des transistors TR_1 et TR_2 . Des pulses "GO DOWN" et "GOUP" provenant du comparateur font conduire soit TR_1 , soit TR_2 de manière à changer la fréquence du VCO.

Supposons que le VCO est sur une fréquence donnée. Les capacités C_8 et C_{11} sont chargées et le potentiel aux bornes de D_1 établira la capacité voulue pour accorder le VCO sur le canal choisi.

Quand la "section digitale" doit faire monter en fréquences le synthétiseur, le comparateur présente une série de pulses à l'entrée de TR_2 (GOUP) à travers R_2 et C_2 .

Durant la durée de chaque pulse, TR_2 conduit et cette série de pulses de courant sur le collecteur fait diminuer par bonds la tension aux bornes de C_8 . Ceci a pour effet d'augmenter la fréquence émise car la sortie du VCO est mélangée avec le 70 MHz pour produire la fréquence d'émission. Lorsque le VCO approche de la fréquence choisie, les pulses "GO-UP" deviennent plus étroits, ralentissant ainsi le changement de fréquences du VCO. Quand le synthétiseur est sur la fréquence choisie, on ne reçoit plus de pulses "GOUP".

Quand on doit faire baisser la fréquence du synthétiseur, les pulses "GO-DOWN" font conduire TR_1 et C_8 et C_{11} se chargent à travers R_5 . La série de pulses fait diminuer par bonds la charge de C_8 . Ce qui a pour effet d'augmenter la fréquence du VCO donc de réduire la fréquence émise. Lorsque le VCO approche la fréquence désirée, les pulses "GO-DOWN" deviennent plus étroites, ralentissant le changement de fréquences du VCO. S'il y a un peu d'instabilité en fréquences, ce n'est pas important, car cette dérive est moins grande que la bande passante du récepteur. Si le VCO dérive le comparateur corrigera cet écart.

Un double étage amplificateur suit la sortie du VCO. Son but est d'augmenté le niveau du signal VCO pour le mélangeur, et d'isoler la sortie VCO allant au receveur des différents signaux produits par le mélangeur ainsi que de l'oscillateur 70 MHz.

L'amplificatue comprend deux transistors à effet de champ TR₇ et des résistances et capacités de couplage. Son gain est petit.

Les deux alimentations 10 C sont découplées par L₆, L₇, L₈, L₉, et L₁₁ et quelques condensateurs de liaison.

Le "Gate" des deux FET est fixé à 6,5 - 7 V par rapport à la masse

L'OSCILLATEUR 70 MHZ ET LE MELANGEUR. :

L'Oscillateur 70 MHz est un oscillateur à quartz . La réaction est controlée principalement par les capacités C₂₃ et C₂₄. La self L₁₀ resonance à 70 MHz avec la combinaison des capacités C₂₂, C₂₃ et C₂₄. L₁₀ est une self à noyau plongeur qu'on régle une pour toute . La sortie de l'oscillateur va à travers la capacité C₂₆ vers le gate 1 de TR₈ qui constitue le mélangeur.

L'alimentation du collecteur de TR₆ est découplée par R₂₉. La polarisation est assuré par le - 10 V et les résistances R₂₇ et R₃₀.

Le mélangeur TR₈ est un FET. La sortie amplifiée du VCO est reliée au gate 1.

La sortie qui est dans une bande de 1 à 23 MHz se fait à partir du drain et va vers l'interface et le modulateur à travers L₁₃, L₁₄, L₁₅, L₁₆, et C₂₇, 28, 29, et 33 qui constituent quatre filtres passe bas. L'alimentation du drain de TR₈ est assuré par le + 10 V à travers la self de choc L₁₂.

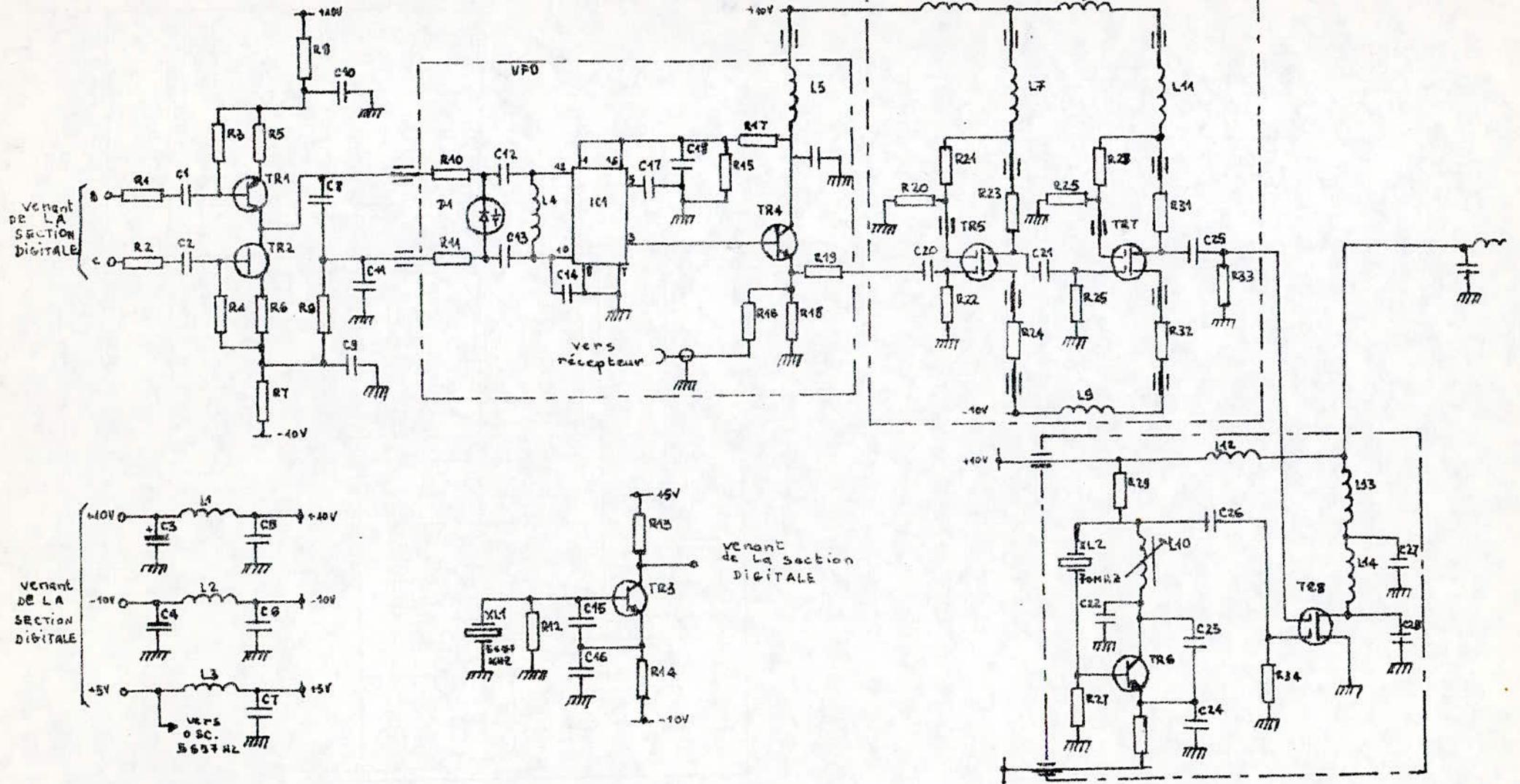
LE CIRCUIT "INTERFACE DIGITALE". :

Il consiste en un double étage amplificateur et comprend TR₁₀, TR₁₃, et TR₁₄.

TR₁₀ est un ampli à large bande monté en émetteur commun. TR₁₄ se sature et se bloque.

La sortie 1 à 23 MHz du filtre est couplée avec la base de TR₁₀ à travers C₃₄. Les résistances de faible valeur R₄₇ et R₄₄ qui sont au collecteur et émetteur de TR₁₀ permettent d'avoir une large bande passante, mais l'étage à un petit gain.

Commande du VFO



OSCILLATEUR A CRISTAL (5653 KHz)

OSCILLATEUR & MELANGEUR (70 MHz)

Schema fonctionnel du synthetiseur de fréquence (1)

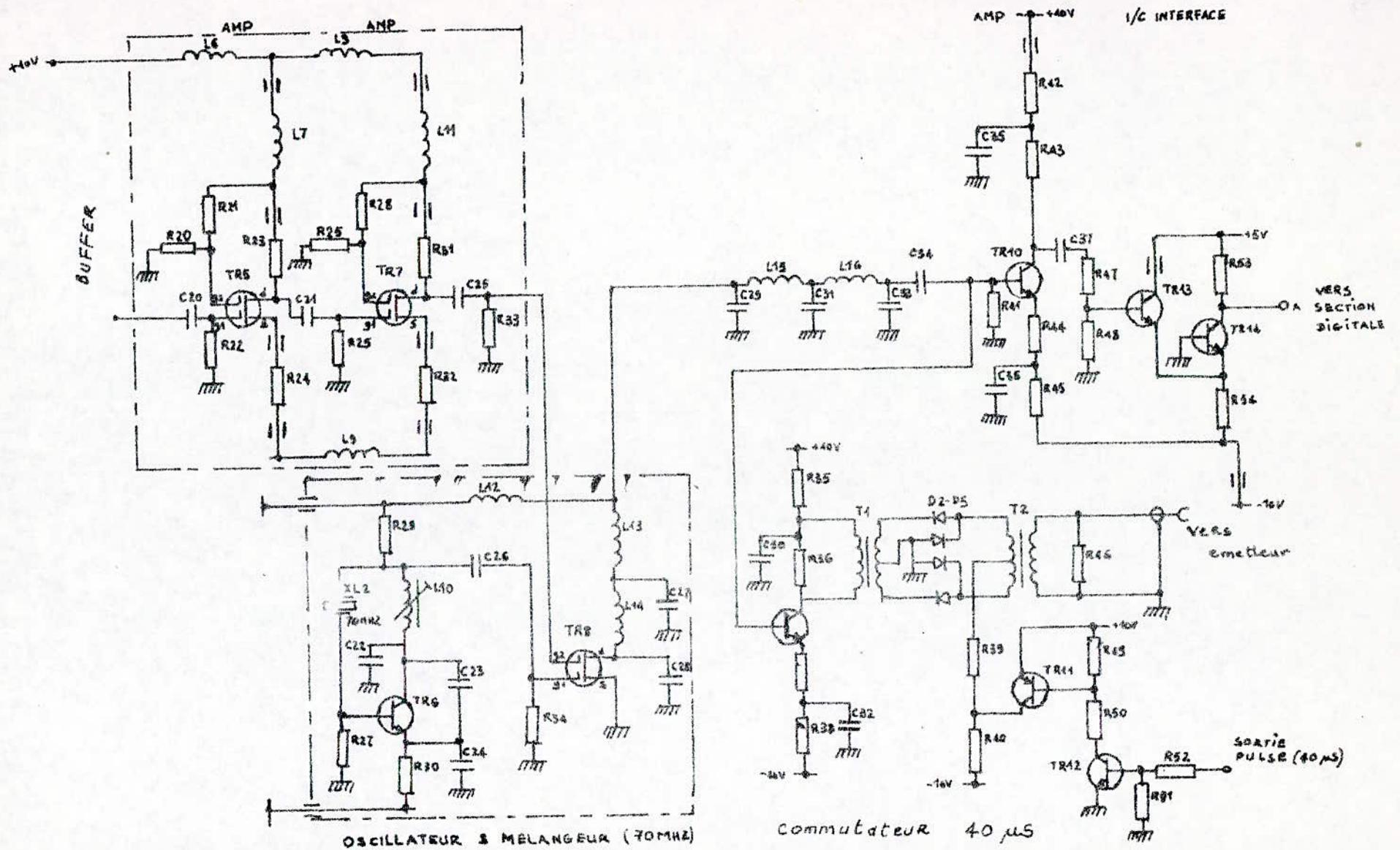


schéma fonctionnel du synthétiseur de fréquence (2)

La sortie du collecteur de TR_{10} est reliée à la base de TR_{13} à travers C_{37} et R_{47} .

La polarisation de TR_{10} se fait à partir du -10 V et à travers R_{41} et R_{47} . Le collecteur de TR_{10} est alimenté par $+10$ V à travers R_{42} .

Les capacités C_{35} et C_{36} sont des capacités de découplage. Durant la demi alternance positive provenant de TR_{10} . La base de TR_{13} est polarisé en directe ce qui a pour effet d'augmenter le potentiel de l'émetteur de TR_{13} donc de TR_{14} . Ainsi ce dernier est bloqué.

Durant la demi alternance négative, la base de TR_{13} est polarisé en inverse. TR_{14} conduira et sa jonction base - émetteur est polarisée à -10 V par R_{54} . Quand l'alimentation de TR_{13}/TR_{14} se fait à partir du $+5$ V, la sortie est sous forme d'onde carrée. Ainsi les niveaux hauts et bas seront compatibles avec les circuits TTL de la section digitale.

LE MODULATEUR. :

Il se compose d'un amplificateur à large bande, de diode de commutation et d'un circuit de commande de ces diodes. L'étage amplificateur comprend le transistor TR_9 .

La sortie filtrée $1 - 23$ MHz attaque simultanément la base de TR_9 et celle de TR_{10} .

La résistance d'émetteur R_{37} produit une contre réaction pour améliorer la bande passante.

La sortie amplifiée $1 - 23$ MHz du collecteur de TR_9 va au primaire du transformateur T_1 dont le secondaire est relié aux diodes de commutation.

La polarisation de TR_9 se fait à travers R_{38} à partir du -10 V. Les diodes D_2 à D_5 , à grandes vitesses de commutation, sont placées entre les transformateurs T_1 et T_2 .

Les transistors TR_{11} et TR_{12} commandent de façon appropriée la commutation de ces diodes.

Le pulse positif d'émission débloque TR_{12} durant 40 us.

En conduisant TR_{12} fait aussi conduire TR_{11} .

Une partie du courant collecteur de TR_{11} fera conduire les diodes D_2 à D_5 et passera par le point milieu du transformateur T_1 qui est à la masse. Les diodes D_3 et D_4 seront bloquées et le secondaire de T_1 se trouve connecté à travers D_2 et D_5 au primaire de T_2 .
On a donc au secondaire de T_2 la fréquence de sortie du synthétiseur pour la durée de 40 us.

Entre deux pulses d'émission, TR_{12} est bloqué ainsi que TR_{11} . Les diodes D_3 et D_4 conduisent à travers R_{39} et R_{40} à partir du - 10 V. Le circuit se referme par le point milieu de T_1 qui est à la masse. Le secondaire de T_1 est virtuellement court circuité par D_3 et D_4 et comme D_2 et D_5 ne conduisent pas, il n'y a pas de signal de sortie au secondaire de T_2 .

L'OSCILLATEUR DE REFERENCE. :

C'est un oscillateur à quartz, type colpitts comprenant X L_1 et TR_3 et qui oscille sur 5657 KHZ.

La réaction est contrôlée par C_{15} et C_{16} .

La sortie de l'oscillateur est prise sur le collecteur de TR_3 . Ce collecteur est alimenté à partir du + 5 V, ainsi la sortie est adaptée à la logique TTL.

I - I N T R O D U C T I O N :

L'émetteur de l'ionosonde qui est commandé par la même fréquence que le récepteur se compose de quatre (04) étages qui sont :

- L'Alimentation.
- Le Pulser.
- Le " Driver ".
- L'Ampli de puissance.

Son schéma synoptique est donné par la figure.....

II - D E S C R I P T I O N D E S D I F F E R E N T S E T A G E S :

a - L'Alimentation :

Elle produit la haute tension à partir de 24 Volts, en utilisant un oscillateur dont l'entrée est de 24 Volts, et elle délivre trois sorties de tensions respectives de 1000 Volts, 1500 Volts, et 100 Volts.

Cette alimentation est protégée contre les courts-circuits? La tension de 1500 Volts est utilisée pour les anodes des tubes de puissance.

La tension de 1000 Volts est utilisée pour l'étage de sortie du driver.

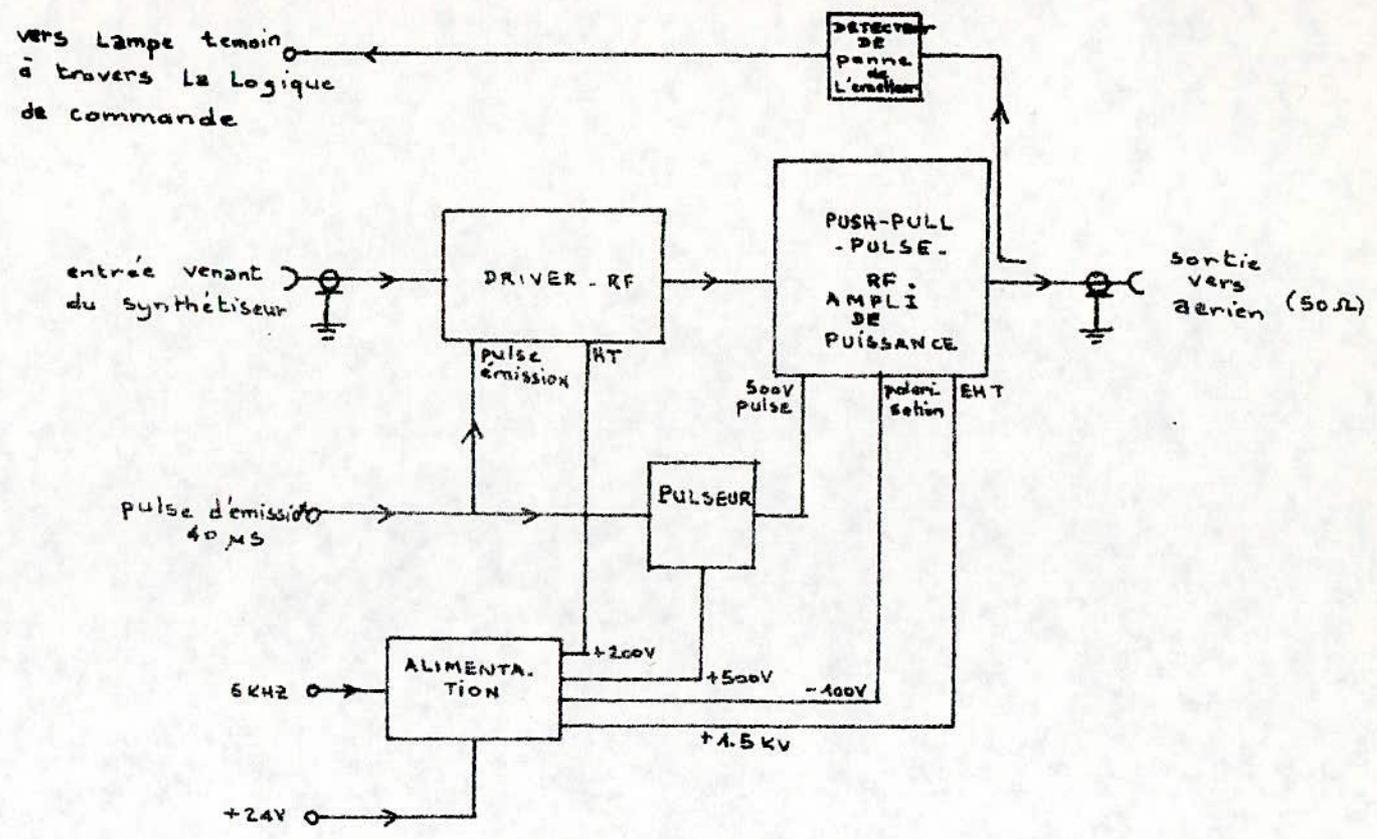
La tension de 100 Volts est utilisée pour la polarisation des tubes de puissance.

Un filtre en Π empêche les pulses parasites de sa superposer à la tension d'alimentation de 24 Volts.

b - Le " Pulser "

Cet étage produit des pulses de 500 Volts et de durée 40 μ S, pour les grilles des tubes de puissance.

Ces pulses de 40 μ S ont été générés dans la partie "Horloge". Les pulses d'émission ont seulement lieu durant un sondage et sont commandés par la partie "Contrôle Logie".



Schema bloc de L'emetteur

c - Le " Driver "

C'est un ampli à transformateur, et à large bande, il est destiné à amplifier les signaux de fréquence pulsées venant du synthétiseur pour commander l'ampli de puissance.

d - L'Ampli de Puissance

C'est un ampli de puissance Push-Pull employant deux tubes en parallèle de chaque côté et fonctionnant en classe C.

Sa sortie se fait sur un transformateur à large bande adaptant l'impédance des tubes à 50 (impédance du cable reliant l'émetteur au transformateur d'antenne).

Il est destiné à amplifier la sortie du " DRIVER " et ayant une puissance de sortie crête de 5 KW.

.../...

- *** - LE RECEPTEUR - *** -

INTRODUCTION :

Le Recepteur est commandé par la même fréquence que l'émetteur issue du synthétiseur. Le schéma synoptique est donné en figure...

FONCTIONNEMENT :

Il utilise trois changements de fréquences, pour obtenir des fréquences intermédiaires de 70 MHz ; 10,7 MHz et 1,6 MHz. Pour obtenir à partir de 1,6 MHz, la bande passante de 25 KHZ on utilise cinq groupes de filtres passe-bande mis en série et couplage critique.

Pour pouvoir réduire les réceptions parasites, on utilise des diodes dans les trois mélangeurs à cause de leur capacité d'affronter les forts signaux. Le premier mélange est obtenu à partir de la fréquence du VFO, tandis que les autres mélanges sont obtenus à partir de deux quart Z oscillant respectivement sur 59,3 MHz et 9,1 MHz. La sortie du troisième ampli MF est amplifié fortement par l'ampli logarithmique et vidéo.

L'AMPLI LOGARITHMIQUE & VIDEO :

Cet étage à plusieurs fonctions :

- Il amplifié les échos ionosphériques pour produire une amplitude en sortie et alonée.
- On prélève un signal indicateur de bruit qui est enregistré sur l'ionogramme dans l'intervalle 0 - 50 kms.

REMARQUE

Pour produire des échos vidéo bien nets pour l'ionogramme on utilisé un comparateur.

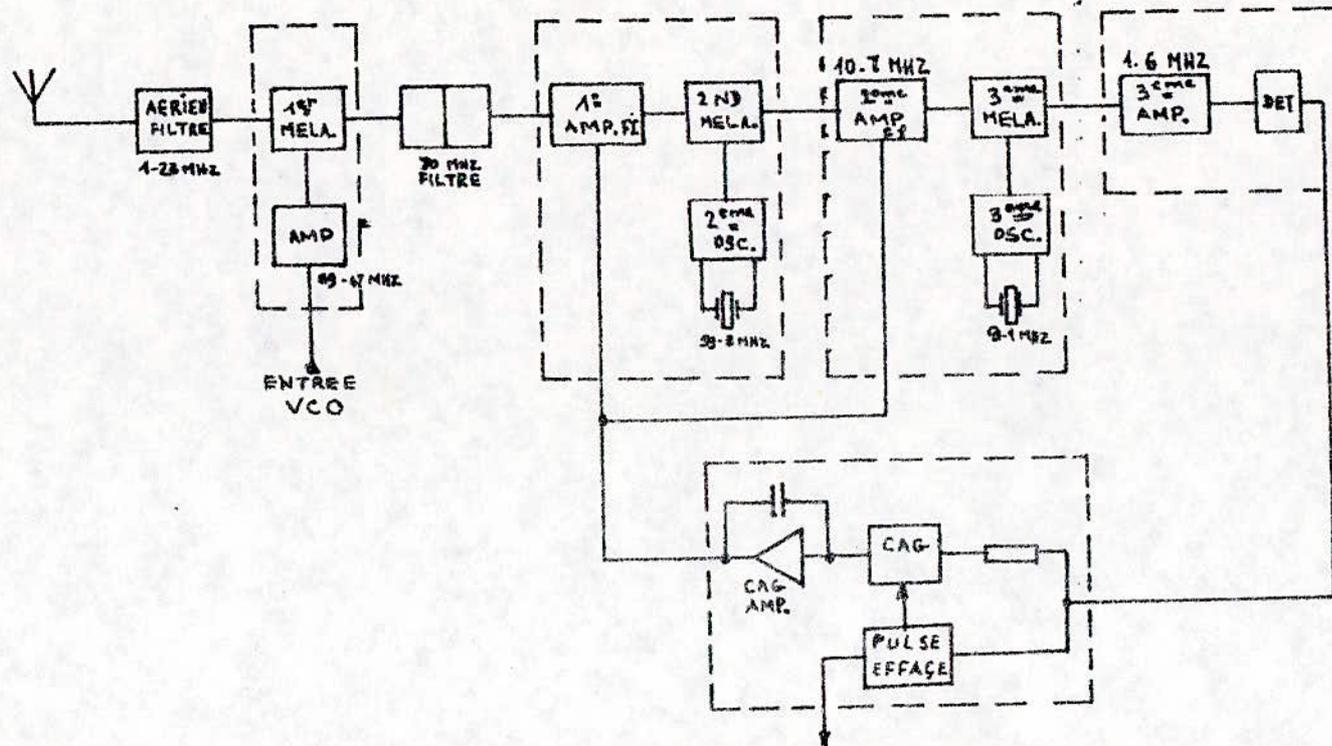
PERFORMANCES MOYENNES DU RECEPTEUR

Niveau de bruit : 1 à 3

Sensibilité moyenne du récepteur : 10

Gain maximum du récepteur 10 + 80 db.

.../...



Schema bloc du receptrur

E. - TRAITEMENT DU SIGNAL.

INTRODUCTION. :

Afin de présenter un bon ionogramme, il est nécessaire de traiter les échos détectés pour supprimer le pulse de départ et le bruit :

On distingue 3 parties. :

- a) - La sortie du circuit détection du récepteur qui est couplée à la logique TTL par le comparateur IC₃ qui fait aussi que la sortie récepteur ne soit pas affectée par une bande de bruit.
 - b) - La séquence d'émission (21,333ms) est divisée en 4 parties de 5,33ms) les premières 333 μ s de chaque partie sont effacées, ce qui supprime le pulse de départ entre 0 et 50 kms sur le film.
 - c) - Le bruit est supprimé.
- De plus après le dernier traitement, on efface la vidéo entre 700 et 750 kms durant l'affichage de la date et de l'heure pour que les échos ne gênent pas la lecture.

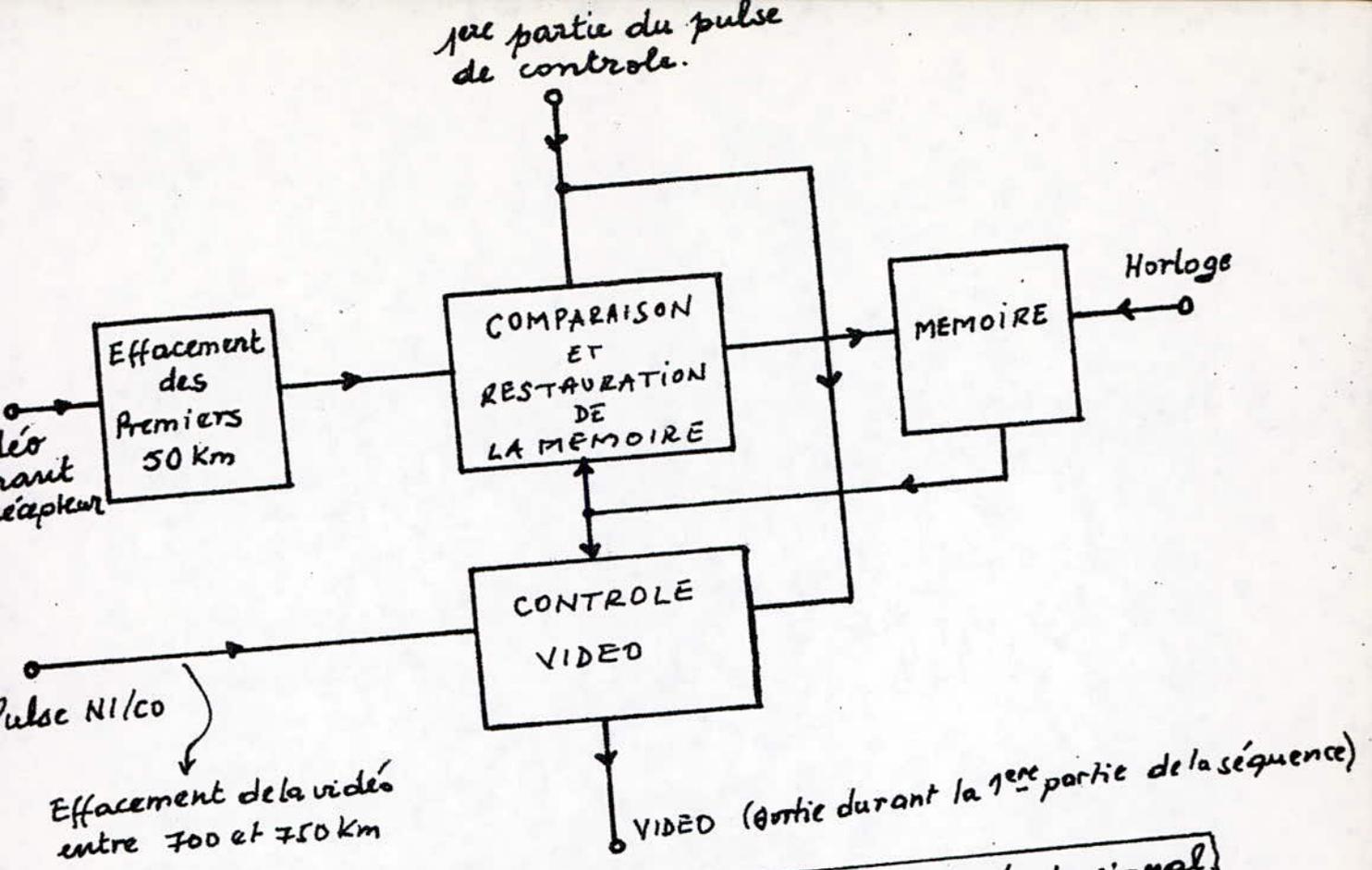
SUPPRESSION DE 50 KMS PREMIERS. :

Les 4 sorties A, B, C et D d'un diviseur opérationnel constituent les entrées d'une NAND. La sortie de cette NAND et la sortie vidéo du récepteur constituent les entrées d'une autre porte NAND. La sortie de la première NAND est à l'état bas pour les premières 333 μ s de chaque période de 5,33ms. Quand cette sortie est à l'état bas, la vidéo n'apparaît pas à la sortie de la deuxième NAND, effaçant ainsi la vidéo durant les 50 premiers kms sur l'ionogramme.

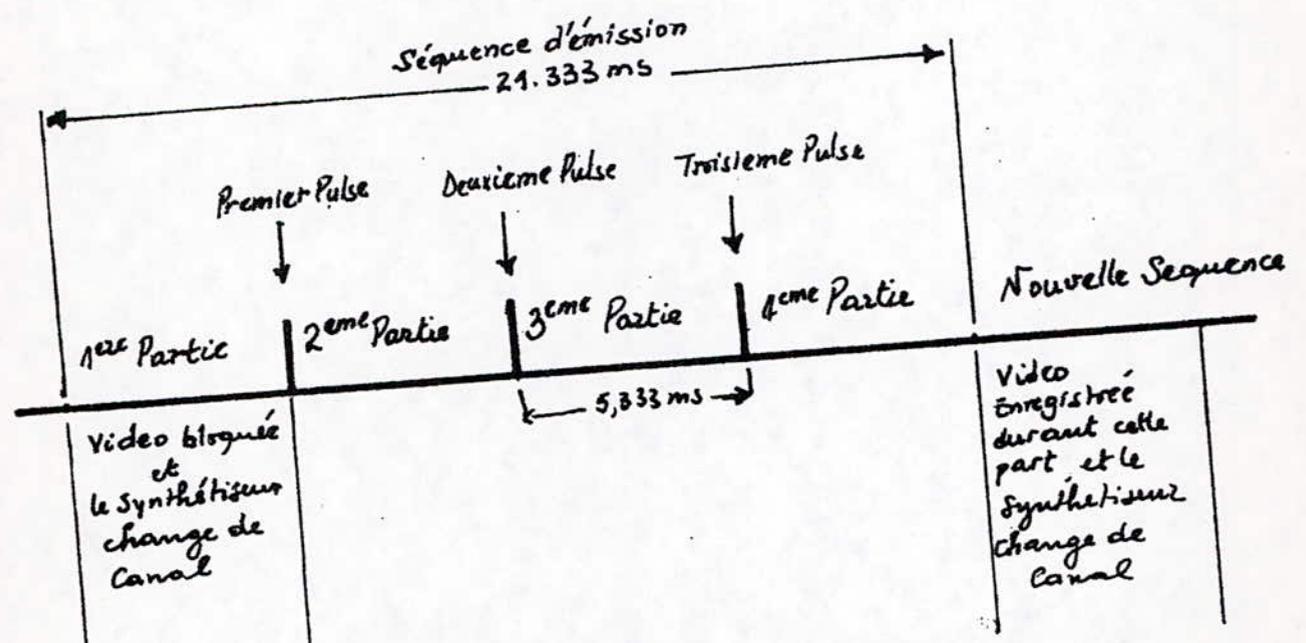
Quand la sortie de la première NAND est à l'état haut, la deuxième entrée de la deuxième NAND (i.e. la vidéo) sera à l'état haut et la vidéo apparaît sous forme de pulses à la sortie de cette deuxième NAND.

SUPPRESSION DU BRUIT. :

La suppression des bruits se fait par une méthode de comparaison. La méthode consiste à ne retenir que les échos qui coïncident (i.e. en phase) après avoir émis 3 impulsions toutes les 5,33 ms chacune.



Synoptique de la partie Traitement du signal



Séquence d'émission

Le premier pulse d'émission est émis au début de la deuxième partie de la séquence d'émission. Les échos et le bruit reçus durant cette seconde partie sont stockés dans un registre à décalage (décalage égal à 5,33ms : période entre 2 pulses).

A la fin de la seconde partie un deuxième pulse est transmis. Les échos et bruit reçus durant la troisième partie sont alors comparés à l'aide d'une NAND avec les échos retardés de la seconde partie. Ainsi seules les échos en coïncidence apparaîtront à la sortie NAND. Ces échos sont à leur tour retenus dans le registre à décalage. A la fin de la troisième partie de la séquence on envoie un troisième pulse. Les échos reçus durant la quatrième et dernière partie de la séquence sont comparés avec les échos à coïncidence précédents. Par cette dernière comparaison, les signaux reçus seront les véritables échos.

F. - SYSTEME D'ENREGISTREMENT.

I. - INTRODUCTION. :

Dans le système d'enregistrement on distingue trois parties. :

- a) La partie enregistrement sur film : Ecran "MAIN"
- b) La partie contrôle du fonctionnement du sondeur : Ecran "MONITOR"
- c) Les circuits de la base de temps.

Chaque tube cathodique a sa propre alimentation, ses amplificateurs pour les plaques de déviation et son circuit de modulation.

On distingue également quatre fonctions séparées. :

- a) L'enregistrement d'un ionogramme en routine (15 minutes, 5 minutes, 1 minute et continue) on en mode "Un seul sondage" peut se faire sur les deux tubes cathodiques.
- b) La position "ASCAN" qui existe seulement sur le MONITOR permet de visualiser en amplitude, les échos reçus sur une seule fréquence (Interrupteur du synthétiseur sur position SF).
- c) La position N.I (indication Numérique) permet de visualiser en permanence la date et l'heure sur le MONITOR (contrôle).
- d) A la position "SET-UP", apparait une grille de réglage permettant de régler le balayage sur les deux tubes cathodiques.

II. - DIFFERENTS CIRCUITS. :

Les circuits sont identiques pour les deux tubes cathodiques. Il n'ya juste que l'axe des X qui est vertical sur le tube "MAIN" afin que l'ionogramme soit dans le sens du film. Donc la position des deux tubes diffère de 90°.

L'ensemble des circuits se trouve divisé en cinq parties. :

- * - Une alimentation de 18 V réglée.
- * - Une alimentation de puissance.
- * - Le diviseur T.H.T.
- * - Les circuits de déviation.
- * - Le circuit de modulation.

1°) - L'alimentation de 18 V réglée. :

Ce circuit fournit à partir d'une tension d'entrée de 24 Volts une tension de 18 Volts réglée à l'entrée de l'alimentation. Cette dernière, nécessite une tension continue, réglée afin d'avoir en sortie des tensions constantes.

2°) - L'alimentation de puissance. :

Elle produit du - 2300 V pour les anodes des tubes cathodiques et + 250 V pour les amplificateurs de déviation. Elle commande en outre, le circuit de modulation.

3°) - Le diviseur T.H.T. :

Cette partie fournit la tension appropriée à la cathode, à la grille et à l'anode de concentration du tube cathodique.

Des potentiomètres, accessibles sur le panneau avant du sondeur prélèvent des tensions appropriées sur le diviseur T.H.T. pour le réglage de l'intensité et de la focalisation.

4°) - Les plaques de déviation. :

Il y a des amplificateurs séparés pour commander les plaques de déviation "X" et "Y" du tube cathodiques.

Deux potentiomètres "X Gain" et "Y Gain" sont accessibles sur le panneau avant du sondeur.

5°) - Le circuit de "Modulation". :

Ce circuit sert d'interface entre les pulses "MOD" (5 Volts niveau TTL) et les hautes tensions nécessaires aux tubes cathodiques. Les pulses "MOD" sont des pulses de brillance.

6°) - Les bases de temps. :

Les cinq fonctions remplies par les tubes cathodiques exigent des bases de temps différentes "X" et "Y".

Elles sont au nombre de cinq, :

IONOGAM : X MAIN ET Y MAIN

ASCAN : X ASCAN

N.I. : X N.I. Y N.I.

G. PARTIE COMMANDE.

I. INTRODUCTION. :

Deux sélecteurs permettent de choisir les différents modes d'opération du sondeur. :

Les sept fonctions qui peuvent être sélectionnées sur les 2 écrans sont :

- 1 - SET - UP : Une grille apparaît sur l'écran, permettant ainsi de régler la luminosité et le focus des tubes cathodiques.
- 2 - PRESET : Une carte programmée permet d'ajouter des programmes de sondage aux programmes existants.
- 3 - SINGLE : Permet de faire un sondage manuel à l'aide d'un bouton placé au dessus du sélecteur.
- 4 - 15 MIN : Permet un sondage automatique tous les quart d'heure.
- 5 - 5 MIN : Permet un sondage automatique toutes les cinq minutes.
- 6 - 1 MIN : Permet un sondage automatique toutes les minutes.
- 7 - CONTINU : Permet un sondage continu : 3 sondages à la minute.

En plus de ces sept positions le sélecteur de l'écran de contrôle en possède deux (2) autres.

- 1 - NI (Indication des nombres) : Permet de visualiser la date et l'heure
- 2 - ASCAN : On visualise sur l'écran, les échos reçus sur une fréquence ou sur l'ensemble des fréquences.

Il est à noter que cette partie de commande emploie des circuits intégrés TTL.

II. LE CIRCUIT DE COMMANDE. :

Ce circuit se compose de deux (2) parties

a) - Deux sélecteurs S_1 et S_2 (un pour chaque écran) permettant de choisir les différents modes d'opération du sondeur.

b) - Une partie qui est associée à la position SINGLE des sélecteurs.

Une autre partie, sert à commander le fonctionnement de la caméra.

Quatre voyants témoins (deux pour chaque écran) sont disposés sur la face avant du sondeur.

Le premier voyant (1) s'allume dès l'initialisation d'un sondage et s'éteint durant le sondage moment où le deuxième voyant (2) s'allume.

III. SONDAGE PROGRAMMES. :

Pour la programmation de ces sondages, on agit sur le sélecteur qui permet de choisir les 4 modes automatiques.

Les sorties 15 MIN , 5 MIN et 1 MIN viennent de l'étage "diviseurs de minutes" de la partie chronomètre.

Chaque sortie est reliée à une voie appelée "ligne de contrôle" cette dernière est à l'état bas durant les 20 premières secondes des minutes 0, 15, 30 et 45 de chaque heure pour un "sondeur automatique tous les quart d'heure", la "ligne de contrôle" étant à zéro, le voyant 2 s'allume. A la fin des 20 secondes, la "ligne de contrôle" passe à 1" le voyant s'éteint car le sondage est terminé.

En position " 5 MIN et "1 MIN" le fonctionnement est le même.

En position "CONTINUE" la "ligne de contrôle" est à la masse et c'est les "diviseurs opérationnels" de l'horloge qui déterminent le cycle de chaque sondage. Il y'en a trois par minute.

IV. SONDAGE EN POSITION "SINGLE". :

A l'aide d'un bouton disponible sur le panneau avant du sondeur, on peut effectuer un sondage manuel.

V. SELECTEUR EN POSITION "A SCAN". :

En position "SCAN", on peut faire fonctionner le synthétiseur sur une seule fréquence. Quand S11, sur le panneau avant du sondeur est en position SF (single frequency), le circuit binaire de 10 (dix) bits qui contrôle les fréquences est débranché et on peut choisir une fréquence voulue à l'aide des interrupteurs placés sur la face avant.

VI. LOGIQUE DE COMMANDE. :

Cette partie permet d'additionner le signal "suppression Vidéo " et les pulses de brillance des deux tubes cathodiques. Elle produit aussi le pulse qui commande les indicateurs numériques (N.I.) et elle permet de contrôler le fonctionnement de l'émetteur.

Le pulse de remise à zéro de la base de temps " X MAIN" est également fourni par cette partie.

VII. L'INDICATEUR NUMERIQUE. :

Un générateur produit le pulse N.I. c/o qui a deux fonctions. :

- 1°) Il efface sur l'ionogramme les échos qui pourraient se trouver dans la zone d'affichage de la date et l'heure.
 - 2°) Il agit comme un signal de commande sur la cadence de défilement des chiffres affichés sur l'ionogramme.
-

H. - LA CAMERA.

I. - INTRODUCTION. :

La caméra est destinée à photographier les échos apparaissant sur le tube cathodique lors d'un sondage.

L'avance du film et l'obturateur sont commandés par un petit moteur électrique à courant continu par l'intermédiaire d'engrenages.

Le moteur de la caméra est commandé par un montage électrique situé à l'intérieur de celle-ci.

Les instructions nécessaires à ce montage viennent de la partie "diviseurs de secondes" à travers une partie du 1^{er} étage de commande.

Au début de chaque l'obturateur est ouvert et le film avance lentement. L'obturateur se ferme et le film avance toujours de la 18^{ème} à la 20^{ème} seconde (dernières secondes de chaque sondage).

L'avance du film se fait par l'intermédiaire d'un bouton situé à l'arrière de la caméra, et le chargement du film s'effectue dans une chambre noire.

II. - FONCTIONNEMENT. :

Le montage du circuit de commande du moteur de la caméra est donné en figure ci-contre.

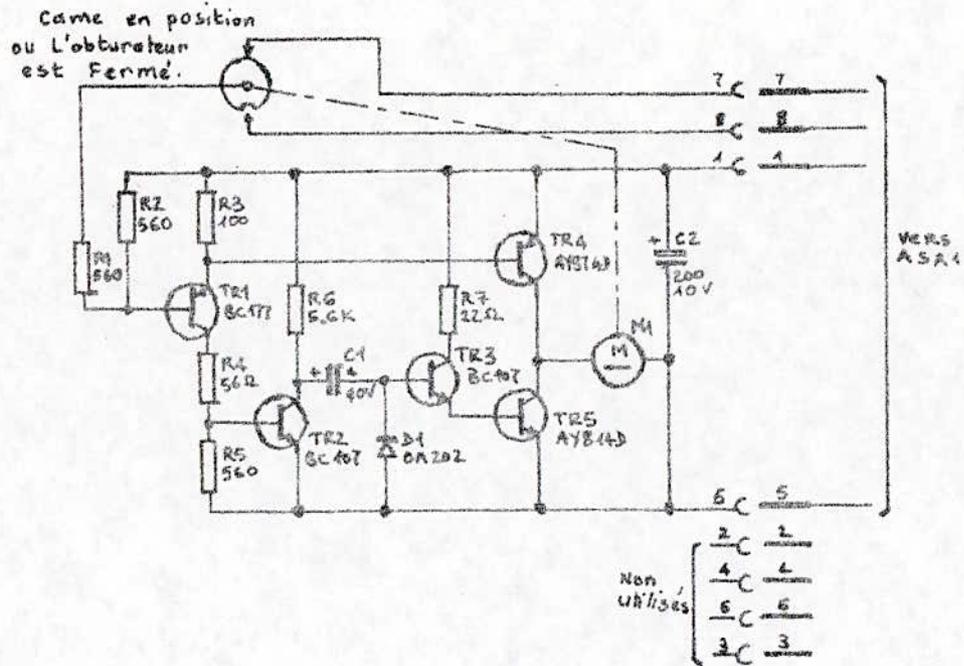
Son principe de fonctionnement est que, les pulses de commande de la caméra entre par deux fils reliés à deux points opposés d'une came. Cette dernière est commandée par des engrenages qui commandent à leur tour l'obturateur et le décrochage du film.

La came fait une rotation de 180° pour ouvrir l'obturateur, puis une autre rotation de 180° pour le fermer.

Les pulses de commande sont acheminés vers l'entrée du moteur, par l'intermédiaire d'un fil venant de la came.

Les résistances de base R_1 et R_2 de TR1 constituent initialement quand on alimente le circuit une charge pour les deux portes NAND du circuit de commande de la caméra à collecteur ouvert.

Les deux sorties de ces portes sont donc connectés à R_1 à travers la came. Elles sont à l'état bas durant une période de 15,333ms du pulse de commande de la caméra. Ainsi TR1 conduit.



COMMANDE DU MOTEUR DE LA CAMERA

Quand TR1 conduit la d, d, p, aux bornes de R_3 diminue ce qui fait conduire TR4 pour 15,33ms.

Comme le moteur constitue une charge pour le collecteur de TR4, il reçoit du courant et commence à tourner durant les 15,33ms TR2 conduit car sa base reliée de TR1. La tension collecteur de TR2 atteint le zéro et C_1 se décharge à travers D1, la base de TR3 sera alors polarisée en inverse ainsi TR3 et TR5 restent bloqués.

Durant les 6ms suivantes TR1, TR2 et TR4 ne conduisent pas, C_1 se charge à travers R6, et le courant de charge fait conduire TR3 et TR5.

Quand TR5 conduit, il constitue un court circuit pour le moteur et la f, c, m, inverse crée agit comme un frein électromagnétique.

TR3 et TR5 conduirant jusqu'a ce que C_1 soit chargée aux environs de 4 volts.

Le moteur tourne donc durant 15,333ms et s'arrête les 6ms suivantes.

I. PRESENTATION ET GENERATION DE L'AFFICHAGE.

I. INTRODUCTION. :

L'affichage de la date et du temps provient des sorties des diviseurs de la partie chronomètre de l'horloge.

Ces sorties sont à 4 bits code BCD.

En plus de la date et l'heure, il existe deux chiffres indiquant le numéro du modèle, et deux autres chiffres pour le numéro de la station. Le premier est figé, le deuxième est figé mais différent pour chaque station.

C'est le "Générateur numérique" (Numeral Generator) qui génère les pulses de brillance et d'effacement pour les chiffres d'affichage. Les sorties BCD de la partie chronomètre de l'horloge sont sélectionnées par le circuit "Master commutation" qui choisit chaque chiffre, au moment demandé, pour l'ionogramme et la visualisation. Le "générateur de commutation" fournit également deux autres entrées au "Numeral Generator" afin d'obtenir les pulses de brillances et d'effacement aux segments verticaux et horizontaux. Les chiffres sont choisis et représentés de gauche à droite sur les deux écrans.

Chaque afficheur est à 8 segments. L'affichage d'un chiffre est réalisé en une période de 16 balayages "Y" le 1er., le 15^{ème} et le 16^{ème} balayages sont toujours effacés. Car ils ne sont pas nécessaires à l'affichage du nombre. La trace est lumineuse du 2^{ème} au 14^{ème} balayages pour éclairer les différents segments.

Pour la partie verticale du chiffre, il y a 16 "time blocks". La trace est toujours effacée durant les 1er, 15^{ème} et 16^{ème} time blocks de chaque balayage "Y".

Les segments horizontaux sont éclairés durant les 2^{ème}, 8^{ème} et 14^{ème} "time block" de chaque balayage "Y".

Sur l'écran de contrôle (MONITOR), en position N.I., le balayage Y (YN.I.) est initialisé toutes les 83,33 μ s et les pulses d'effacement et de brillance nécessaires pour un afficheur sont produits en 1,33ms (durée de la période des 16 balayages "Y").

Chaque "time block" dure 5,2 μ s. L'affichage total dure 21,33 ms pour 256 balayages "Y".

Sur un ionogramme l'affichage se trouve placé entre 700 et 750 km de l'échelle des hauteurs et va jusqu'au 4^{ème} marqueur de fréquences. L'affichage ne dure que 333 us pour chaque ionogramme et a lieu à 4,66ms du début.

Chaque balayage Y de l'écran dure 6ms et est initialisé toutes les 21,33 ms.

Chaque afficheur a besoin de 16 balayages "Y" et sera donc mis en service durant 341,33 ms. Pour l'affichage complet il y'a 256 balayages "Y" d'une durée de 5,41 secondes.

La partie située entre 700 et 750 km de chaque balayage "Y" est divisée en 16 "time blocks" de 20,83 us pour les segments horizontaux.

II. GENERATION DE L'AFFICHAGE (NUMERAL GENERATOR). :

Il y a trois entrées à cette carte de génération :

- a) les sorties venant des diviseurs du chronomètre passent par un décodeur BCD décimal.
- b) Pour obtenir les pulses d'effacement et de brillance pour les segments verticaux, on utilise également un décodeur BCD - décimal dont les entrées viennent des "Diviseurs Opérationnels" à travers "le Générateur de commutation".
- c) Pour obtenir les pulses d'effacements et de brillance pour les segments horizontaux, on utilise un décodeur BCD décimal dont les entrées viennent des "Diviseurs Primaires" à travers un circuit de commutation.

Il y a encore deux autres entrées sur cette carte de génération.

1 - La voie de commande des segments b, f.

2 - La voie de commande des segments c, e.

Comme les cadences de balayage ne sont pas les mêmes pour les affichages des deux écrans, on fait varier la période des entrées binaires des décodeurs de manière à ce que les pulses d'effacement et de brillance nécessaires à chaque chiffre aient la largeur et la période désirées, sur chacun des deux écrans.

Le numéro de série ou numéro de station, représenté sur l'ionogramme, est remplacé par les secondes sur l'écran de contrôle (MONITOR.).

Le changement des entrées se fait par le circuit de commutation sous l'action de "N.I. c/o pulse" génère par une partie du circuit de commande.

III. CIRCUIT DE COMMUTATION. :

On distingue deux parties. :

1^o) - Le "commutation generator". :

Cette partie est formée d'une série de six interrupteurs électroniques. Ces interrupteurs choisissent les sorties BCD des "Diviseurs Opérationnels", les sorties des "diviseurs secondaires" l'entrée de la partie "Master Commutation" et les entrées des décodeurs fournissant les pulses pour les segments verticaux et horizontaux. Comme on l'a dit précédemment, la durée de la génération des chiffres ainsi que la sélection sont différentes pour les deux écrans. Sous le contrôle de "N.I. c/o pulse", les interrupteurs électroniques choisissent un groupe diff rent de sortie BCD de l'horloge pour l'intervalle 700 - 750 km, intervalle où se fait l'affichage.

2^o) - Le " Master commutation". :

Cette partie est divisée en 4 parties. :

- a) - Les pulses de sorties du premier interrupteur électronique vont gérer les sorties du premier interrupteur : années, jours heures/minutes/secondes.
- b) - Les pulses de sortie du second interrupteur vont gérer, en séquence, chaque chiffre de sortie de la carte chronomètre
- c) - Les pulses de sortie du troisième et quatrième interrupteurs pour "le numéro de série ou des secondes, permet de choisir soit la sortie des diviseurs des secondes pour l'affichage N.I. sur le MONITOR, soit le N^o de série de l'appareil pour l'écran principal.
- d) - Les sorties du cinquième et sixième interrupteurs pour le "numéro de série ou affichage des secondes" commandent, en séquence, chaque chiffre de sortie des diviseurs des secondes où le chiffre du N^o de série de l'appareil.

DDDD
D
D
DDDD

DEUXIEME PARTIE.

ETUDE ET REALISATION D'UN
SYNTHETISEUR.

ETUDE D'UNE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE. : (PLL)

1/ - GENERALITES. :

Une boucle à verrouillage de phase de son nom PLL (phase Locked Loop) est un système d'asservissement dans lequel la grandeur asservie est la phase instantanée d'un signal alternatif. On la trouve dans de nombreuses applications professionnelles ou amateurs (filtre suiveur, translateur de fréquence, synthétiseur de fréquences, discriminateur H.F.).

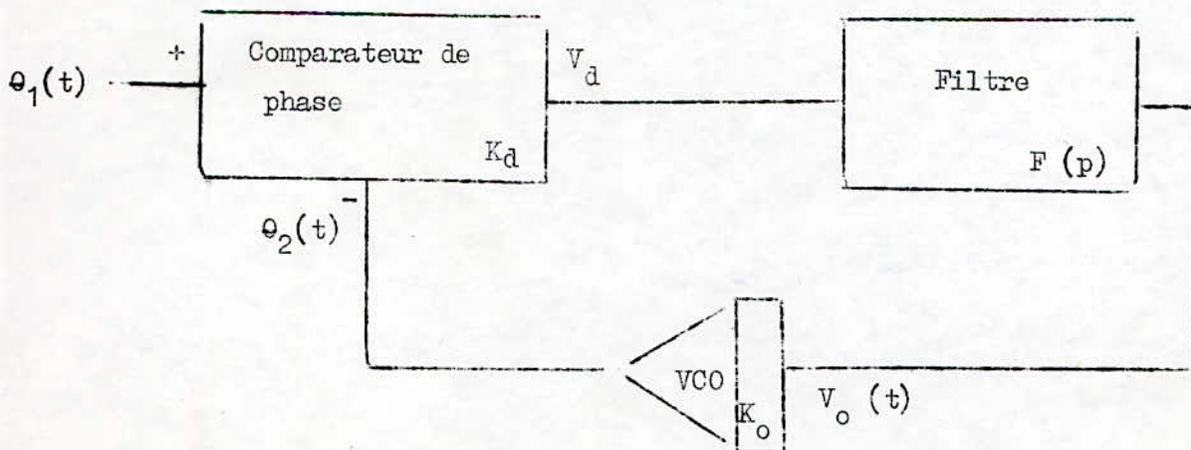
2/ - PRINCIPE DE BASE. :

La PLL est formée de trois sous ensembles qui sont :

- Un comparateur de phase délivrant une tension fonction de la différence de phase des signaux d'entrée de constante K_d .
- Un filtre passe bas correcteur (de boucle) ayant une fréquence de coupure très inférieure à celle de l'oscillateur au repos afin d'éliminer les harmoniques de f_0 (fréquence du signal délivré par le VCO), et dont la fonction de transfert est $F(p)$.
- Un oscillateur commandé en tension (VCO) délivrant un signal de pulsation ω_0 au repos (tension V_{o0}) et dont la fréquence subira un écart par rapport à F_0 lorsque la tension varie autour de V_0 proportionnel à la variation de la tension de commande.

3/ - ETUDE THEORIQUE. :

a) Schéma de la boucle. :



Oscillateur commandé par tension.

b) Asservissement en phase d'un signal périodique. :

Soit un système émettant un signal carré de phase $\theta_A(t) = \omega_{ot} + \theta_2(t) + \theta_0$ où ω_{ot} est la phase d'un signal donné en référence.

Soit un signal de phase $\theta_b(t) = \omega_{ot} + \theta_1(t)$ venant du milieu extérieur, un asservissement de phase a pour but d'asservir la phase $\theta_2(t)$ à varier comme $\theta_1(t)$ éventuellement avec décalage θ_0 , en quelque sorte, le signal local synchronisé par le signal externe.

c) Calcul théorique; :

C.1 - En régime linéaire. :

Nous désignerons par

$\theta_1(t)$ - signal d'entrée

V_d - signal de sortie du comparateur.

$V_o(t)$ - signal de sortie du filtre.

$\theta_2(t)$ - signal de sortie du VCO.

Le signal de sortie du VCO ayant une fréquence instantanée donnée par la relation.

$$\omega_2(t) = \frac{d\theta_2(t)}{dt} = K_o V_o(t)$$

On aura à la

sortie du comparateur :

$$V_d = K_d (\theta_1 - \theta_2)$$

En passant aux transformées de Laplace on obtient le système d'équations suivant :

$$V_d(P) = K_d (\theta_1(P) - \theta_2(P))$$

$$V_o(P) = F(P) V_d(P)$$

$$\theta_2(P) = \frac{1}{P} K_o V_o(P)$$

par combinaison on obtient

$$\theta_2(P) = K_d (\theta_1(P) - \theta_2(P)) F(P) \frac{1}{P} K_o$$

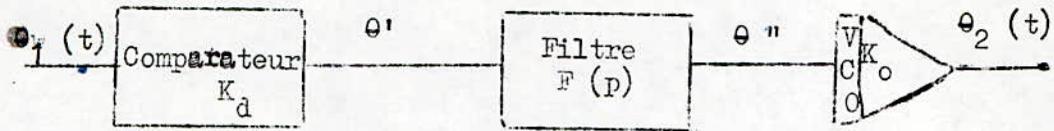
On obtient la fonction de transfert en boucle fermée définie comme :

$$H(p) = \frac{\theta_2(p)}{\theta_1(p)} \quad \text{d'où}$$

.../...

$$H(p) = \frac{K_o K_d F(p)}{p + K_o K_d F(p)} \quad (1)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte $G(p)$ sera donnée en considérant le schéma suivant :



ce qui donne

$$\theta' = K_d \theta_1 \quad ; \quad \theta'' = F(p) \theta' = K_d \theta_1 (p) F(p)$$

$$\theta_2 = \frac{1}{p} K_o \theta'' (p) = \frac{1}{p} K_o K_d F(p) \theta_1 (p)$$

$$\text{d'où } G(p) = \frac{\theta_2(p)}{\theta_1(p)} = \frac{K_o K_d F(p)}{p} = G(p)$$

Soit $\phi(T) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$ erreur ou déphasage de la phase de l'oscillateur local par rapport à celle du signal incident, on trouve

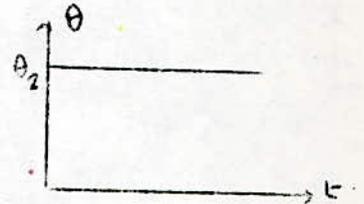
$$\phi(p) = \frac{p}{p + K_o K_d F(p)} \theta_1(p)$$

C.2 - Performances du système. :

C.2.1. - Réponse à un échelon de phase. :

Dans ce cas $\theta_1(p) = \frac{\theta}{p}$ d'où

$$\theta_2(p) = \theta \frac{K_o K_d F(p)}{p(p + K_o K_d F(p))}$$



C'est un système du second ordre au moins (cas où $F(p) = 1$) on a

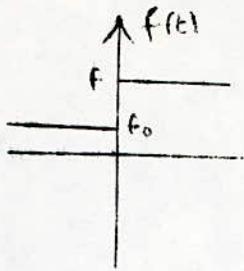
$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_2(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \theta_2(p)$$

d'où si $F(p) \neq 0$

$$\theta_{2\infty} = \Delta \theta \quad \text{et} \quad \phi_{\infty} = 0$$

On peut conclure que l'asservissement en phase s'effectue sans erreur pour des variations infiniment lentes.

C.2.2. - Réponse à un échelon de fréquence. :

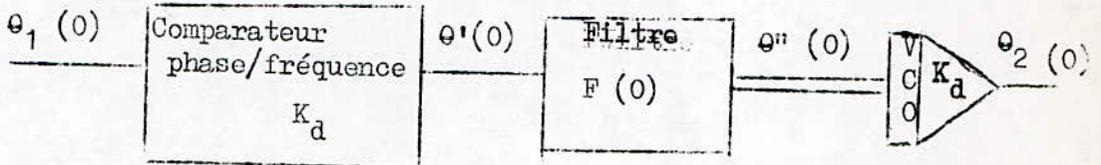


Dans ce cas $P \theta_1 (P) = \frac{\Delta \Omega}{P}$ d'où

$$\theta_1 (P) = \frac{\Delta \Omega}{P^2} \quad \text{et} \quad \phi (P) = \frac{\Delta \Omega}{P (P + K_o K_d F (P))}$$

et $\lim_{t \rightarrow \infty} \phi (t) = \lim_{P \rightarrow 0} P \phi (P)$ on obtient $\phi_\infty = \frac{\Delta \Omega}{G_o}$

où G_o est donné en considérant le schéma suivant correspondant à $w = 0$:



$$\theta' (0) = K_d \theta_1 (0)$$

$$\theta'' (0) = F (0) \theta' (0)$$

pour la sortie du VCO on aura seulement une multiplication de l'entrée par K_o (VCO au repos) d'où

$$\theta_2 (0) = K_o \theta'' (0) = K_o F (0) K_d \theta_1 (0)$$

d'où

$$G_o = \frac{\theta_2 (0)}{\theta_1 (0)} = K_o K_d F (0)$$

Conclusion :

Il y aura une erreur de phase constante sauf si $G_o \rightarrow \infty$ (intégrateur) ce qui n'existe pas. Dans la pratique G_o est simplement grand.

C.3 - En régime sinusoïdal :

On remplace P par Jw

si $\theta_1 (t)$ a une transformée de fourrier on aura

$$\frac{\theta_2 (w)}{\theta_1 (w)} = \frac{K_o K_d F (w)}{Jw + K_o K_d F (w)} = H (w)$$

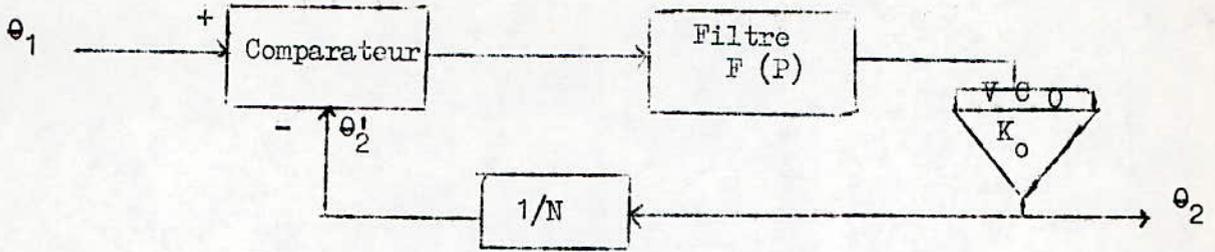
et

$$\phi (w) = \frac{Jw}{Jw + K_o K_d F (w)} \theta_1 (w)$$

où $H (w)$ et $\phi (w)$ sont respectivement la fonction de transfert et le déphasage en régime sinusoïdal.

4/ - SYNTHETISEUR DE FREQUENCE. :

Si on intercale un diviseur de fréquence dans la boucle comme l'indique le schéma suivant :



Les équations deviennent avec $\theta_2 = N\theta_2'$

$$H(P) = \frac{\theta_2(P)}{\theta_1(P)} = \frac{K_0 K_d F(P)}{P + \frac{K_0 K_d}{N} F(P)}$$

L'application d'un tel système est la synthèse de fréquence, à partir d'un quartz de fréquence étalon, on peut obtenir tous les multiples entiers de la valeur de base par un choix convenable de $F(P)$ et le diviseur de fréquence sera un diviseur programmable.

ETUDE DES DIFFERENTS BLOCS D'UN SYNTHETISEUR DE FREQUENCES.

A - COMPARATEUR DE PHASE. :

A.1 - Généralités. :

Le comparateur de phase est un discriminateur de phase destiné à élaborer un signal en fonction de l'écart angulaire entre les vecteurs représentatifs de deux tensions alternatives où l'écart entre deux signaux numériques (signal carré ou rectangulaire). Le rôle d'un comparateur à amplificateur opérationnel est la comparaison des deux tensions présentes à ses deux entrées et d'indiquer si l'une d'elle prise comme référence est supérieure ou inférieure à l'autre.

A.2 - Définition du déphasage. :

On ne peut parler de déphasage, au sens conventionnel du mot **qu'entre** deux tensions correspondant à la même forme d'onde (à une constante multiplicative près).

Toutefois on peut parler, de déphasage entre une sinusoïde et des impulsions à la même fréquence, si on a adopté une convention préalable.

Comme exemple la Fig 1 représente une sinusoïde en (a) et des impulsions en (b), si nous prenons comme **convention** : la tension (b) est en phase avec la tension (a) quand le front montant des impulsions se produit au moment où la tension sinusoïde s'annule en croissant.

Dans ce cas on peut mesurer le déphasage des impulsions par rapport à la sinusoïde ; qu'on exprimera par un angle variant entre 0 et 360 degrés.

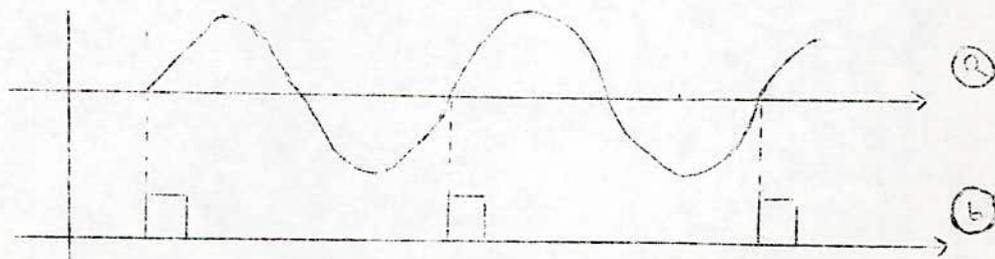


Fig. 1 : Exemple de convention de déphasage.

A.3 - Etude d'un phasemètre à aiguille. :

La figure 2 représente le schéma d'un phasemètre à aiguille dont le principe est le suivant :

La tension e_1 est appliquée à un trigger de Schmitt TS1 puis dérivée au moyen du circuit $C_1 - R_1$. Seules, les impulsions négatives peuvent déclencher le bistable EJ (Eccles de Jordan). La tension e_2 est appliquée à un autre trigger de Schmitt identique TS2, dont la tension de sortie est dérivée par $C_2 - R_2$ et appliquée à un amplificateur inverseur A. Comme le basculeur EJ n'est sensible, sur ses entrées, qu'aux impulsions négatives, il ne sera actionné que par les impulsions qui sont positives à l'entrée de l'amplificateur.

Si nous envoyons, par exemple, deux tensions identiques sur e_1 et e_2 , le basculeur EJ basculera quand la tension e_1 passe par la valeur zéro en croissant (en supposant que c'est à cet instant que le trigger de Schmitt TS1 fournit, à sa sortie dérivée, une impulsion négative).

Le basculeur rebasculera au moment où e_2 passe par une valeur nulle en décroissant, en supposant qu'à cet instant, le trigger de Schmitt TS2 délivre à l'entrée de A une impulsion positive. Nous aurons donc, sur les deux sorties du basculeur EJ ; des signaux rectangulaires symétriques.

Le voltmètre constitué par l'ensemble de R_3, R_4, C_3 et le galvanomètre G donnera alors une indication nulle, puisque les tensions moyennes des sorties sont égales.

Le condensateur C_3 empêche l'aiguille du galvanomètre d'osciller au rythme des tensions e_1 et e_2 , si l'une des tensions se déphase par rapport à l'autre, les signaux sortant du basculeur ne seront plus symétriques : il peut se faire, par exemple, que le signal sur la sortie de gauche reste longtemps, pendant chaque période, à une valeur relativement élevée et peu de temps à une valeur faible. Le signal de la sortie de droite sera complémentaire. Dans ces conditions, la tension moyenne de la sortie de gauche étant supérieure à la tension moyenne de la sortie de droite, un courant traversera G de gauche à droite. Nous pourrions graduer le galvanomètre G directement en déphasage.

Se problème qui se pose dans l'emploi de l'appareil est d'assurer une bonne coïncidence des fronts des signaux carrés sortant des triggers Schmitt avec les instants d'annulation des tensions e_1 et e_2 , cela même dans le cas où ces tensions varient fortement en amplitude.

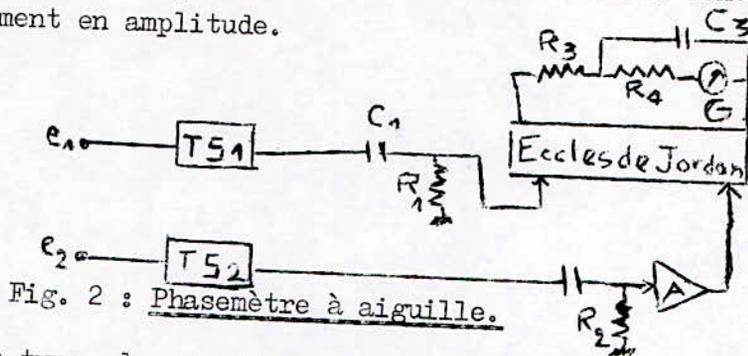


Fig. 2 : Phasemètre à aiguille.

A.4 - Autres types de comparateurs. : (tableau I)

A.4.1. - Schéma classique. :

Il se compose de deux détecteurs d'amplitude alimentés l'un par la somme et l'autre par la différence de deux signaux et on a le signal de sortie. :

$$V_D = V_{OB} - V_{OA} = \chi \frac{2V_0 \cdot \cos \varphi}{\left(1 + \left(\frac{V_0}{V_e}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}}$$

où χ désigne le coefficient de proportionnalité on voit bien que V_D varie sinusoidalement en fonction de l'angle de déphasage de S_0 et S_1 et passe par zéro pour $\varphi_1 = \pi/2$ et $\varphi_2 = 3\pi/2$.

A.4.2. - Multiplieur Analogique. :

S_1 étant le signal de référence et S_2 le signal de comparaison. On voit qu'il s'y superpose des signaux aux fréquences $2f_0$ qui seront éliminés par un filtre passe bas.

Ce multiplieur analogique ne peut fonctionner que pour des variations de phases inférieures à $\pi/2$ (région où la courbe $V_d = f(\theta_1 - \theta_2)$ peut être considérée comme linéaire).

D'autre part l'amplitude des deux tensions de sortie Le signal de sortie est en quadrature avec celui d'entrée.

TYPE	Schéma classique	SIGNAUX D'ENTRÉES (DIAGRAMMES)	SIGNAL DE SORTIE	REPONSE
Schema CLASSIQUE		<p> $V_{OB} = V_c \left[1 + \left(\frac{V_0}{V_c} \right)^2 \right]^{1/2} - \frac{V_0 \cos \varphi}{\left[1 + \left(\frac{V_0}{V_c} \right)^2 \right]^{1/2}}$ $V_{OA} = V_c \left[1 + \left(\frac{V_0}{V_c} \right)^2 \right]^{1/2} + \frac{V_0 \cos \varphi}{\left[1 + \left(\frac{V_0}{V_c} \right)^2 \right]^{1/2}}$ Si $V_0 \ll V_c$ $V_{OA} = V_c + V_0 \cos \varphi$ $V_{OB} = V_c - V_0 \cos \varphi$ </p>	$V_D = V_{OB} - V_{OA}$ $V_D = \frac{\sqrt{2} V_0 \cos \varphi}{\left[1 + \left(\frac{V_0}{V_c} \right)^2 \right]^{1/2}}$	
MULTIPLIEUR ANALOGIQUE		$S_1 = A \cos(\omega_0 t + \theta_1)$ $S_2 = B \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \theta_2)$	$V_D = \frac{AB}{2} \sin(\theta_1 - \theta_2)$ si $\theta_1 - \theta_2 < 10^\circ$ $V_D \approx \frac{AB}{2} (\theta_1 - \theta_2)$	
CIRCUIT à LOGIQUE SÉQUENTIELLE			$\bar{V}_D = \frac{U}{2\pi} (\theta_1 - \theta_2)$	
CIRCUIT Combinatoire		$\theta_1 = \omega_0 t + \varphi_1$ $\theta_2 = \omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \varphi_2$ $V_A = \theta_2 \bar{\theta}_1 + \bar{\theta}_2 \theta_1$		

A.4.3. - Détecteur de phase numérique. :

a) Circuit logique séquentiel. :

Les signaux d'entrée et de sortie sont du type "onde carrée". La sortie du détecteur de phase est formée de deux interrupteurs la reliant à deux tensions = U ; son fonctionnement est décrit comme suit :

* Si $\theta_1 > \theta_2$, la sortie est reliée à $+U$ à chaque période de pendant l'intervalle de temps $(\theta_1 - \theta_2) \frac{T}{2\pi}$
 $\frac{T}{2\pi}$ avec $= 1/f_0$

* Si $\theta_1 < \theta_2$, la sortie est reliée à $-U$ pendant un intervalle de temps $(\theta_2 - \theta_1) \frac{T}{2\pi}$
 et la valeur moyenne de d est donné par

$$\bar{V}_d = \frac{U}{2\pi} (\theta_1 - \theta_2)$$

l'excursion de phase à l'entrée est de $\pm 2\pi$ et le signal de sortie est calé en phase sur celui d'entrée ; tout cela nécessite un circuit logique séquentiel.

b) Circuit combinatoire. :

On utilise une porte ou exclusif, dont le fonctionnement est le suivant :

Si la sortie de ce circuit est à 1, on relie la sortie à $-U$ et si elle est à 0, on la relie à $+U$, on obtient une tension \bar{V}_d nulle en moyenne lorsque les deux signaux sont en quadrature c, a, d,

$$\theta_1 = \omega t + \varphi_1$$

$$\theta_2 = \omega t + \pi/2 + \varphi_2$$

l'excursion de déphasage est limité à $\pm \pi/2$; à la sortie du ou exclusif on a :

$$V_A = \theta_2 \cdot \bar{\theta}_1 + \bar{\theta}_2 \cdot \theta_1$$

B - OSCILLATEUR COMMANDE PAR TENSION. : (V.C.D.)

B.1 - Généralités. :

C'est un oscillateur agencé de telle sorte que sa fréquence varie sous l'influence d'un signal de commande.

Généralement ce sont des oscillateurs RC où un condensateur est chargé par un courant commandé par une tension jusqu'à ce qu'une tension fixe (V_1) soit atteinte ; à cet instant, il est déchargé par un courant également commandé par la même tension jusqu'à une tension (V_2) et le cycle recommence. La tension aux bornes du condensateur est du type triangulaire et sa fréquence est directement proportionnelle à la tension de commande et si cette tension est variable, la phase du signal obtenu est effectivement proportionnelle à l'intégrale de la tension de commande. Le système comparateur a U_1 et U_2 délivre alors le signal carré nécessaire.

B.2 - Schémas d'application. :

Les figures 3 et 4 représentent schématiquement deux types d'oscillateurs dont les fréquences sont rendues variables par l'action d'une tension de commande.

La figure 3 est relative à un oscillateur sinusoïdal, sa fréquence est définie par L et C du circuit accordé. On utilise une diode varicap dont la fréquence est donnée par :

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_0}} \frac{1 + V_C}{V_{CO}}$$

$$\text{à } V_C = 0 \text{ on a } F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_0}}$$

où V_{CO} étant la polarisation de la diode

ΔV_C signal de commande ou la variation par rapport à V_{CO} .

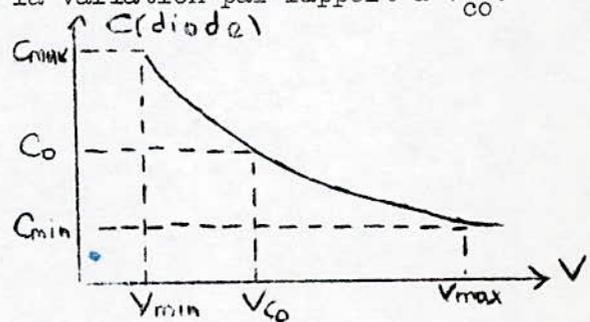
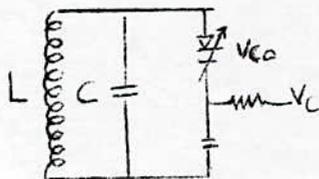


Fig. 3 : Oscillateur sinusoïdal

La figure 4 représente un oscillateur de relaxation, il est composé d'une bascule de Schmitt dont les tensions d'enclenchement et de déclenchement sont prélevées aux bornes de C_0 et on a

$$\Delta f_0 = K_0 (\Delta V_c) \left[1 + \left(\frac{V_0}{V_c} \right)^2 \right] = K \Delta V_c$$

Cet exemple illustre la possibilité de réalisation d'un oscillateur commandé en tension dont la variation Δf_0 de fréquence à partir de la valeur f_0 de sa fréquence d'oscillation propre, soit une loi linéaire en fonction d'un signal de commande ΔV_c .

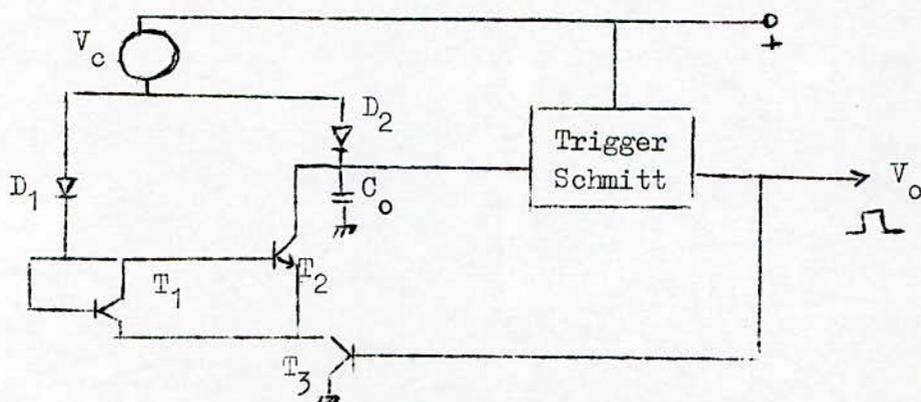


Fig. 4 : Oscillateur à relaxation.

C - CHAÎNE DE DIVISION. :

C.1 - Système de base. : (fig.5)

La boucle à verrouillage de phase d'un synthétiseur de fréquence a pour objet de réaliser l'égalité :

$$F_{\text{ref}} = F_{\text{comp}} = \frac{F_{\text{sortie}}}{N \times M}$$

N : représente le rapport de division du diviseur programmable, elle est relative au nombre entier de pas, le pas étant $M \times F_{\text{ref}}$ qui constitue l'espace minimale entre canaux dans un synthétiseur à boucle unique.

L'étude dynamique de la boucle montre que la fréquence de référence impose une limite supérieure de la bande passante de la boucle sinon on aura une altération du temps d'établissement en fréquence de la boucle ainsi qu'une instabilité en sortie du VCO. On devrait donc choisir M le plus petit possible ce qui est en contradiction avec sa définition.

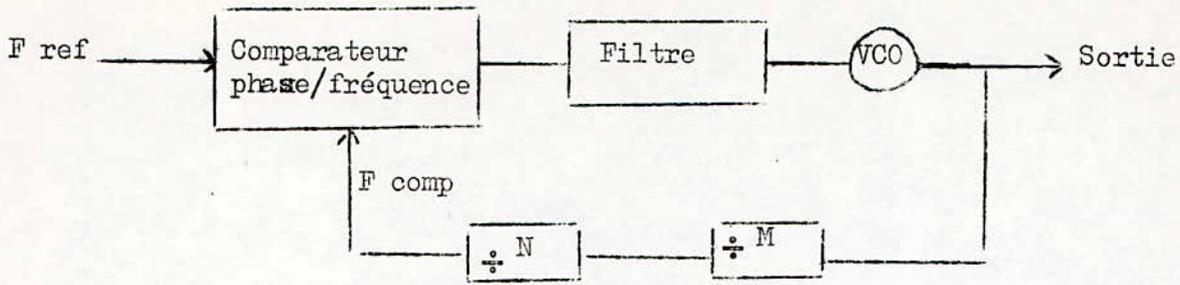


Fig. 5 : Schéma de base d'un synthétiseur de fréquence à diviseurs programmables

Une deuxième possibilité consiste à faire travailler le VCO à une fréquence suffisamment basse pour permettre une division programmable directement en sortie de celui-ci ; la fréquence de sortie nécessaire étant produite par une multiplication de fréquence à la sortie du VCO (fig.6) avec cette technique, il était difficile d'obtenir une réponse spectrale satisfaisante du signal de sortie. En outre l'espacement minimal entre canaux était MF ref, ce qui limitait les performances de la boucle pour un espacement donné.

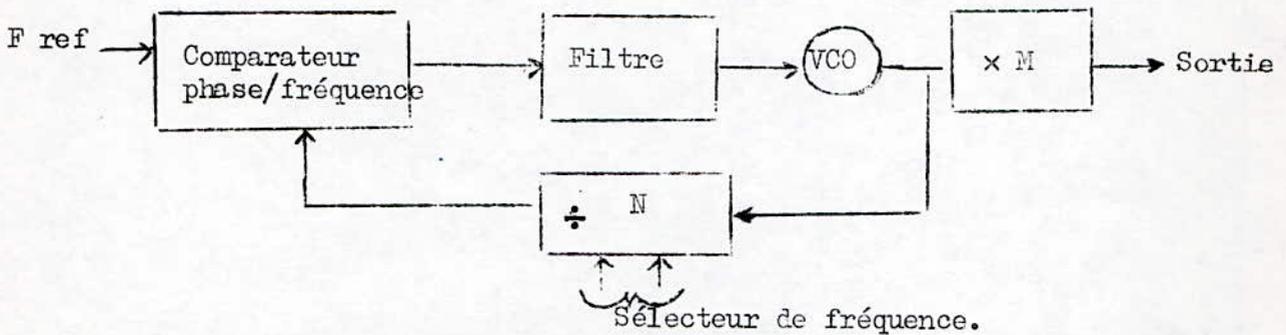


Fig. 6 : Synthétiseur de fréquence avec circuit multiplicateur en sortie.

Une autre possibilité souvent adoptée, consiste à décaler la fréquence du VCO par un mélangeur (fig.7) l'effet de décalage de fréquence (F^{dec}) sur la fréquence de comparaison (F_{comp}) est le suivant :

$$F_{comp} = \frac{F_{sortie} - F_{décalage}}{N}$$

c'est à dire

$$F_{sortie} = N F_{comp} + F_{Décalage} \quad (2)$$

avec $F_{comp} = F_{ref}$ du verrouillage.

dans l'équation (2) on remarque que cette technique donne une fréquence de référence égale à l'espacement du canal désiré sans compromettre les performances de la boucle. Mais l'introduction d'un décalage de fréquence présente comme inconvénients de réduire la stabilité de fréquence et de plus la sortie du V_{co} sera affectée par des raies parasites introduites par le décalage des fréquences dû au mélangeur.

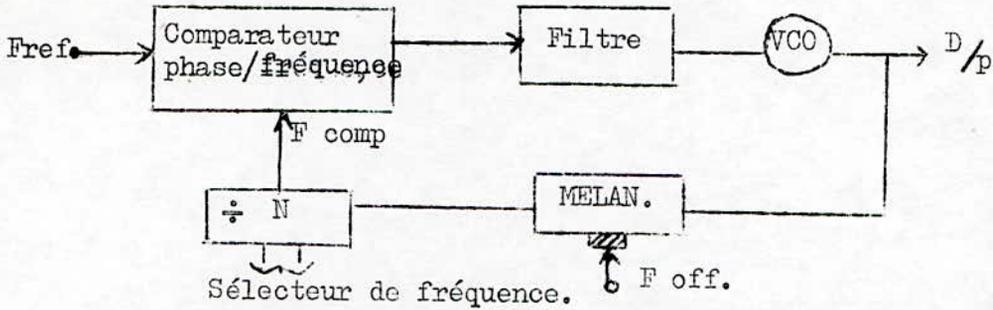


Fig. 7 : Synthétiseur de fréquence avec circuit V.C.O.

En conclusion on dira que depuis l'événement des diviseurs ultra rapide ces techniques ne sont plus employées maintenant.

C.2 - Utilisation des diviseurs rapides. :

choix des rapports de division.

Compte-tenu de l'étendue de la bande de fréquence du VCO vers les U.H.F. le nombre de diviseurs fixes, nécessaires à une réduction de la fréquence compatible avec les diviseurs à rapport variable, devient excessif. Cependant une solution s'offre à nous, s'il existe un "prescaler" ou diviseur fixe dont le rapport de division peut être commuté entre deux ou plusieurs variables. Il est possible d'obtenir effectivement une division programmable de la fréquence à l'entrée du "prescaler" et l'utilisation d'un diviseur programmable existant est possible en sortie de celui-ci.

C.3 - Diviseur programmable à deux modules. :

De tels diviseurs sont appelés "prescalers à module variables" le fonctionnement est donné par la fig. 8, la sortie du "prescaler" (qui peut diviser par "P" et "(P+Q)" attaque deux diviseurs programmables en parallèle, ces deux diviseurs sont programmés en "A" et "N".

Le compteur "A" et le "prescaler" sont interconnectés de telle façon que pour un cycle complet de comptage, le "prescaler" divise par $(P + Q)$ jusqu'à ce que le compteur "A" arrive à zéro, puis revienne au rapport de division "P". Le compteur "A" est connecté au compteur "N" de telle façon que lorsque le compteur "N" arrive à la fin de son état programmé, les deux compteurs "A" et "N" repartent ensemble de zéro.

En conséquence, le "prescaler" divise par " $(P + Q)$ " pendant un cycle de "A" et par "P" pendant le cycle " $(N - A)$ ", c'est-à-dire que le comptage programmé "R" de la combinaison devient

$$R = (N - A) P + A (P + Q) \text{ soit}$$

$$R = NP + A Q$$

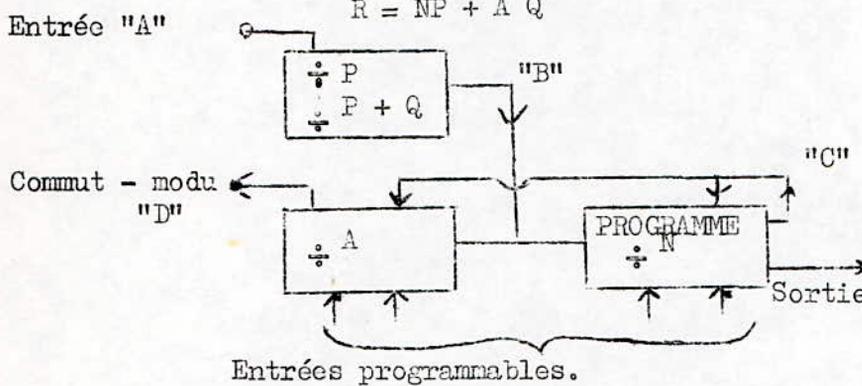


Fig. 8 : Synoptique d'un diviseur à deux modules.

Une seule restriction est apportée à ce schéma pour un bon fonctionnement du système : il faut $N > A$ et on doit avoir $A_{\max} = P$ afin d'avoir de petits incréments de fréquences.

D - CHOIX DU FILTRE. :

Les impulsions de sortie du comparateur de phase ne sont pas directement exploitables, il faut les transformer en tension continue pour corriger la fréquence du VCO.

Pour permettre cette transformation, on utilise un filtre passe-bas ; dont la fonction de transfert répond à une des formes suivantes :

$$F(P) = \frac{1}{T_1 P} \quad \text{où} \quad F(P) = \frac{1}{1 + T_1 P} \quad \text{ou} \quad F(P) = \frac{1 + T_2 P}{1 + T_1 P} \quad (T_1 > T_2)$$

D.1 - Boucle du premier ordre. :

Si on utilise $F(p) = \frac{1}{T_1 p}$ où $F(w) = \frac{1}{jw T_1}$

L'équation (A) devient $H(P) = \frac{K_o K_d}{P^2 t_1 + K_o K_d}$

et $H(w) = \frac{K_o \cdot K_d}{K_o K_d - w^2 T_1}$

* D'après le critère de stabilité, ce système qui présente un pôle à partir réelle positive, est instable (oscillation à $w_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{T_1}}$)

D.2 - Boucle d'ordre supérieure. :

Si on utilise :

$$F(P) = \frac{1 + T_2 P}{T_1 P} = \frac{1}{T_1 P} + \frac{T_2}{T_1}$$

On obtient

$$H(P) = \frac{1 + T_2 P}{\frac{P^2}{w_n^2} + 2 \frac{P}{w_n} + 1}$$

avec

$$w_n = \frac{K_o K_d}{T_1} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1}{2} w_n T_2 = \frac{T_2}{2} \sqrt{K_o K_d}$$

un tel système sera stable si ξ est suffisamment grand (0,7 par exemple dans ce cas $w_n = \frac{1,4}{T_2}$)

On remarquera qu'aux fréquences élevées la limite de

$$H(w) \text{ est } \lim_{P \rightarrow \infty} H(w) = \frac{T_2}{T_1}$$

Le défaut de cette correction est de ne pas assez affaiblir les signaux très hautes fréquences correspondants aux termes gênants issus du détecteur de phase (aux fréquences $n w_o$).

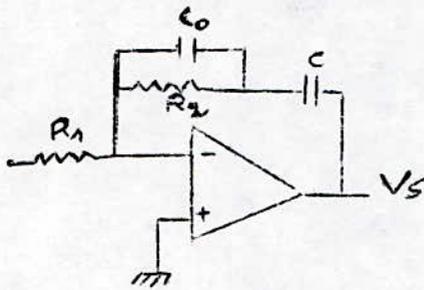
Un exemple de filtre réalisant la fonction $F(p)$ est celui représenté par la figure ci-contre avec :

$$T_1 = R_1 C$$

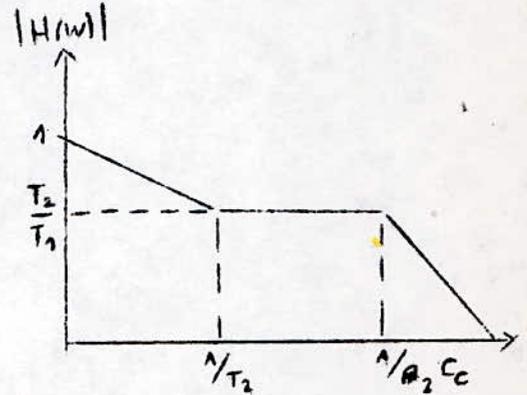
$$T_2 = R_2 C$$

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{R_2}{R_1}$$



a) filtre



b) réponse du filtre

Pour diminuer le défaut cité ci-dessus (affaiblissement des signaux très hautes fréquences) une capacité C_0 suffisamment petite, n'intervenant que lorsque le gain en boucle ouverte est très inférieure à 1, est placée aux bornes de la résistance R_2 .

Les performances du système pour un calage en phase seront bonnes si les perturbations ont un spectre de fréquence au-dessus de la fréquence naturelle.

Réciproquement, si au bruit de fond s'est superposé le signal reçu, seules les composantes de ce bruit à des fréquences très inférieures à $2\pi/T_2$ perturberont la phase du signal de sortie.

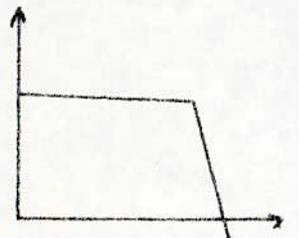
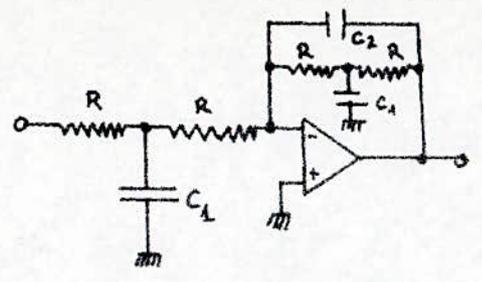
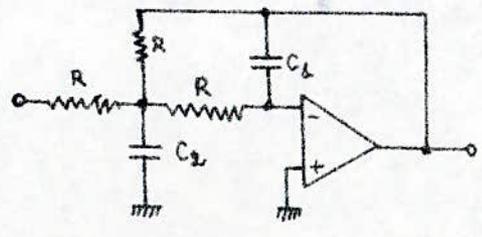
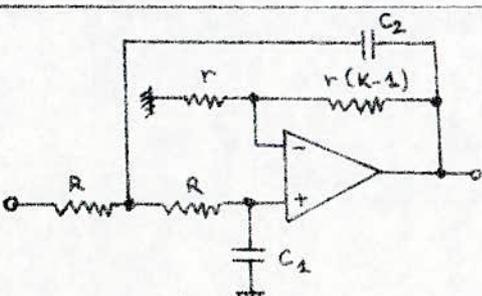
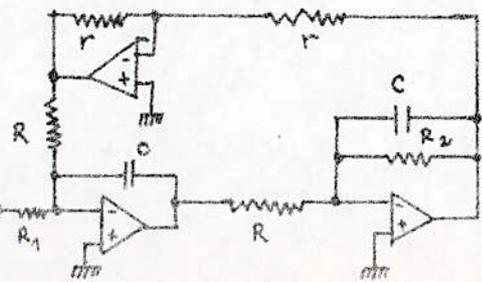
En conclusion on peut dire que dans le domaine des basses fréquences les filtres passifs présentent de graves inconvénients :

Les inductances devienent lourdes, volumineuses, coûteuses et de mauvaise qualité. On leur préfère les filtres actifs dont les avantages sont nombreuses :

- * Coefficient de surtension aussi **grand** que l'on voudra.
- * Faible encombrement
- * Faible poids ; prix.
- * Facilité de réglage.

une autre multitude de filtre actifs sont illustrés au tableau 2 et qui peuvent être utilisés.

TABLEAU 2: FILTRE PASSE - BAS

		Valeur des paramètres	Valeur des composants	Structure
$F(p) = G_m \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\zeta\omega_0 p + \omega_0^2}$  <p>réponse en amplitude</p>		$G_m = 1$ $f_{0T} = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$ $\zeta = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$	$C_1 = \frac{1}{R} \frac{\zeta}{\omega_0}$ $C_2 = \frac{1}{R} \frac{1}{\zeta \omega_0}$	contre réaction simple
		$G_m = 1$ $f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$ $\zeta = 1,5 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$	$C_1 = \frac{1}{R} \frac{\zeta}{1,5 \omega_0}$ $C_2 = \frac{1}{R} \frac{1,5}{\zeta \omega_0}$	Contre réaction multiple ou structure de Rauch
		Cas ou $C_1 = C_2 = C$ $G_m = K$ (prendre $K \neq 3$) $f_0 = \frac{1}{2\pi R C}$ $\zeta = \frac{3-K}{2}$	Cas ou $C_1 \neq C_2$ et ampli totalement C.R. $K=1$ (r absente) $G_0 = 1$ $f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$ $\zeta = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$	Source contrôlée à réaction simple (structure de SALLEN ET KEY)
		$G_m = \frac{R}{R_1}$ $f_0 = \frac{1}{2\pi R C}$ $\zeta = \frac{1}{2} \frac{R}{R_2}$	$C = \frac{1}{R \omega_0}$ $R_1 = \frac{R}{G_0}$ $R_2 = R \frac{1}{2\zeta}$	structure à variable d'état

PARTIE PRATIQUE

A) PRESENTATION DES DIFFERENTS CIRCUITS INTEGRES UTILISES

1) Le compteur SN 74193

a) Présentation

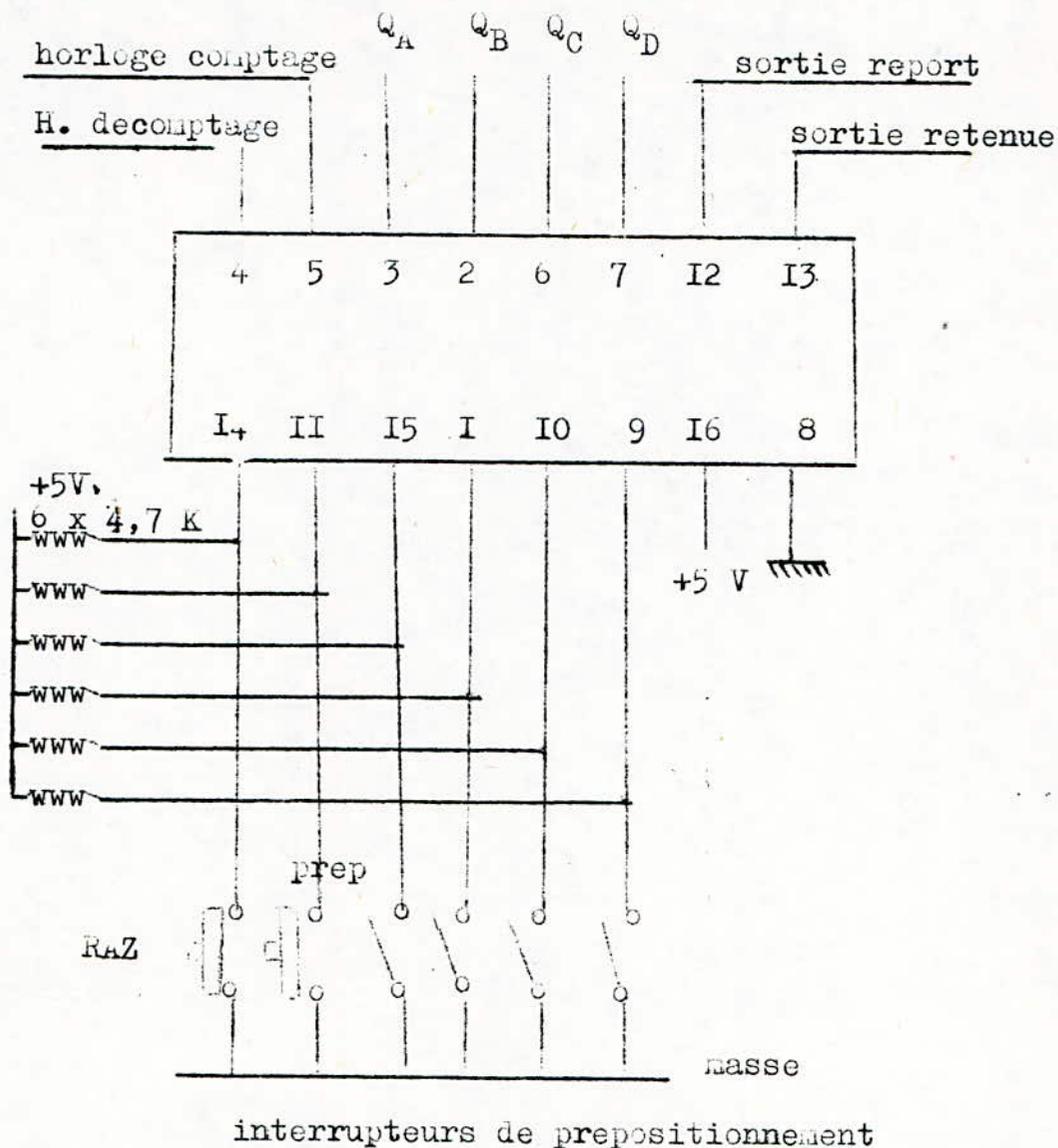
Ce circuit intégré est une décade. Il comprend quatre bascules JK. L'originalité est la possibilité de compter ou de décompter selon l'entrée horloge qui est utilisée. La particularité de ce circuit est de basculer sur les fronts montants de l'horloge. La sortie s'effectue en code binaire (BCD), on a donc quatre sorties. La décade peut être prépositionnée : elle peut commencer à compter à partir de tout chiffre compris entre 0 et 15. On présente le code binaire sur ses entrées. Il suffit de mettre la borne 11 (Load) à l'état bas pour qu'il recopie en sortie la combinaison présente sur ses entrées.

Le circuit dispose de deux bornes de sortie (Carry et Borrow) qui permettent de placer en cascade plusieurs compteurs afin d'augmenter la capacité, pouvant compter ou décompter: il suffit de relier la sortie Borrow des unités à l'entrée décomptage des dizaines. De même, il faut relier la sortie Carry des unités à l'entrée comptage des dizaines.

L'entrée RAZ est active en présentant un état logique haut pour que la décade revienne à zéro.

Notons que ce circuit est à haute intégration et qu'on ne doit pas laisser les entrées en l'air sous risque de perturbations.

b) Exemple d'application



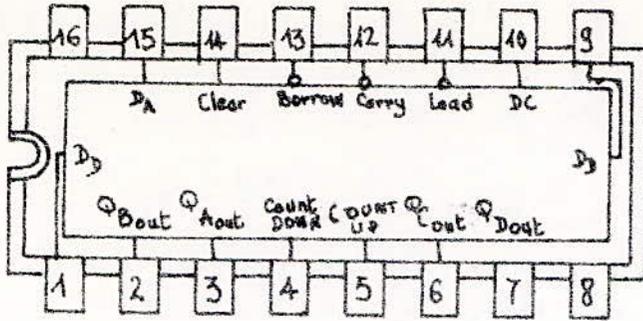
Le brochage et le diagramme temporel de ce circuit intégré sont donnés en figure ci-apres.

1) LE COMPTEUR SN 7493

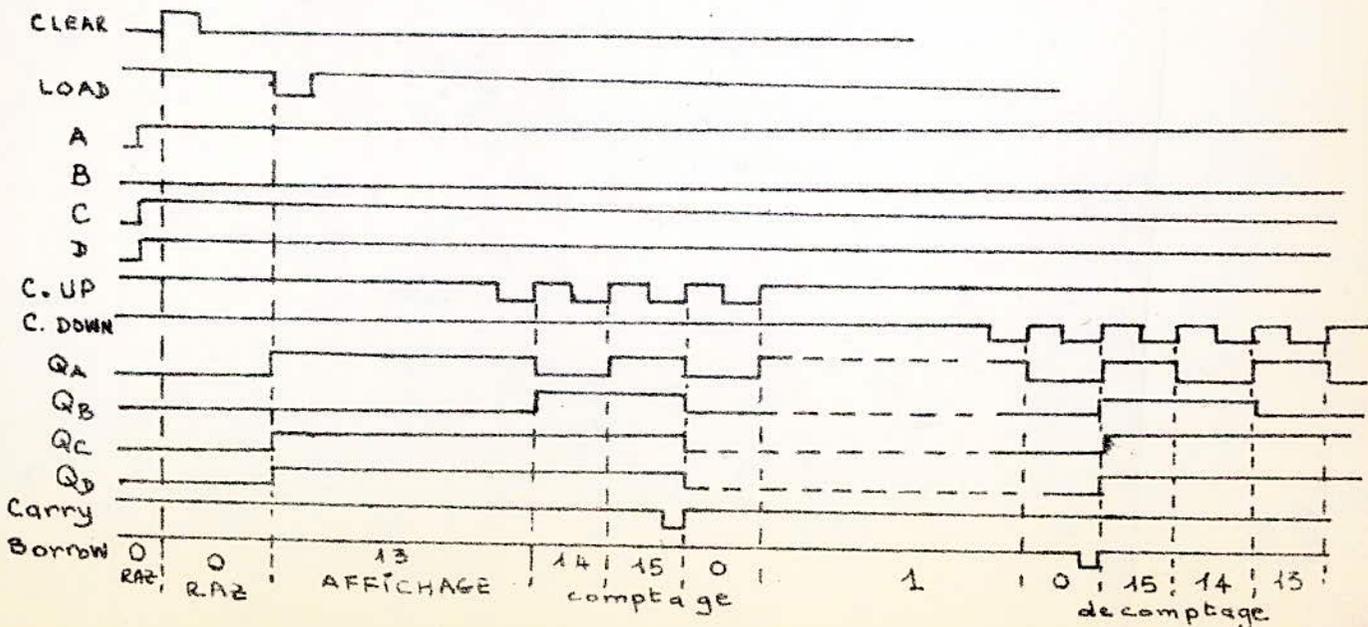
Le circuit integre constitue une unite de comptage à quatre bits ,avec un recyclage apres la quinzieme impulsion. son brochage est represente en figure ci-apres. Comme on peut le constater ,celui-ci est constitue de quatre bascules JK maitre esclave ,A,B,C,D dans lesquelles la sortie B commande l'entree horloge (CP)de C,et ainsi de suite, en cascade c'est-à dire un compteur asynchrone. La sortie de A (broche I2) est connectee, à l'exterieur. À l'entree de la broche I (broche I)

BROCHAGE - TABLE - CHRONOGRAMMES

DU SN 74193



ENTREES								SORTIES					
CLEAR	LOAD	comptage decomptage		D	C	B	A	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A	Carry	Borrow
		+1	-1										
1	x	x	x	x	x	x	x	0	0	0	0	1	1
0	0	x	x	D	C	B	A	D	C	B	A	1	1
								0	0	0	1	1	1
								0	0	1	0	1	1
								0	0	1	1	1	1
0	1	1	1	x	x	x	x	1	1	1	0	1	1
								1	1	1	1	1	1
								1	1	1	1	1	1



pour compléter le compteur à quatre bits.

Cette connexion externe facultative permet d'utiliser ce circuit intégré comme compteur à trois bits, en entrant directement en B, et en même temps d'utiliser la bascule comme unité séparée.

Si au contraire on effectue la connexion extérieure, on utilise le circuit en compteur à quatre bits, comme il a été dit, et en entre par la (broche 14) en A.

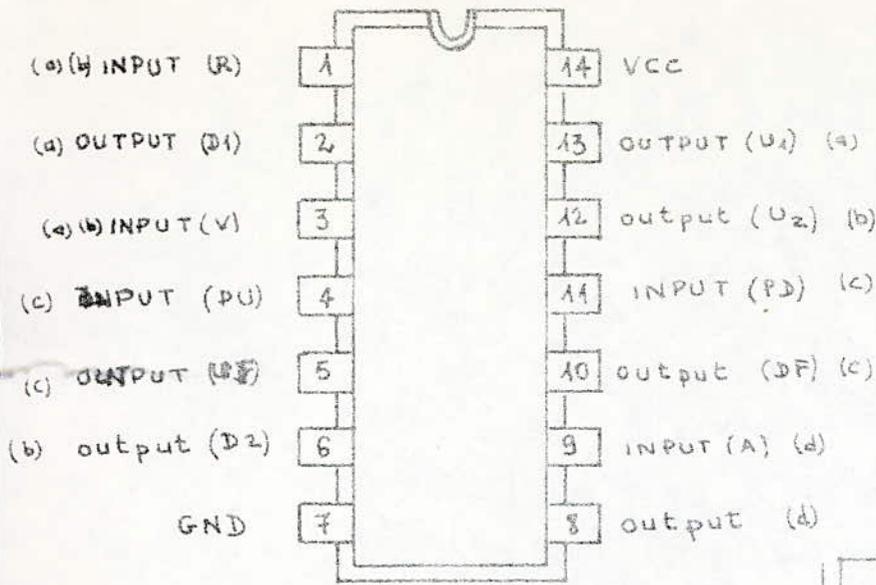
Les sorties se font en Q_A, Q_B, Q_C, Q_D (12, 9, 8, 11). Les entrées R01 et R02 (2, 3) sont celles d'une porte NAND dont la sortie va au clear des bascules. La table de leur utilisation est donnée ci-après. Si toutes ces entrées sont portées à 1, le compteur se maintient à l'état de repos. Elles servent à la mise à zéro des quatre sorties indépendamment des signaux présents à l'entrée. Quand au contraire l'une au moins de ces entrées est portée à zéro, le compteur est habilité au comptage. Ces entrées portent le nom de reset.

RESET INPUTS		OUTPUTS			
R01	R02	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
H	H	L	L	L	L
L	X	COUNT			
X	L	COUNT			

3) LE DETECTEUR DE PHASE ET FREQUENCE (MC4344/MC4044 ou IIC44)

Le MC4344/4044 se compose de deux détecteurs de phase digitaux d'une charge pump, et d'un amplificateur. Le circuit accepte les signaux TTL aux entrées (R) et (V) et génère une tension d'erreur qui est proportionnelle à la fréquence et à la différence des phases des signaux d'entrées respectivement.

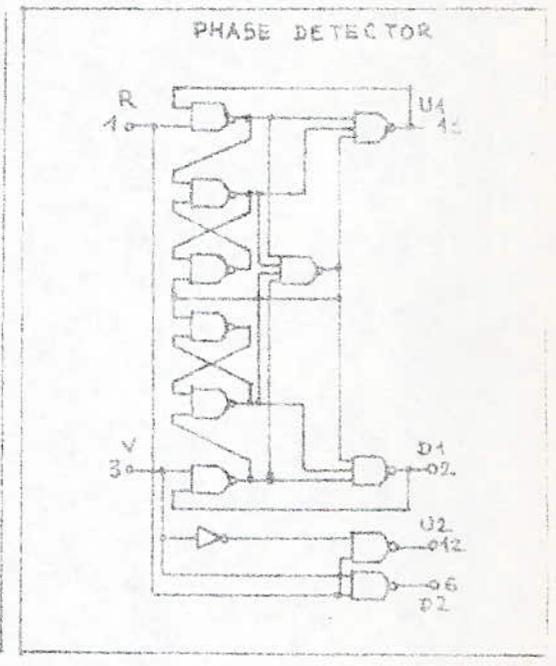
Son schéma synoptique est donné ci-contre.



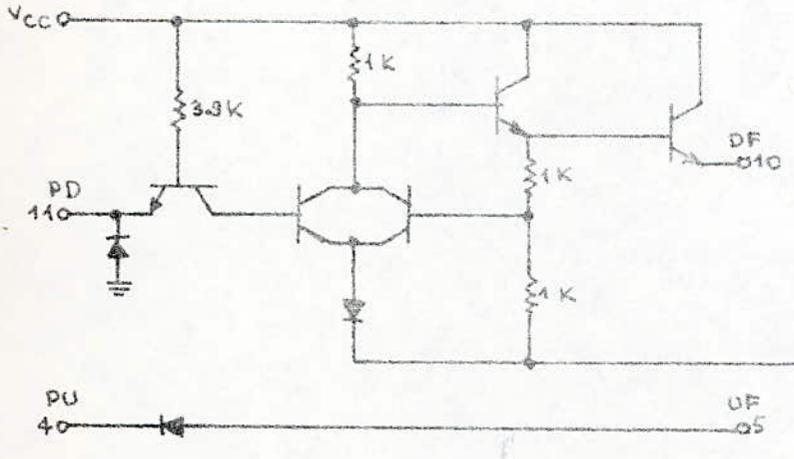
brochage du 11C44

DETECTEUR PHASE FREQUENCE

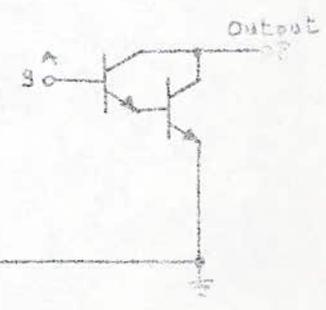
- (a) detecteur 1
- (b) detecteur 2
- (c) charge pump
- (d) amplificateur

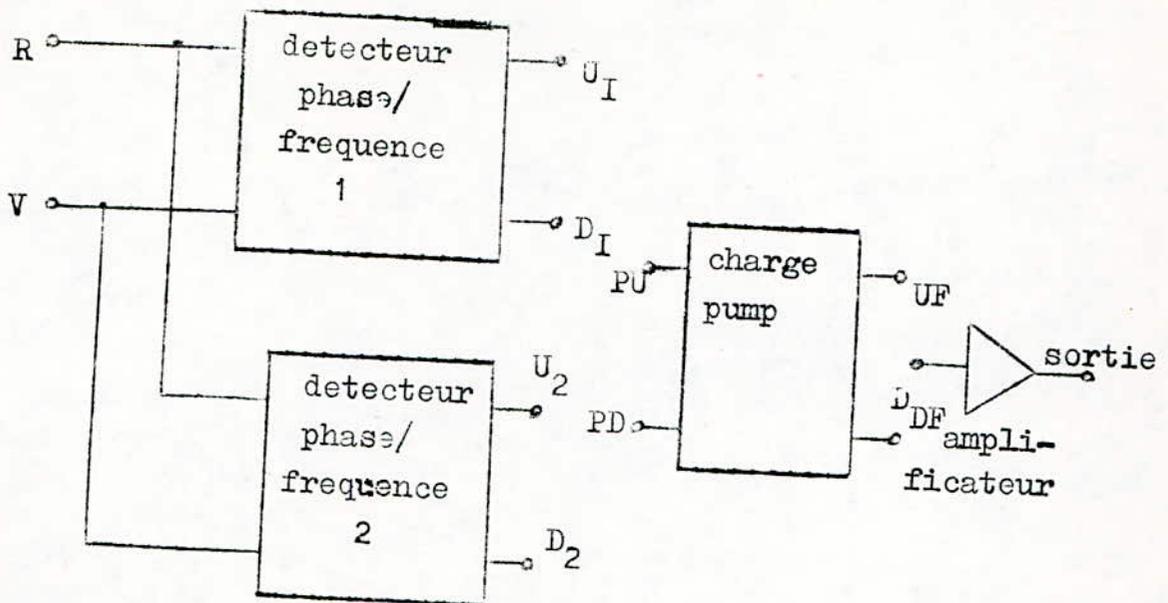


CHARGE PUMP



AMPLIFIER





Le détecteur de phase (1) est destiné pour être utilisé dans les systèmes demandant un niveau nul de fréquence et les différences de verrouillage de phase.

Le détecteur de phase (2) est utilisé si la quadrature de verrouillage de phase est désirée.

Le détecteur de phase (2) peut être utilisé pour indiquer que la principale boucle, utilisant le détecteur de phase (1) est hors de verrouillage.

CARACTERISTIQUES D'UTILISATION

L'utilisation de ce circuit intégré est mieux expliquée en considérant séparément chaque section.

Si le détecteur de phase (1) est utilisé, la boucle de verrouillage se produit quand les deux sorties U_1 et D_1 restent à l'état haut. Ceci se produit seulement quand toutes les transitions négatives sur R, (l'entrée de référence), et V (la variable où la rétroaction d'entrée) coïncident.

Le circuit réagit seulement aux transitions, d'où l'erreur de phase est indépendante du cycle de fonction des signaux d'entrée où de la variation d'amplitude.

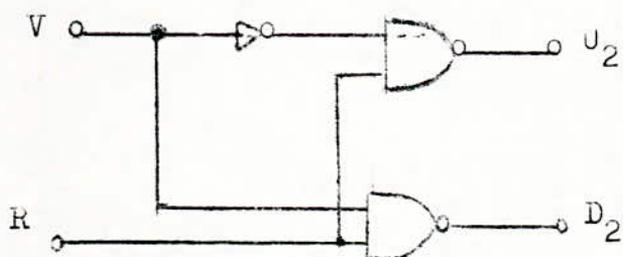
Le détecteur de phase (1) se compose d'un circuit à logique séquentiel, par conséquent l'opération précédente de verrouillage est déterminée par les conditions initiales.

Dans une boucle d'application...

contrôler le VCO est dérivé par translation et filtrage des signaux apparaissant sur R et V.

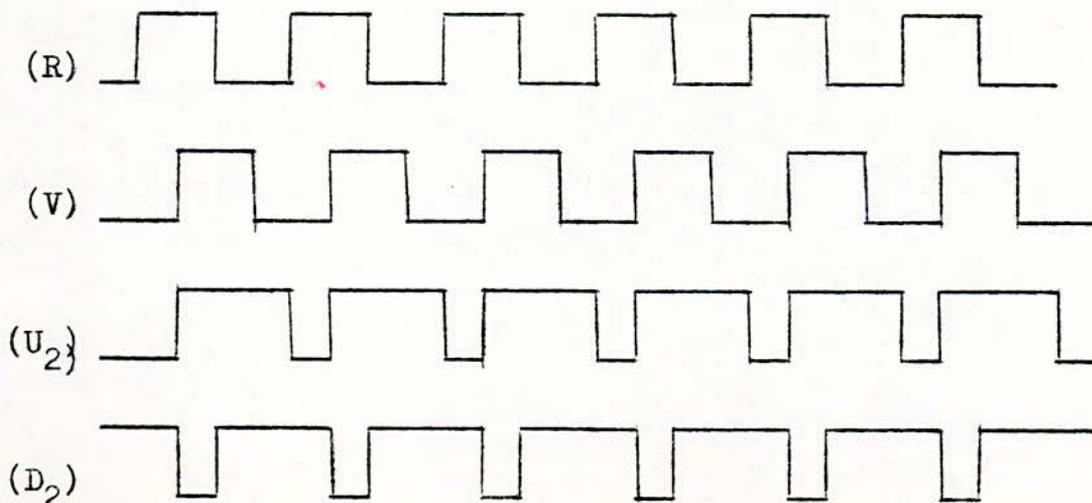
Ce circuit ayant la caractéristique que le signal apparaissant en U_1 peut varier à un taux proportionnel à la différence de fréquence des deux entrées R et V. C'est cette caractéristique qui permet au MC4344/4044 d'être utilisé comme un discriminateur de fréquence, si le signal de fréquence sur R a été modulé en fréquence et si la bande de la boucle est sélectionnée pour faire passer la déviation de la fréquence mais en rejetant R et V, l'erreur de la tension résultante appliquée au VCO sera le signal de la modulation recouvert.

Le détecteur de phase (2) travaille seulement en logique combinatoire, par conséquent ses caractéristiques peuvent être déterminées à partir de la simple table de vérité ci-contre :



R	V	U_2	D_2
0	0	I	I
0	I	I	I
I	0	0	I
I	I	I	0

Chronogrammes



L'utilisation du circuit exige que les deux entrees allant à la charge pump, d'etre à l'etat haut où ont le meme cycle de fonctionnement quand se produit le verrouillage, utilisant le detecteur de phase, cette operation s'étent jusqu'à une relation de quadrature entre R et V . .

La charge pump sert d'invertir l'un des signaux d'entree (D₁) et translate le niveau de la tension avant qu'il soit appliquée au filtre de boucle .

L'utilisation de la charge pump est mieux expliqué en la considerant en conjonction avec un amplificateur darlington integre. Il y'aura un signal de pulsation soit sur PD soit sur PU, dependant de la relation phase-frequence de R et V. Notons que la deviation à partir de 50% de la fonction du cycle des entrées apparaitrait comme une erreur de phase.

4) MULTIVIBRATEUR CONTROLE EN TENSION (MC4324/4024 où 11C24)

Le MC4324/4024 est compose de deux multivibrateurs independants controlé par tension avec des sorties sur buffers.

L'utilisation de frequence est sprcifiée à 25 MHZ à 25°C.

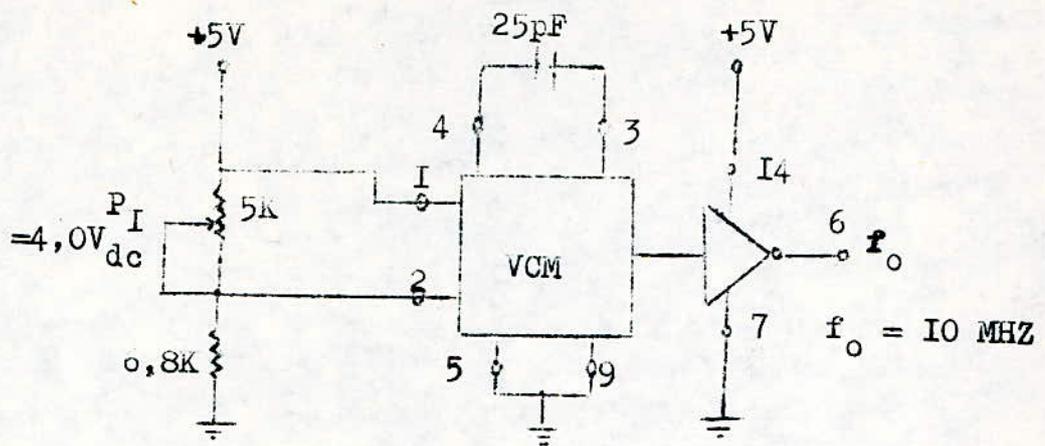
L'utilisation jusqu'à 15 MHZ est possible au dessus de la temperature spécifiée pour les demandes hautes frequences Cette exception etait désigné specifiquement pour utiliser le contrôle de frequence manuellement où automatiquement.

Ce circuit peut être aussi utilisé dans d'autres applications demandant un contrôle de tension et de frequence où comme oscillateur stable de frequence fixe (3-15 MHZ) en remplaçant la capacité de controle par un crystal.

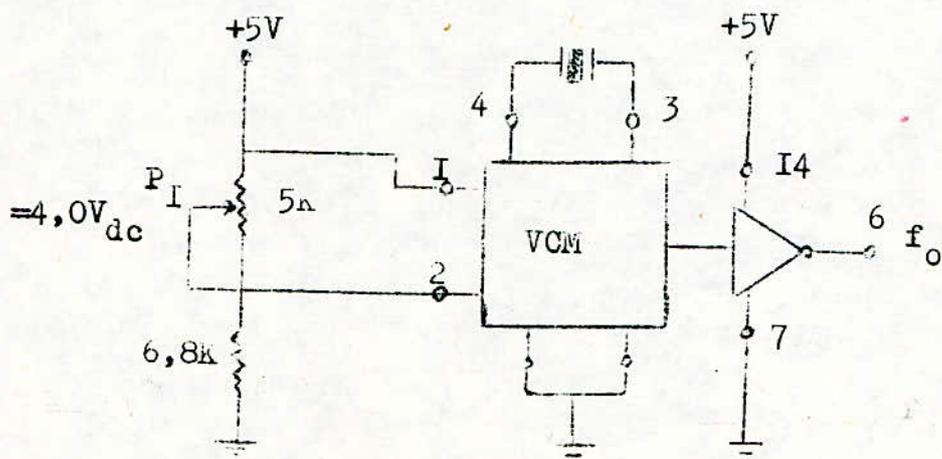
L'utilisation maximale en frequence est garantie à 25°C est de 25 MHZ.

Pouvoir dissipateur = 150 mW typ/pKg

APPLICATIONS TYPIQUES :

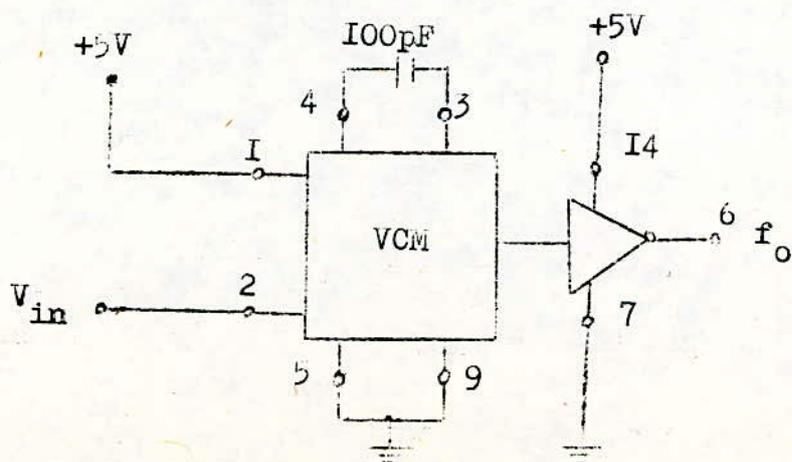


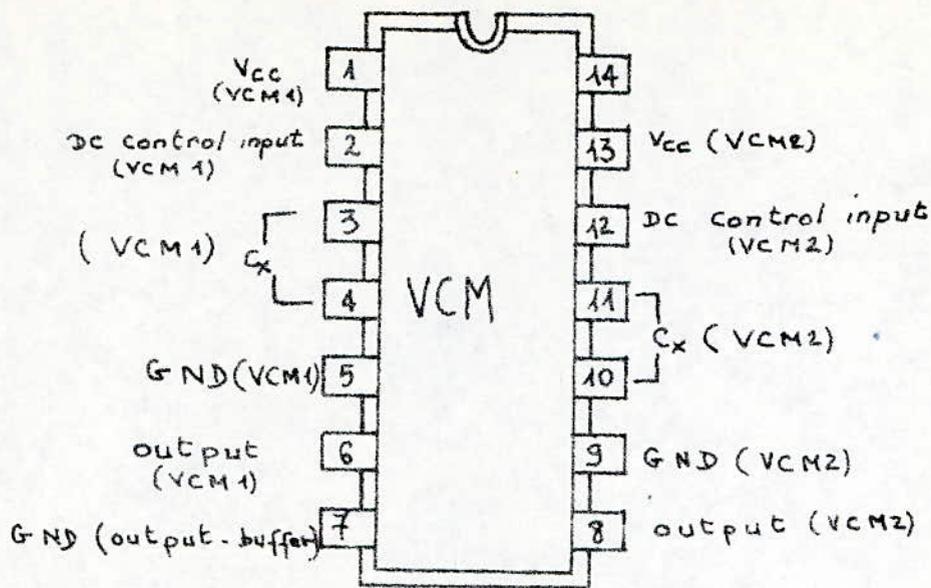
MULTIVIBRATEUR ASTABLE



MULTIVIBRATEUR CONTROLÉ PAR CRYSTAL

(la fréquence du crystal est ajusté à l'aide du
potentiomètre P_I)

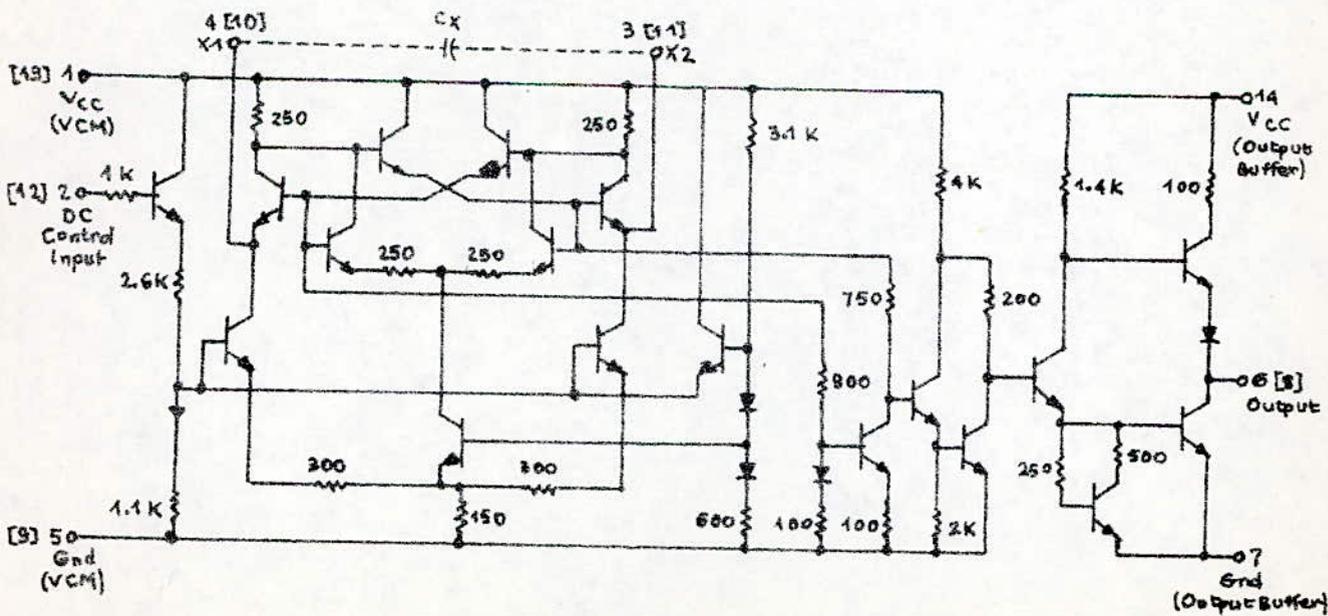


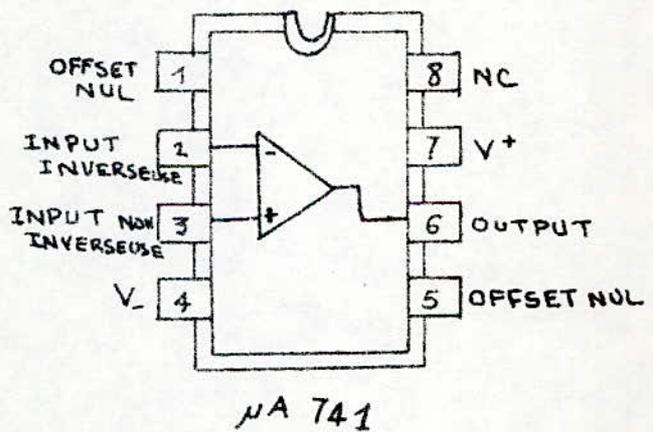
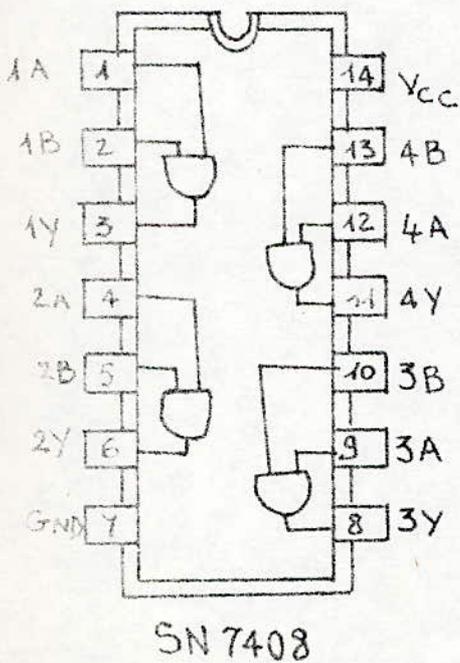
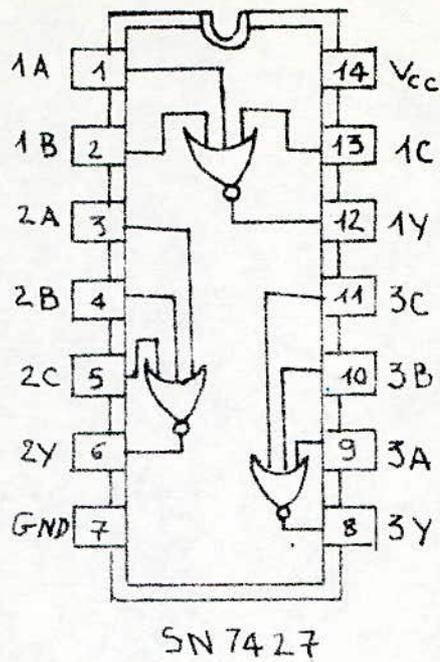
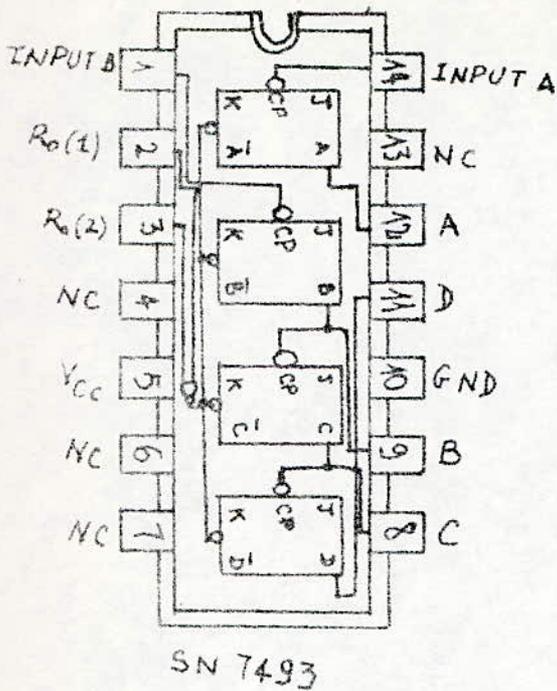


Brochage du 11C24

FIGURE - CIRCUIT SCHEMATIC

1/2 OF CIRCUIT SHOWN
(Numbers in brackets are pin numbers for other half)



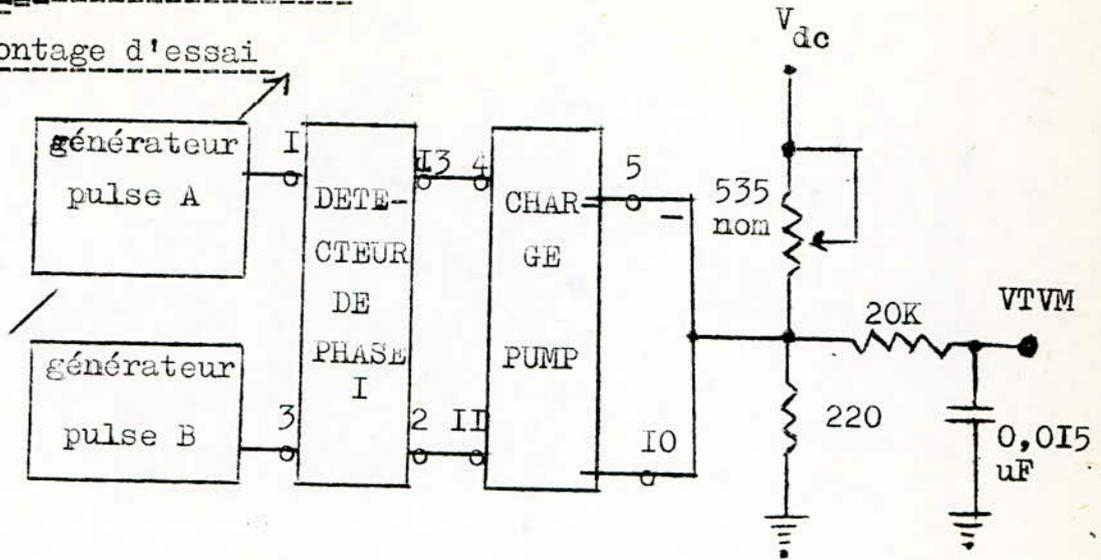


BROCHAGES DES DIFFERENTS CIRCUITS
INTEGRES UTILISES

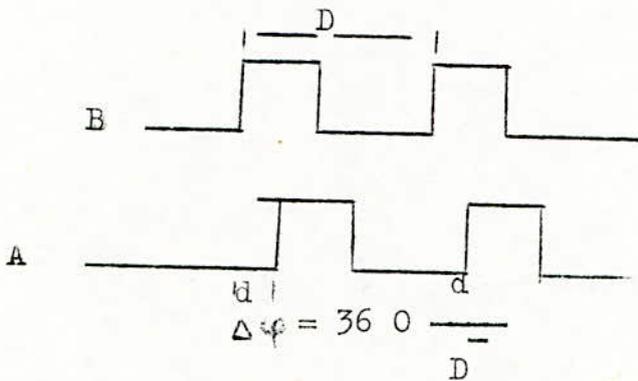
B) ETUDE PRATIQUE

1- ESSAI SUR LE 11044

a) montage d'essai



b) forme des signaux d'entrées

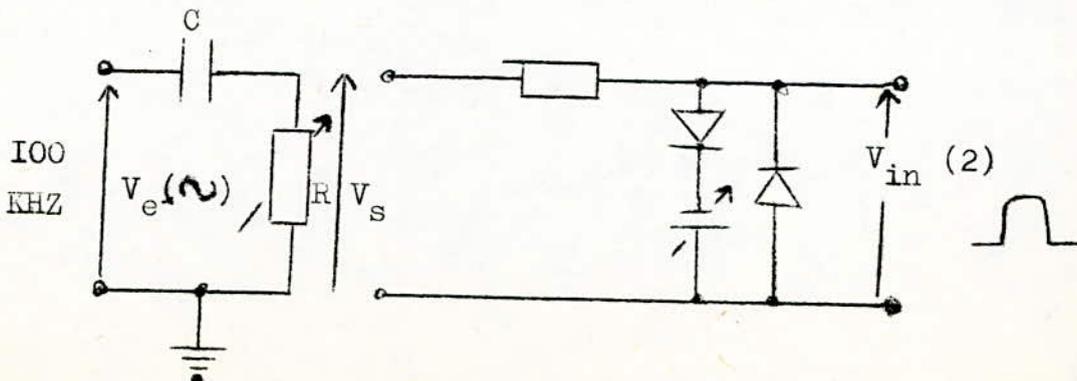


Faute de generateurs qui donnent seulement des impulsions positives, on procede de la maniere suivante:

Le generateur qu'on a utilise dispose de deux sorties l'une carree, l'autre sinusoidale .

La premiere sortie est utilisee directement apres mise en serie d'une tension continue permettant de translater son niveau, afin d'obtenir des impulsions positives.

La deuxieme sortie est utilisee en considerant le schema suivants:



Le circuit (R-C) d'entrée est destiné pour obtenir le déphasage voulu, en agissant sur la résistance et la capacité.

Le deuxième circuit nous permet d'écrêter le signal sinusoïdal pour obtenir en sortie un signal carré positif.

c) matériel utilisé

- 1 générateur PM5162 SWEEP GENERATOR
- 1 oscilloscope HM512
- 2 alimentations stabilisées

A l'aide du montage ainsi réalisé, nous avons obtenus les résultats suivants:

R (K)	1	1	1,1	1	1	1	1	1
C (nF)	10^3	10	4	2	1	$35 \cdot 10^{-3}$	91	20
V _{dc} (V)	1,51	1,83	1,88	1,94	2	2,07	2,8	1,81
(rad)	0	$\pi/18$	$\pi/9$	$2\pi/9$	$\pi/3$	$\pi/2$	π	$\pi/36$

La courbe donnant $\Delta\psi = F(V_{dc})$ est donnée sur papier millimétré ci-joint. Cette courbe nous permet de déterminer la transmittance K_ψ du système:

$$K_\psi = \frac{\Delta(V_{dc})}{\Delta(\Delta\psi)}$$

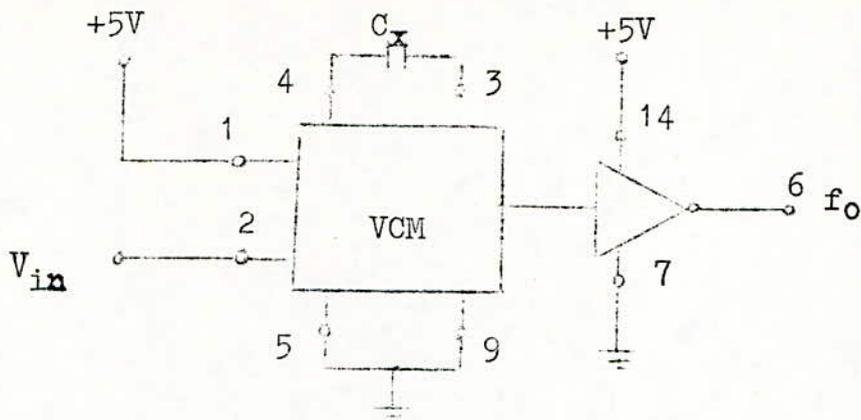
or $V_d = K_\psi K_F \Delta\psi = K' \Delta\psi$ d'où $K' = \frac{\Delta(V_{dc})}{\Delta(\Delta\psi)} = 0,23 \text{ V/rad}$

d'où $K_\psi K_F = 0,23 \text{ Volt/rad}$ on choisit $K_F = 1$ (CIRCUIT R-C d'entrée) on trouve

$K_\psi = 0,23 \text{ Volt/rad}$

2) ESSAI SUR LE 11C24

On prend le schéma de la figure ci-après; on choisit $C = 120\text{pF}$



MATERIEL UTILISE

- 2 alimentations stabilisées
- 1 oscilloscope HM512
- 1 fréquencemètre PM6622

A l'aide du montage ainsi réalisé, nous avons obtenus les résultats suivants:

V_{in} (V)	0	2	2,5	3	3,5	3,8	4
f_0 (MH Z)	1,00	1,03	1,16	1,35	2,30	2,42	4,52

La courbe $f_0 = \varphi(V_{in})$ est donnée sur papier millimètre ci-après.

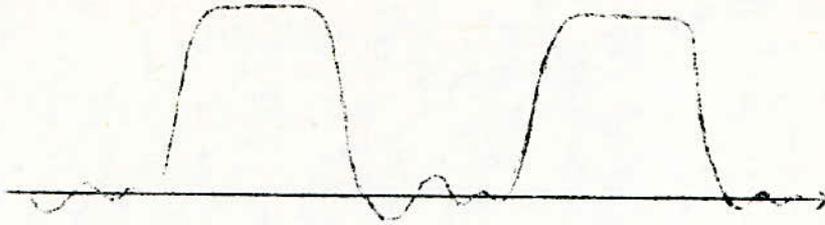
Nous constatons que le signal de sortie est de forme carré quelque soit V_{in} , il a une amplitude positive et constante de 5 volts du point de vue continu.

Donc ce signal peut commander les circuits TTL qu'on utilise. On s'est limité dans cette étude à V_{in} , appartenant à la gamme (0 - 4 volts), car on remarque qu'on a un bruitage à partir de 4,5 volts.

Pour la fréquence de référence on a relevé expérimentalement qu'avec $C = 122\text{pF}$ et $V_{in} = 0$ volt on a $f_0 = 1,000$ MHZ avec une erreur de $\approx 1\%$.

Donc il est possible de commander les circuits TTL avec ce signal.

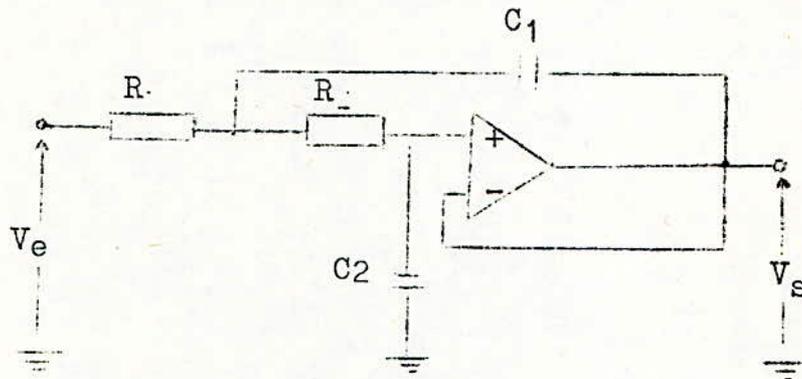
FORME DU SIGNAL



ETUDE PRATIQUE DU FILTRE

a) etude théorique

Le filtre choisi est donné par le schéma suivant:



Sa fonction de transfert est donnée par:

$$F(p) = G_m \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\zeta \omega_0 p + \omega_0^2}$$

avec:

$$\zeta = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

Sa fréquence de coupure théorique est donnée par:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$$

Dans notre cas on prends $R_1 = R_2$ et $C_1 = 4C_2$ alors:

$$f_c = \frac{0,5}{2\pi R C} \quad \text{et} \quad \xi = 0,5$$

On se fixe une fréquence de coupure $f = 3,6$ KHZ et pour $R = 10$ K on trouve $C = 2,2$ nF.

b) MANIPULATION

matériel utilisé

- générateur BF PM5105 (10 HZ - 100 KHZ)
- oscilloscope HM512
- 2 alimentations stabilisées
- millivoltmètre électronique MOD752

A l'aide du montage ainsi réalisé, nous avons obtenus les résultats suivants:

f (KHZ)	0	0,02	0,5	1	1,5	2
A _{DB}	0	0	0	0,5	1	1,5
f (KHZ)	2,5	3	3,6	3,7	3,8	3,9
A _{DB}	1,5	1,25	0	- 0,25	- 1	- 1,5
f (KHZ)	4	4,1	4,2	4,3	4,4	4,5
A _{DB}	-2	- 2,5	- 3	-3,25	- 3,5	- 4
f (KHZ)	4,6	4,8	5	50	80	100
A _{DB}	-4,5	-5	-5,75	-46,5	- 52	- 53

Remarque: la lecture en dB est effectuée directement grâce au millivoltmètre électronique où:

$$A_{dB} = (v_s)_{dB} - (v_e)_{dB}$$

on fixe un niveau pour $(v_e)_{dB} = 0$ dB dans notre cas,

La courbe est donnée sur papier (semi-log) ci-après. On trouve expérimentalement la fréquence de coupure de:

$$f_c = 4,2 \text{ KHZ}$$

C) REALISATION DU SYNTHETISEUR DE FREQUENCE

1) composants utilisés

- uA 741
- SN 7493
- SN 74193
- IIC24
- IIC44
- SN 7427
- SN 7408
- SFC 2309R

2) présentation

Nous nous sommes proposé de réaliser un circuit travaillant dans la bande décamétrique (1 - 30 MHz), à partir d'une fréquence de référence de 1 MHz.

Mais faute de composants, nous nous sommes limités à la bande (1 - 10 MHz), 10 MHz étant la fréquence limite que

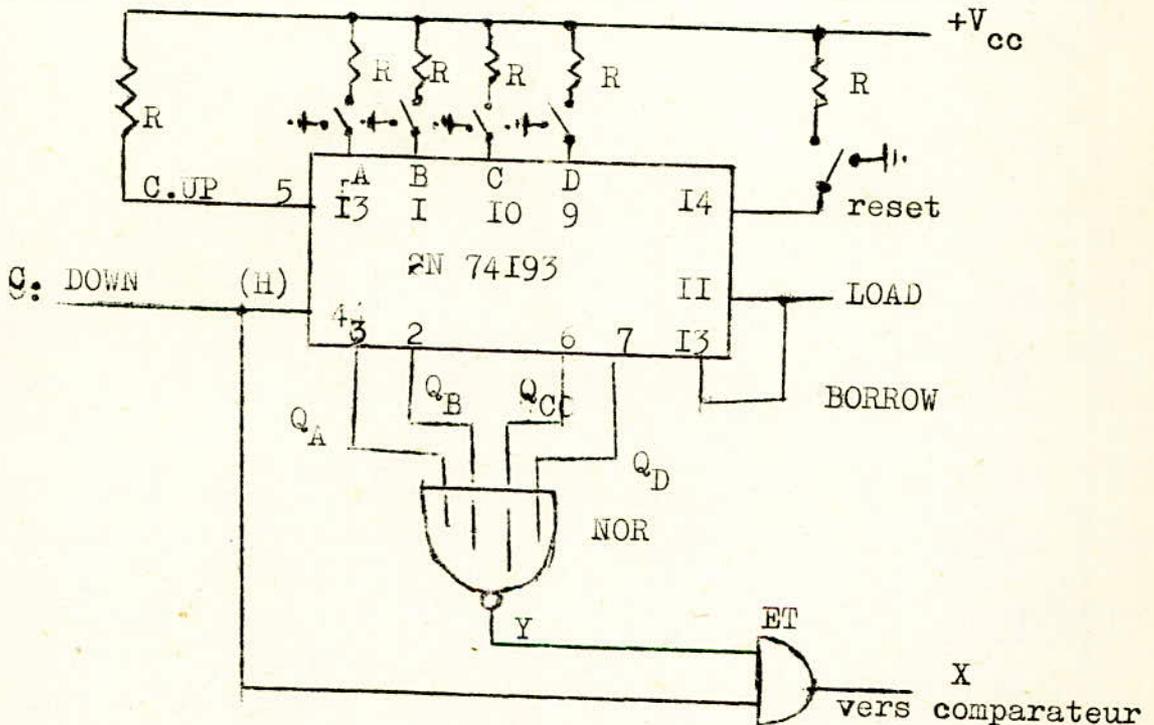
il est donné de (1002)

Le circuit intégré réalisant le filtre, nécessite deux alimentations de + 15 et - 15 volts; ce seront les deux seules alimentations pour tout le montage . L'alimentation + 5 volts alimentant les circuits TTL sera dérivée de + 15 volts à l'aide du régulateur de tension le SFC2309 qui donne une tension fixe sur sa sortie .

Les différents circuit utilisés ont été décrits précédemment . Nous nous limiterons à l'étude de la partie division programmable qui nécessite une étude particulière .

3) étude du diviseur programmable

schéma du circuit



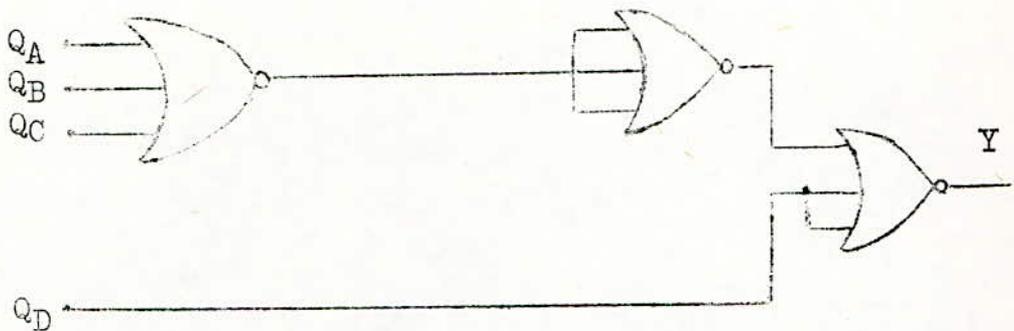
$$V_{cc} = + 5 \text{ volts}$$

$$R = 4,7 \text{ K}$$

b) principe de fonctionnement

Partant d'une combinaison choisie aux entrées A,B,C,D, après une RAZ et un chargement, le compteur programmé pour fonctionner en décomptage, commence à décompter et une fois qu'il arrive à la combinaison zéro, une impulsion d'horloge apparaitra à la sortie de la porte ET en X, d'où on a une division par le nombre affiché.

La porte NOR a été réalisé à l'aide du SN 7427 qui se compose de trois NOR à trois entrées de la façon suivante:

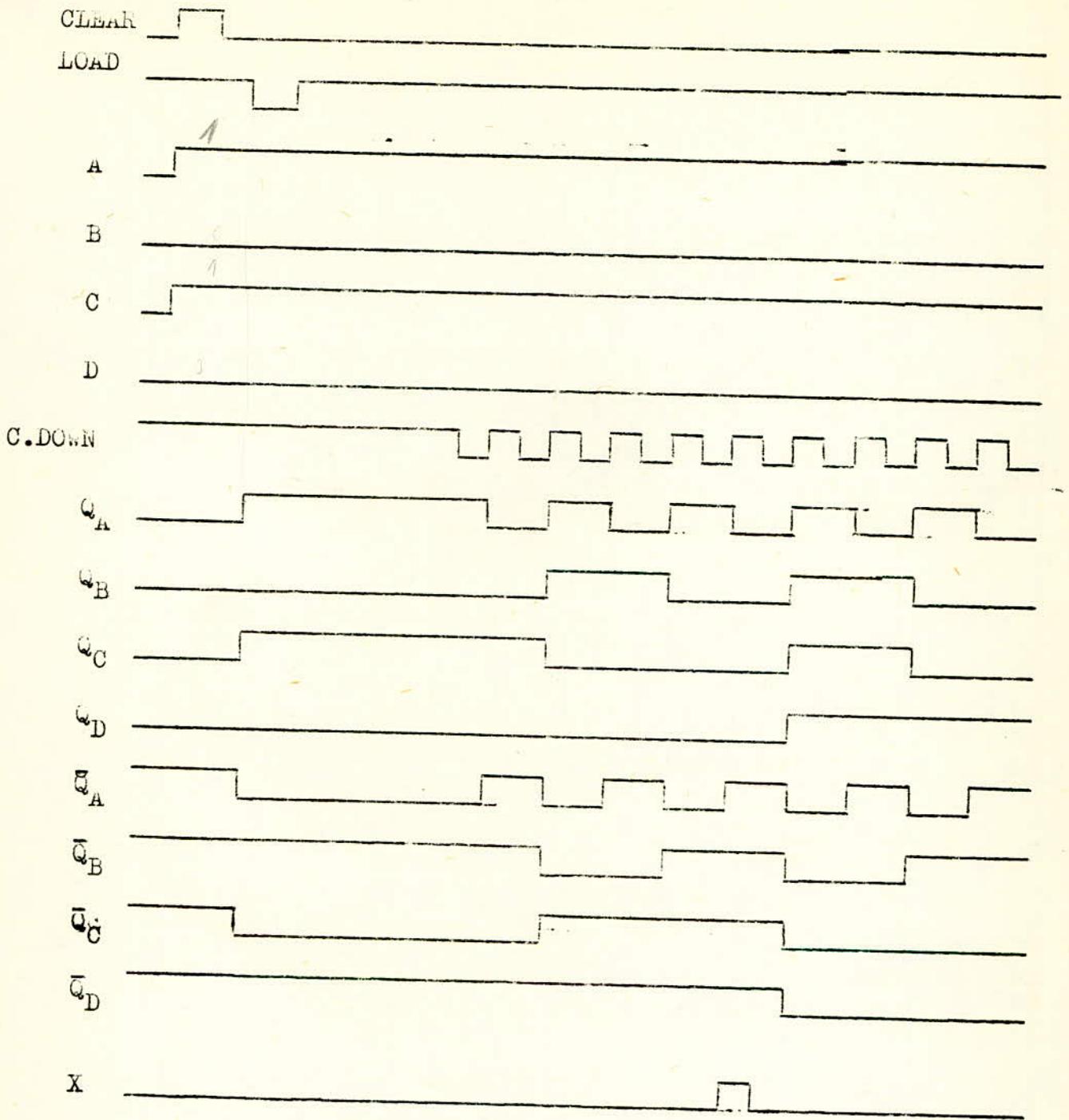


$$Y = \overline{Q_A + Q_B + Q_C + Q_D} = \overline{Q_A} \cdot \overline{Q_B} \cdot \overline{Q_C} \cdot \overline{Q_D}$$

et la porte ET est donnée par le SN 7408.

c) exemple d'utilisation

On prend la combinaison qui donne le nombre cinq, la sortie Y prendra le niveau haut (1) quand le compteur, qui est utilisée en décompteur, la valeur zéro. Et à ce moment permettra le passage d'une impulsion d'horloge en X, donc pour cinq impulsions, nous n'avons qu'une en sortie, ce qui se résume par le chronogramme suivant:



4) SCHEMA SYNOPTIQUE DU SYNTHETISEUR DE FREQUENCE

Le schéma synoptique de la maquette réalisée est donnée en figure ci-après.

5) SCHEMA COMPLET DU SYNTHETISEUR DE FREQUENCE

Le schéma complet de la maquette est donnée en figure ci-après
On a prévu à la sortie principale, un autre compteur le SN7493 afin d'affiner la gamme choisie c'est à dire (1 - 10 MHz).
Cela nous permettra d'avoir une sortie secondaire avec la gammes suivantes:

- division par 2 donc la gamme devient (0,5-5MHz)
- division par 4 donc la gamme devient (0,25-2,5MHz)
- division par 8 donc la gamme devient (0,125-1,25MHz)
- division par 16 donc la gamme devient (62,5-625KHz)

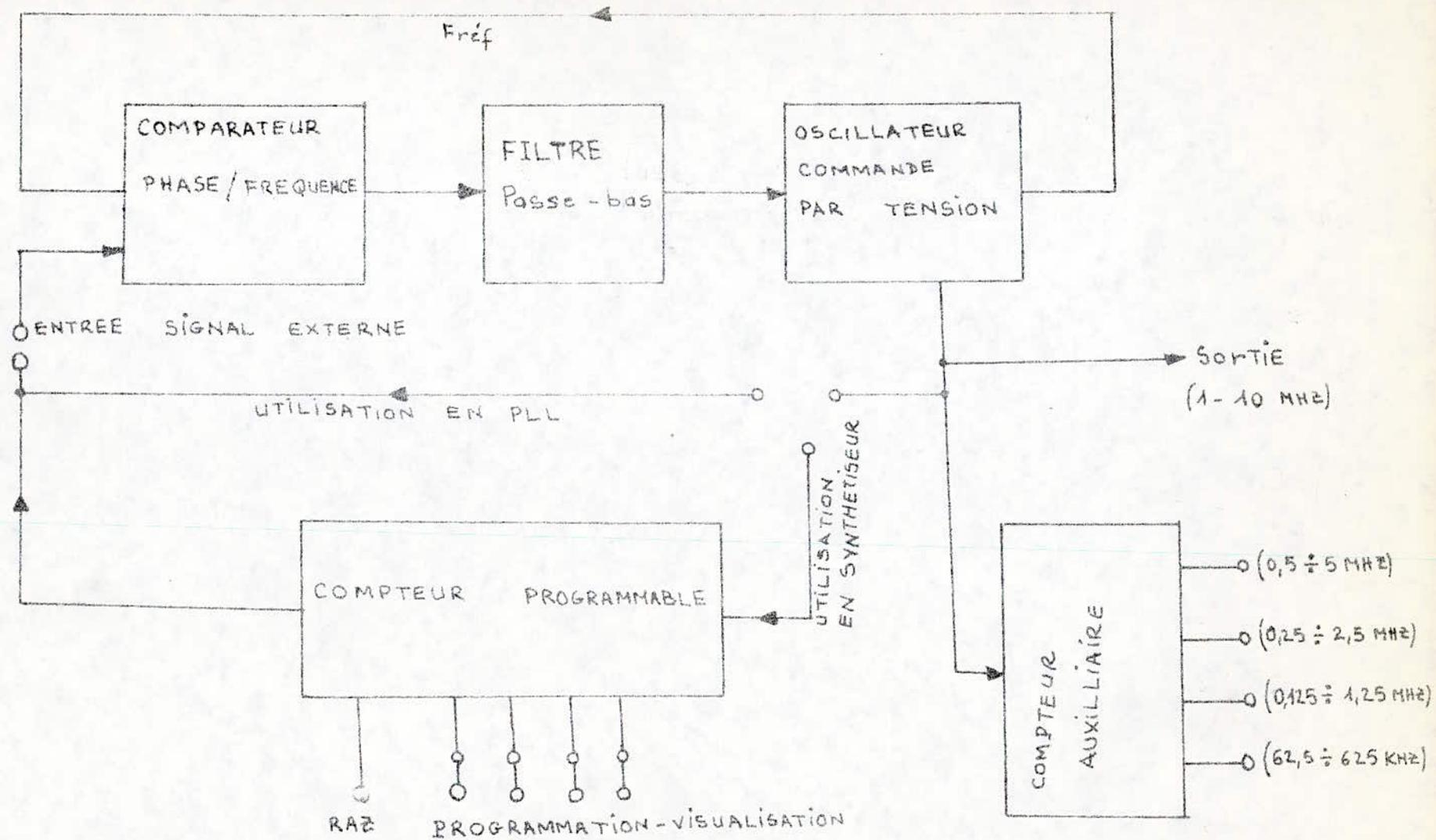
Le but visé à travers le rajout de ce compteur est fait dans un but pédagogique, puisque la maquette sera utilisée pour des manipulations en graduation.

6) REALISATION DE LA MAQUETTE

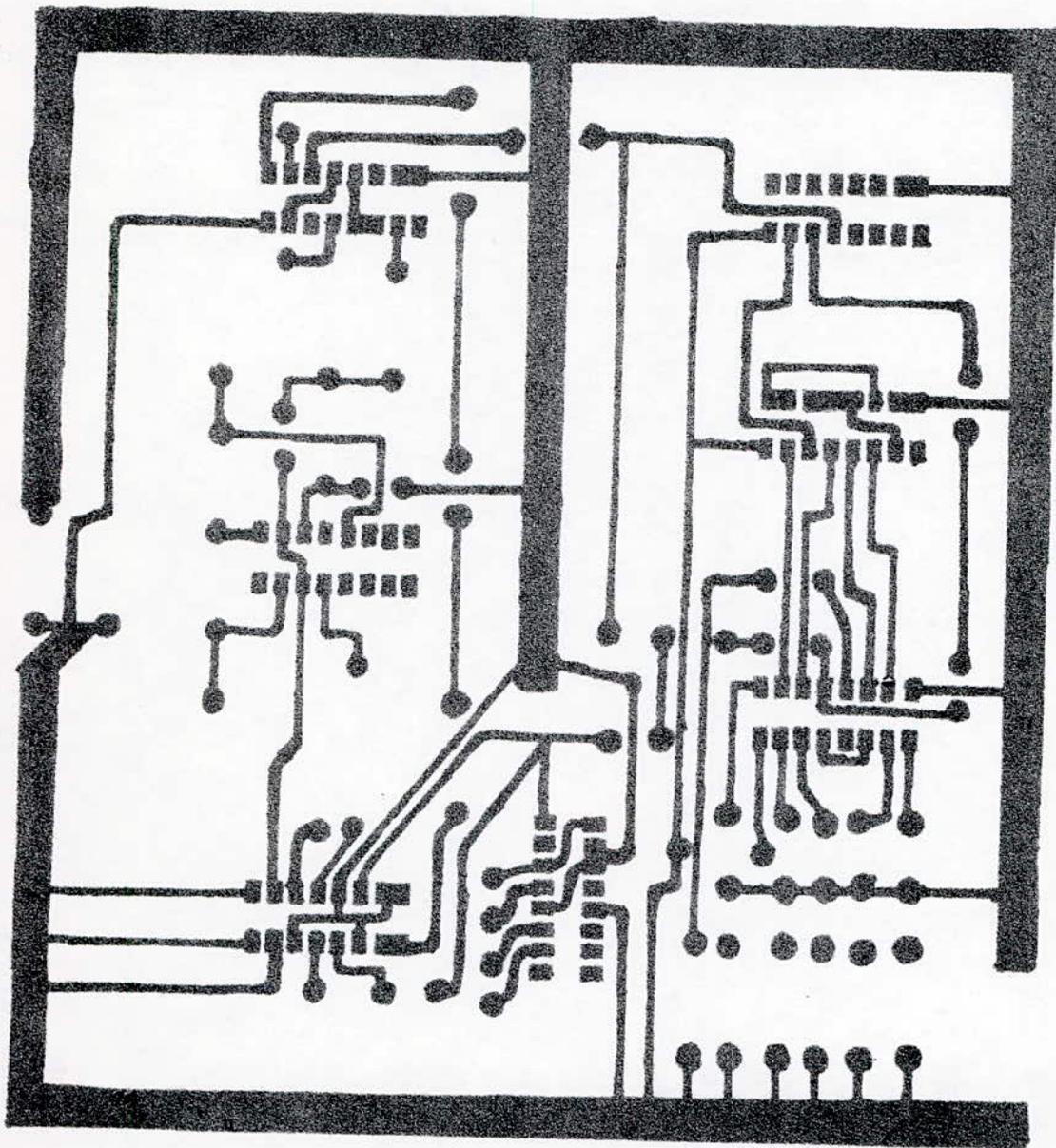
La maquette a été réalisée sur circuit imprimé dont nous donnons ci après le schéma; côté soudure.

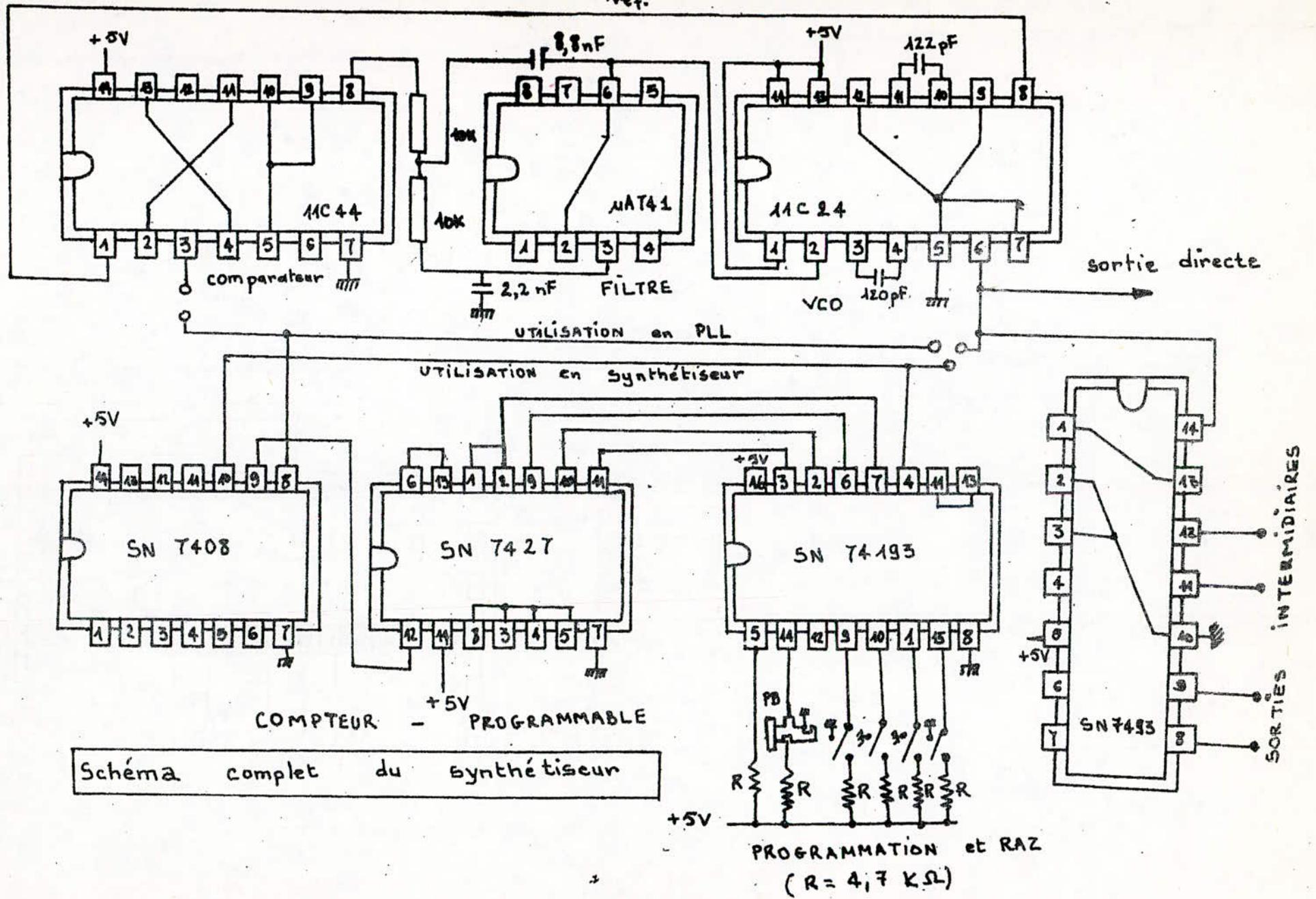
Cette maquette repose dans un boîtier dont le couvercle en époxy-glace permet de supporter les différentes commandes et dont le schéma d'implantation des commandes est donné par le schéma synoptique.

Cette maquette peut être utilisée en PLL ou en synthétiseur de fréquence; suivant les connexions des straps prévus à cet effet.



SCHEMA SYNOPTIQUE DU SYNTHETISEUR DE FREQUENCE





* CCC O N C L U S I O N *

La présente étude, nous a permis de connaître le milieu ionosphérique, la propagation ionosphérique, le sondage et le matériel nécessaire pour effectuer un sondage.

La réalisation nous a permis de toucher à différents circuits électroniques, et également de mettre en pratique les connaissances acquises au cours de nos études.

Le but de cette étude est purement pédagogique, et permettra aux étudiants en graduation d'utiliser la maquette ainsi réalisée, pour avoir une notion sur la synthèse des fréquences.

Vu la prochaine acquisition par l'école, d'un sondeur, nous espérons avoir apporté par cette présente étude une contribution qui facilitera la tâche de ses utilisateurs.

ANNEXE

DEPOUILLEMENT D'UN IONOGRAMME

I - CARACTERISTIQUES PRINCIPALES :

Les caractéristiques principales d'un ionogramme sont :

1 - La fréquence extrême d'une couche : Ft.

C'est la fréquence la plus élevée à laquelle un écho est obtenu sur une couche.

2 - La fréquence d'occultation d'une couche : Fb.

C'est la fréquence la plus basse à partir de laquelle la couche commence à devenir transparente lorsqu'on augmente la fréquence de sondage. Elle est généralement identifiée au début de l'apparition d'écho sur les couches immédiatement supérieures.

3 - La fréquence critique d'une couche f_o

C'est la fréquence pour laquelle la couche ne réfléchit plus alors que l'ordre est infiniment retardée ou absorbée.

Lorsque la couche est épaisse (E, F1, F2) le retard provoque une élévation de l'altitude de réflexion, ce qui permet de repérer aisement cette fréquence.

4 - Hauteur virtuelle minimale h'

C'est la hauteur pour laquelle la trace présente une tangente horizontale.

5 - Facteur MUF M3000 :

Il permet la détermination de la MUF (fréquence maximale utilisable) en propagation oblique pour un bond de 3000 KM, et le calcul de la hauteur du maximum d'ionisation.

.../....

II - CARACTERISTIQUES MESURABLES :

a - Modes ordinaires et extraordinaires :

Le champ magnétique terrestre rend le plasma ionosphérique anisotrope. Ainsi, dès qu'elle pénètre dans l'ionosphère une onde électromagnétique se divise généralement en deux (O2) ondes de polarisation différentes, et qui se réfléchissent indépendamment dans l'ionosphère. Elles donnent ainsi ce qu'on appelle " le mode ordinaire et le mode extraordinaire, responsables du dédoublement de la trace d'une couche observé sur l'ionogramme.

Les caractéristiques intermédiaires, sont définies à partir de la composante ordinaire. Néanmoins on peut relever les caractéristiques de la composante extraordinaire pour en déduire les valeurs des paramètres du mode ordinaire.

b - Couche " D "

Ayant une faible densité d'ionisation, cette couche est toujours absente sur les ionogrammes des sondeurs classiques, mais pour tenir compte de l'absorption qu'elle engendre de jour, on relève la fréquence la plus basse à laquelle on observe le premier écho d'une onde ordinaire. Cette fréquence est notée F min.

c - Région " E " :

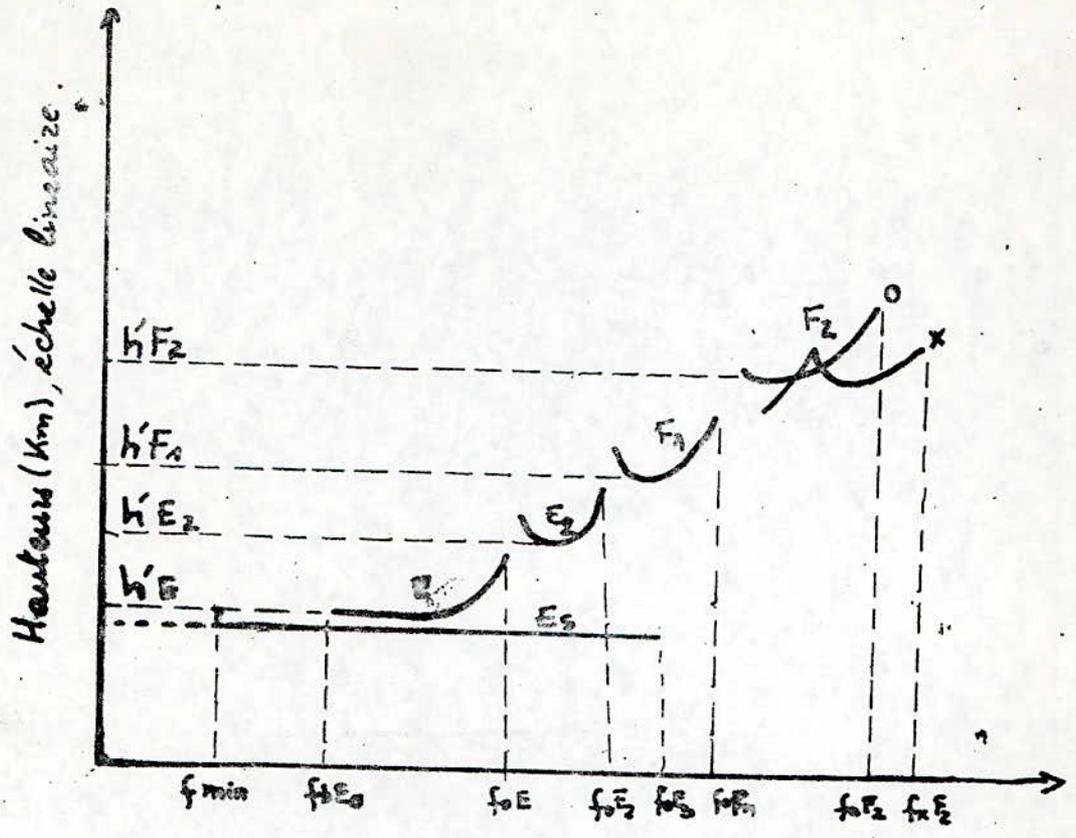
On distingue ici :

- La couche E normale : on relève ici

* h'E Hauteur minimale de la couche E

* f_oE Fréquence critique de la couche E. Pour la mesurer on estime la position de l'asymptote verticale de la pointe de retard de la trace correspondante.

.../...



fréquences (MHz), Echelle logarithmique

Ionogramme Type

- La couche E.2 :

Elle apparaît parfois entre la couche E. normale et la couche F.1 .
C'est une couche épaisse et occultante. Il est parfois utile de relever sa hauteur virtuelle $h'E$ et sa fréquence critique f_oE E.2 F_oE_2 mais ces deux (02) caractéristiques ne figurent pas sur la fiche de dépouillement de routine.

- Couche sporadique Es : on releve.

* $f_oE.S$. Fréquence extrême de l'onde ordinaire à laquelle une trace continue d'ES est observée. Elle est déduite très souvent de la caractéristique extraordinaire correspondante f_oE à laquelle on retranche la demi-gyrofréquence est définie par $F = \frac{eB}{M}$

* $h'ES$: hauteur minimale de la trace ES utilisée pour relever F.ES.

* TY : types de traces ES observées.

* F ES : La fréquence d'occultation la plus élevée des traces ES présentées

d) - Région F :

Elle comprend F.1 et F.2. La caractéristique relevée est :

$H'F$: Hauteur virtuelle minimale de la régions F.

- Couche F.1 on releve ici :

* $f_oE.1$: fréquence critique de la couche F

* M (3000) F.1 facteur de MUF de la couche F.1.

- Couche F.2. :

* $f_oE.2$: fréquence critique de F.2.

* $H' F.2$ hauteur virtuelle de F.2.

* M (3000) F.2.

* F.I Fréquence maximale des échos diffus.

NOTA //:

Il est nécessaire de connaître pour chaque station la valeur de la gyrofréquence. L'écart fréquentiel entre le mode ordinaire et le mode extraordinaire est approximativement égal à la demi gyrofréquence, ce qui permet de déduire la fréquence critique de l'un des modes connaissant celle de l'autre. La gyrofréquence étant définie par $f = \frac{2 B}{M}$

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

- §§§ Dieter ULRICH : Eléments essentiels de l'électronique et des calculs digitaux.
- §§§ Michèl AUMIAUX : Pratique de l'électronique 3 (Tome 2)
- §§§ G. BOREL & M. de MIRBECK : Cours de Propagation (Fascicule 2)
- §§§ C. VERBEEK : Les fonctions essentielles en commutation
- §§§ Document Technique du SONDEUR Australien.
- §§§ F. HURE : Traité expérimental de logique digitale (E.T.S.F.)
- §§§ Revue : --TOUTE L'ELECTRONIQUE (Mars 1977 & N° 408)
- §§§ Thèses " Titre MAGISTER" :
- R. AKSAS : Contribution à l'étude de l'ionosphère intertropicale.. Conditions Ionosphériques à TAMANRASSET (17 Octobre 1982)
 - M. MEHENNI : Contributions à l'étude par trace de rayons de la propagation H.F. dans la zone saharienne (17 Octobre 82)
- §§§ Projets de fin d'études :
- Récepteur de Radio Navigation V O R.
 - Propagation Ionosphérique des ondes décimétriques .
- §§§ Documents Circuits Intégrés :
- MOTOROLA (MC24 & MC44)
 - DATA BOOK