

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

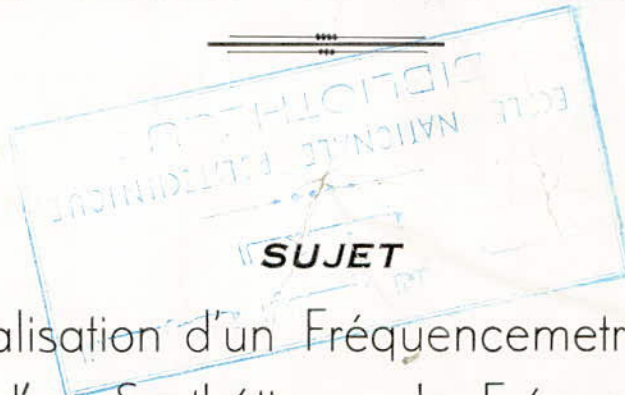
49/82
nea

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES



Etude et Réalisation d'un Fréquence-mètre Numérique
et d'un Synthétiseur de Fréquences

☆ ☆

PROPOSÉ PAR : M M. I. GRIB
Y. SMARA

☆ ☆

PRÉSENTÉ PAR : M M. A. TEBIBEL
Z. TOUATI

JUIN 1982

* R E M E R C I E M E N T S *

§§§§§§§§

§§§§§§§§

Il nous est agréable de remercier tous ceux qui ont contribué au bon déroulement de notre stage au sein du C.S.T.N. et particulièrement Monsieur B. SANSAL, Chef de la division "5", ainsi que M^{eur} H. TEDJINI, pour l'accueil et le cadre de travail qu'ils nous ont offert,

M^{eurs} I. GRIB et Y. SMARA toujours présents dans les moments difficiles de notre étude,

M^{eur} M. HALIMI pour l'aide et les conseils prodigués,

M^{elles} I. BOUDOUANE et A. DERBAL pour leur soutien moral

Enfin, toute notre gratitude au personnel de l'O.F.L.A. qui a assuré l'ensemble des travaux de secrétariat.

§§§§§§§§

§§§§§§§§

I N T R O D U C T I O N .
* * * * *

Chacun sait l'importance qu'ont prise les mesures en électronique. Pour l'électronicien moderne, le problème ne se pose plus, il ne peut effectuer son travail sans instrument de mesure très précis.

Il en résulte un besoin sans cesse accru d'appareils de contrôle et de mesure, et une évolution constante de ceux-ci afin de s'adapter aux exigences croissantes du laboratoire ou de l'atelier de dépannage.

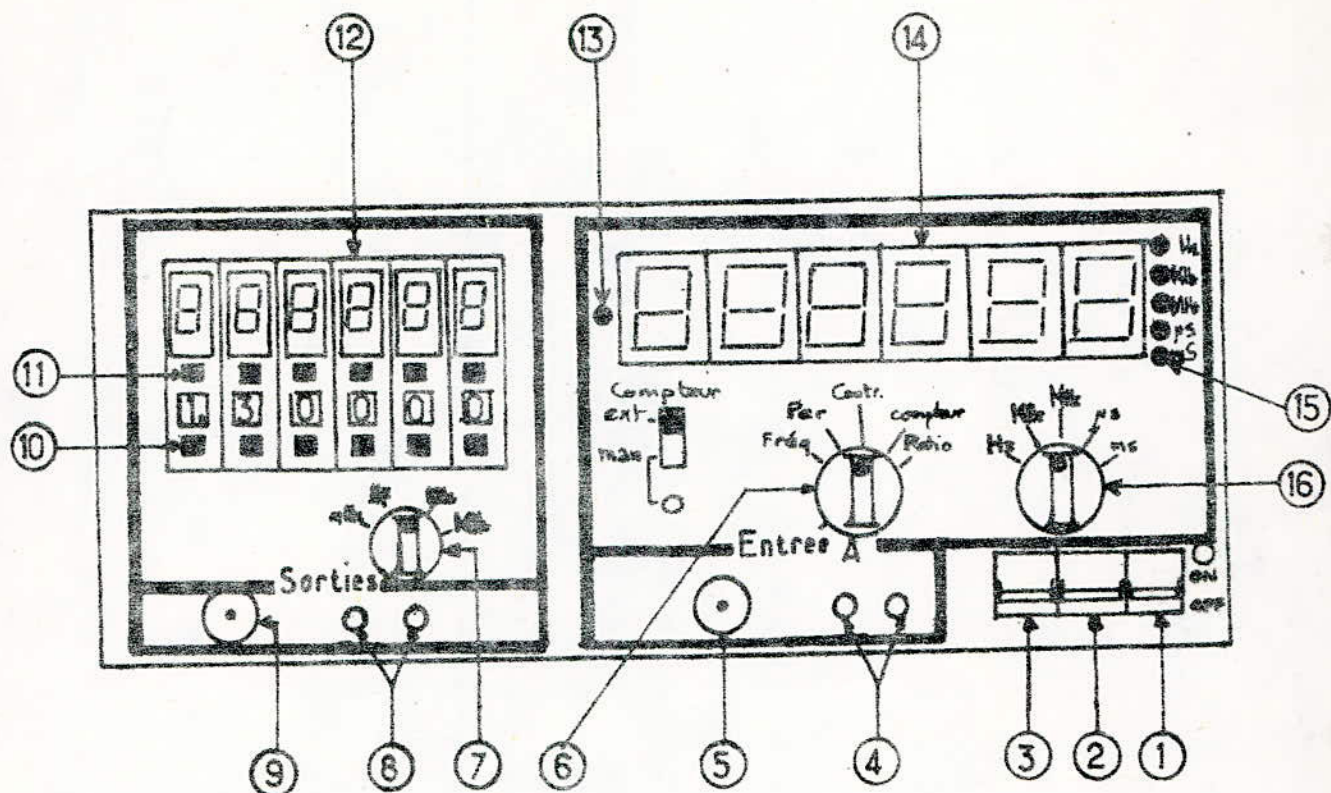
En ce qui nous concerne, il nous a été proposé par la division 5 du C.S.T.N. de réaliser un synthétiseur de fréquences et un compteur fréquencemètre. Notons que ce dernier comportera, en plus de sa fonction mesure de fréquences, celles de périodemètre, compteur d'impulsions, self-check (ou contrôle) et mesure du rapport de deux fréquences (Ratio).

Les deux appareils ont été incorporés dans un même boîtier et ceci pour des raisons économiques (certaines parties sont communes aux deux appareils).

L'étude que nous résumons dans les pages qui suivent, comprend deux parties essentielles (une pour chaque appareil) qui portent chacune sur :

- des rappels
- une étude théorique
- une étude détaillée de la réalisation
- et une liste de caractéristiques techniques.

Notons qu'une importance particulière a été donnée à la réalisation afin que ces appareils soient fiables. Leurs caractéristiques et leur mode d'emploi doivent en faire de bons instruments de laboratoire.



- | | |
|-----------------------------------|--------------------------------------|
| ① Mise sous tension de l'appareil | ⑨ Fiche BNC (Sortie du synthé.) |
| ② Mise en service du Freq. metre | ⑩ Incrémentation des roues codeuses |
| ③ Mise en service du Synthétiseur | ⑪ Décrémententation |
| ④ Fiches bananes } Entrée | ⑫ Afficheurs du synthétiseur |
| ⑤ Fiche BNC } fréquencemètre | ⑬ LED de dépassement |
| ⑥ Commutateur de fonctions | ⑭ Afficheurs du fréquencemètre |
| ⑦ Selecteur de gammes | ⑮ LED indicatrice d'unité de lecture |
| ⑧ Fiches bananes | ⑯ Selecteur de gammes |

(L'entrée B est à l'arrière de l'appareil)

S O M M A I R E
* * * * *

PREMIERE PARTIE:

Le fréquencemètre numérique:

A// Etude théorique:

I/ Introduction

II/ Les modes de fonctionnement dans les Compteurs Fréquencemètres

III/ Définitions des caractéristiques principales des Compteurs
Fréquencemètres.

IV/ Les bases de temps dans les Compteurs Fréquencemètres.

V/ Les compteurs.

VI/ Décodage-affichage.

B// Réalisation:

I/ Le circuit d'entrée.

II/ La base de temps.

III/ Le circuit de fonctions.

IV/ Le comptage à affichage mémorisé.

V/ LE circuit de dépassement.

VI/ Les L.E.D (s) indicatrices d'unité de lecture.

VII/ Le circuit de virgule.

VIII/ L'indication de comptage.

DEUXIEME PARTIE:

Le synthétiseur de fréquences:

A// Etude théorique:

I/ Généralités.

- II/ Les systèmes sans asservissement.
- III/ Les systèmes avec asservissement.
- IV/ Les ~~Com~~parateurs de phase.
- V/ Les V.C.O.
- VI/ Les filtres.

B/Réalisation:

- I/ Introduction (Principe du Synthétiseur).
- II/ Le comparateur.
- III/ Le V.C.O.
- IV/ Le filtre.
- V/ Les diviseurs programmables.
- VI/ Les diviseurs par "10".
- VII/ La source de référence.

TROISIEME PARTIE:

- I/ L'alimentation.
- II/ Caractéristiques techniques.

P R E M I E R E P A R T I E

L E E C O M P T E U R F R E Q U E N C E M E T R E

A/ ETUDE THEORIQUE

I. Introduction:

-Il existe actuellement sur le marché un nombre très important de compteurs-fréquence mètres. Ces appareils sont dotés d'un certain nombre de modes de fonctionnement, ce qui offre à l'utilisateur la possibilité de faire un choix en fonction de l'usage auquel est destiné l'instrument.

Ce choix s'avère tout de même assez difficile même si les critères de base restent: le prix et la fréquence maximale mesurable. EN effet, il est nécessaire de savoir en plus de ces premiers critères, si les modes de fonctionnement offerts sont réellement exploitables et dans quelles conditions. Autrement dit une connaissance des caractéristiques techniques de l'appareil s'impose. L'utilisateur aura alors à faire un choix plus aisé.

Ceci nous a amené à commencer par l'étude des modes de fonctionnement et un rappel des caractéristiques techniques fondamentales des compteurs fréquence mètres récents.

II. Les Modes de Fonctionnement des Compteurs Fréquence mètres:

II.1. Mesure de Fréquences:

Comme l'indique la figure II.1, le signal de fréquence inconnue est injecté au circuit d'entrée. Celui ci associe une impulsion à chaque événement (ou période). Une porte laisse passer alors ces impulsions pendant un intervalle de temps bien déterminé (selon la résolution voulue) fixé à partir d'une base de temps à fréquences stables. Les impulsions d'entrée sont ensuite comptées et le résultat décodé puis affiché.

II.2. Mesure de Périodes:

Ce sont les impulsions produites à l'entrée qui, cette fois, commandent l'ouverture et la fermeture de la porte. Des impulsions issues de la base de temps sont comptées pendant un intervalle de temps égal à la période T du signal d'entrée. (voir figure II.2).

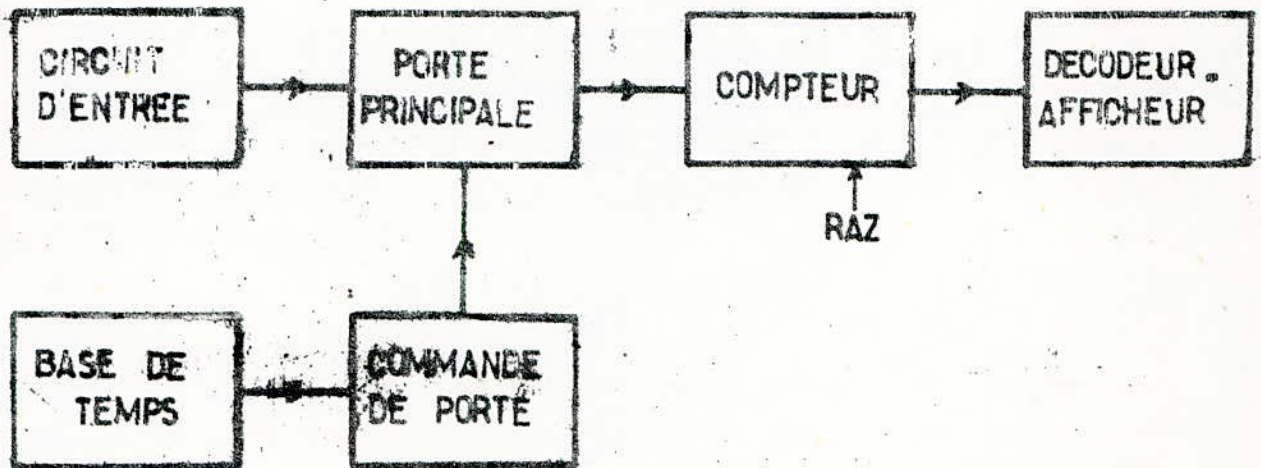


fig II.1 SCHEMA SYNOPTIQUE DU FREQUENCIOMETRE

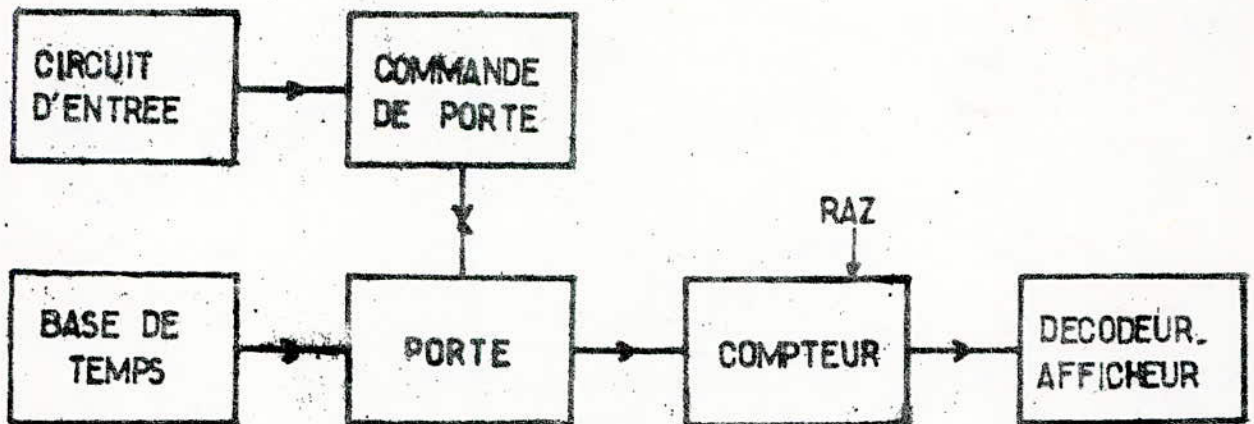
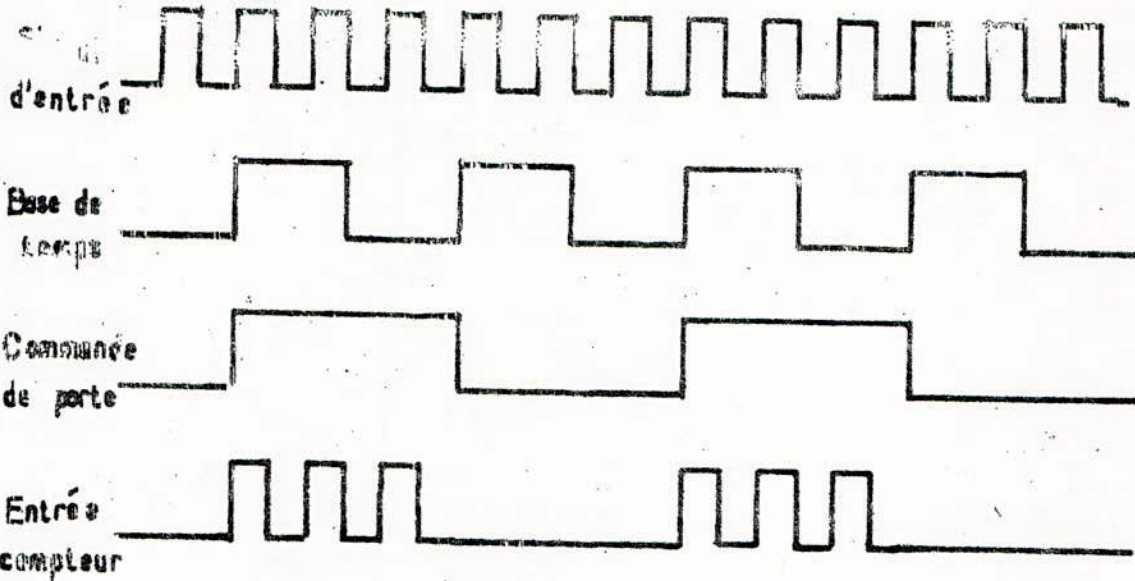
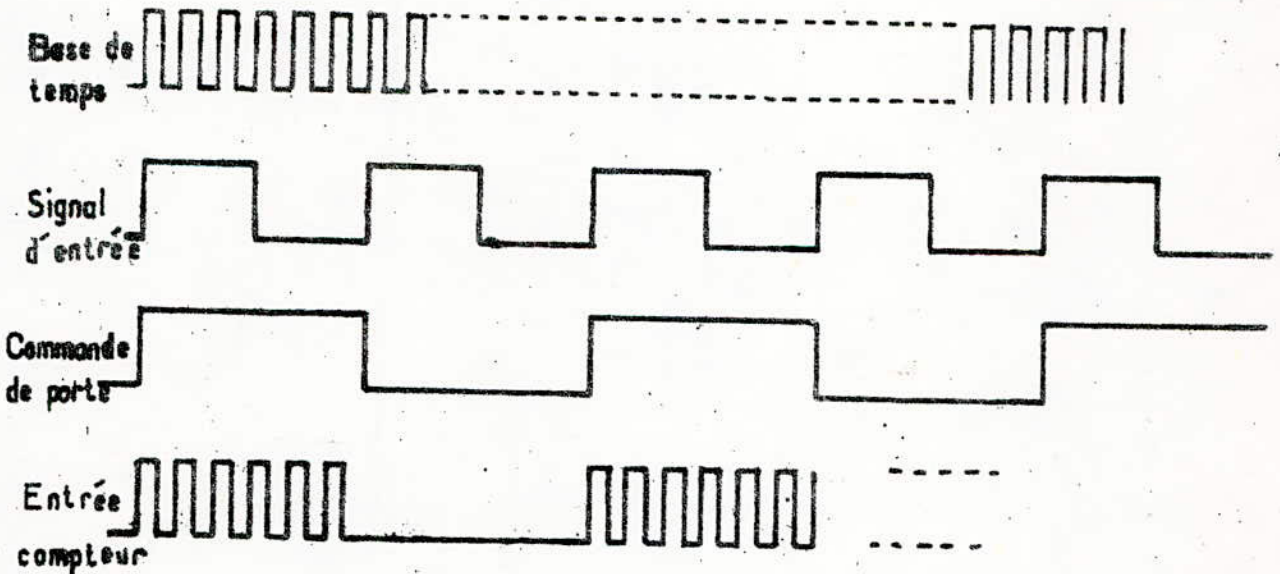


fig II.2 SCHEMA SYNOPTIQUE DU PERIODEMETRE

PROGRAMMES



A / EN MODE FREQUENCIMETRE



B / EN MODE PERIODEMETRE

II.3. Self Check (Contrôle)

Cette fonction sert à vérifier le bon fonctionnement du compteur fréquencemètre sans utilisation de signal extérieur. En effet c'est le signal d'horloge de la base de temps qui est directement appliqué à l'entrée de la chaîne de mesure. Le résultat est normalement égal à une puissance de dix (10) suivant la résolution commutée.

II.4. Mesure du Rapport de Deux Fréquences.

Cette fonction nécessite deux entrées A et B. Toujours selon le même principe, l'un des signaux est appliqué à l'entrée A, tandis que l'autre sert de base de temps et commande l'ouverture de la porte. C'est le signal de plus basse fréquence (donc de plus grande période) qui est appliqué en B. La valeur affichée est le nombre de cycles issus du canal A durant une période du signal en B.

II.5. Compteur d'Impulsions.

Il trouve son utilité dans le cas de signaux non périodiques. Il ne s'agit plus de mesurer une fréquence mais un certain nombre d'impulsions pendant un temps déterminé. Temps qui peut, au choix, être fixé par l'utilisateur (commande manuelle) ou par un signal extérieur.

III Définition des Caractéristiques Techniques des Compteurs.Fréquencemètre.

III.1. Le Comptage d'Evenements.

C'est l'accumulation d'un certain nombre d'événements pendant un intervalle de temps bien déterminé. C'est le cas dans la mesure de fréquences, de périodes etc...

III.2. L'Attenuation.

Les atténuateurs se situent à l'entrée du circuit de mise en forme des signaux. Ils permettent la limitation en amplitude du signal d'entrée afin que celui-ci reste dans la dynamique des étages suivants. Les atténuateurs sont différents selon les types d'appareils.

Il y en a qui ne sont pas étalonnés alors que d'autres, plus sophistiqués, ont des atténuations par 10 ou 100 suivies d'une autre, variable.

III.3. Vitesse de Cycle de Mesure.

C'est le temps minimum qu'il faut à l'appareil pour effectuer un comptage (une mesure) et l'afficher temps qu'il ne faut pas confondre avec le temps réel de mesure.

III .4. La Distorsion.

Une distorsion définit la modification non désirée et non provoquée du signal d'entrée. Elle peut intervenir de façon périodique ou aléatoire.

III.5. Le Rapport Cyclique .

C'est le rapport entre la durée du niveau haut du signal et celle du niveau bas.

III.6. Le Temps de Comptage .

C'est le temps pendant lequel les impulsions sont comptées (avant l'affichage du résultat). Plus le temps de comptage est long et plus le nombre d'impulsions comptées est important, ce qui améliore la résolution de la mesure.

III.7. L'Hysteresis.

Pour effectuer des mesures de temps et des comptages précis il faut disposer d'impulsions après le circuit d'entrée. Lorsque le signal de fréquence inconnue se présente au circuit d'entrée, il le déclenche à des niveaux prédéterminés qu'on appelle : niveaux d'hysteresis. Ainsi, pour qu'il génère un niveau haut (OU "1") il faut que le signal atteigne le niveau d'hysteresis supérieur et pour le niveau bas de l'impulsion (Ou "0") il faut qu'il descende au niveau inférieur d'hysteresis. La différence entre les niveaux supérieur et inférieur est dite fenêtre d'hysteresis et définit la sensibilité de l'appareil.

III.8. Couplage d'Entrée.

Un compteur fréquencemètre peut être, au choix doté d'un couplage continu ou capacitif. Dans le cas d'un couplage continu et si le signal est superposé à une composante continue d'un certain niveau, celle-ci peut décaler le signal de façon qu'il n'atteigne plus le niveau supérieur (ou inférieur) d'hysteresis. Le circuit d'entrée ne générera alors pas d'impulsions. D'où la nécessité d'un couplage capacitif dans ce cas, afin de supprimer la composante continue.

III.9. Impédance d'Entrée.

C'est l'impédance de l'appareil vue par le Générateur de fréquences. Elle est élevée (de l'ordre de 1 M Ω en général) mais elle diminue en hautes fréquences car la réactance capacitive intervient (en parallèle avec Z_e) et diminue considérablement l'impédance d'entrée.

III.10. Sensibilité .

C'est la valeur crête-crête des niveaux qui caractérisent la fenêtre d'hysteresis. Cette caractéristique est importante car elle donne la valeur minimale nécessaire pour déclencher le circuit d'entrée.

Remarque : Le signal de fréquence inconnue doit " passer " les niveaux d'hysteresis ; ce qui minimise les risques d'un comptage erroné provoqué par le bruit ou la distorsion.

III.11. Dynamique de Fonctionnement Linéaire.

C'est la plage d'excursion du signal d'entrée dans laquelle le circuit d'entrée réagit correctement **é. a. d.** sans distorsions. Elle est définie entre l'amplitude minimale acceptée par l'amplificateur d'entrée et la valeur maximale atténuée et non écrêtée par ce même amplificateur.

III .12. Le Bruit.

C'est un signal qui vient se superposer au signal utile sans toutefois en entacher l'allure générale. Un bruit de forte amplitude peut faire déclencher le circuit d'entrée trop tôt ou trop tard, ce

qui entraîne une erreur de comptage. Pour remédier à ce phénomène on utilise des filtres.

III.13. L'Erreur de Comptage ± 1

C'est une erreur que l'on trouve dans tous les compteurs-fréquence mètres. Ainsi, un signal de 9,5 Hz présent à l'entrée donnera 10 à l'affichage, alors que pour le même temps de mesure et à cause d'un éventuel déphasage entre le signal d'entrée et l'oscillateur on peut avoir 9.

III.14. La Résolution.

C'est elle qui définit la plus petite valeur ou encore l'unité de base dont tient compte le compteur fréquence mètre lors des mesures c'est elle qui détermine le temps de mesure.

III.15. L'erreur de Base de Temps.

Cette erreur provoque à son tour des erreurs de comptage car c'est elle qui donne le temps d'ouverture et de fermeture de la porte. Une erreur de fréquence, donc de période, se repercute au niveau du temps de mesure qui est alors plus ou moins grand que ce qu'il devrait être.

III.16. Le Niveau de Déclenchement .

C'est la tension nominale située au milieu entre les niveaux supérieur et inférieur d'hysteresis.

IV Les Bases de Temps Dans les Compteurs Fréquence mètres .

Il est deux caractéristiques essentielles qui doivent être étudiées en détail avant le choix définitif d'un compteur fréquence mètre, ce sont la précision de la mesure et la stabilité de la base de temps. Il est donc utile d'examiner les techniques de quelques bases de temps (à quartz) et leurs caractéristiques.

IV.1. Téchniques des Bases de Temps dans les Compteurs Fréquenceètres

Ou distingue trois (3) sélections possibles de types de base de temps.

IV 1.a. La Base de Temps Simple.

Par le terme "Simple" on entend non compensée en température. Il s'agit d'un oscillateur pilote par quartz. La fréquence d'une telle base de temps dépend de la fréquence de résonance du cristal. Bien qu'il soit possible d'ajuster celle ci à l'aide d'une capacité variable, la stabilité reste moins bonne que dans d'autres cas que nous allons voir. On notera toutefois que son prix de revient est moins élevé.

IV 1.b. La Base de Temps Compensée.

Pour des mesures où une grande stabilité est nécessaire nous pouvons faire appel à deux solutions.

b1) Le T.C.X.O (Températeur compensated crystal oscillator).

cet oscillateur est basé sur le même principe que le précédent sauf que la valeur de la capacité Cv varie automatiquement et de façon proportionnelle à la température. En effet, la capacité qui permet d'ajuster la fréquence est remplacée dans ce cas par une diode varicap dont la tension de commande varie en fonction de la température ambiante.

Dans une telle base de temps la variation typique de la fréquence est dix fois inférieure à celle de la base de temps simple.

b2) La base de temps à enceinte thermostatée

L'oscillateur est cette fois ci intégré dans une enceinte qui permet de maintenir le cristal à une température constante d'environ 20°c supérieure à la température ambiante maximale d'utilisation spécifiée. La fréquence du quartz sera alors constante même si la température ambiante varie dans une plage assez large.

Il est évident que cette base de temps est plus coûteuse que les précédentes; et nous revenons toujours au compromis performances / prix.

IV.1.c. La Base de Temps Intégrée.

Celle ci est sans conteste la plus fiable et la plus appropriée pour des appareils de précision où la base de temps joue un rôle essentiel. C'est donc bien en fonction des applications pour lesquelles est destiné le compteur fréquencesmètre qu'il appartient à l'utilisateur de choisir le type de base de temps qui lui convient.

IV.2. Principales Sources des Variations de Fréquence du cristal.

En règle générale trois (3) principaux paramètres sont à considérer.

IV.2.a. La dérive de la Fréquence dans le Temps : C'est le changement graduel de la fréquence de l'oscillateur dans le temps.

IV.2.b. Le Coefficient de Température : qui est l'évolution de la fréquence de résonance du cristal piezo-électrique en fonction de la température.

IV.2.c. La Susceptibilité de la Base de temps en fonction de la tension d'alimentation.

V . LES COMPTEURS

V.1 Le Comptage Binaire:

Le but des compteurs binaires est de permettre de connaître la quantité d'impulsions envoyées à un ensemble de bascules, ces dernières affichant sous forme de 0 et de 1 Un nombre en code binaire, indiquant combien l'ensemble a reçu d'impulsions après une remise à zéro. On peut y arriver en utilisant, par exemple, une bascule munie d'une commande "T" de transition qui changera d'état à chaque fois qu'un signal sera appliqué sur cette commande, quel qu'ait été son état précédent. Cette bascule nous donnera, par son état, le chiffre des Unités du nombre d'impulsions. A noter, que cette bascule, à elle seule ne peut compter que jusqu'à 1.

On peut faire en sorte que, lorsque cette première bascule revient de 1 à 0, elle envoie un signal sur la commande T d'une seconde bascule, nous pouvons ainsi compter de 0 à 3. On peut dire qu'on peut éten-

On peut faire en sorte que , lorsque cette première bascule revient de 1 à 0, elle envoie un signal sur la commande de T d'une seconde bascule, nous pouvons, ainsi compter de 0 à 3 . On voit bien qu'on peut étendre les possibilités de comptage en augmentant le nombre de bascules.

Quelques Définitions :

Soit un ensemble de bascules formant un compteur binaire, on affecte à chaque bascule un chiffre donné. Celle qui reçoit directement, sur son entrée T, les impulsions, à compter est appelée bascule des unités. Celle qui la suit dans l'ordre des actions est la bascule des deuxaines... et ainsi de suite.

Capacité d'un compteur binaire :

Avec n bascule on peut compter depuis 0 jusque'à un nombre qui s'exprime, en code binaire, par N chiffres 1 les uns dernières les autres, ce qui vaut, après en code décimal $2^n - 1$. En comptant le 0, un compteur à bascules peut donc avoir au maximum, 2^n états distincts. On dit que sa capacité est 2^n

Recyclage :

Lorsque, en utilisant un compteur dont la capacité est A, préalablement remis à 0, nous envoyons à son entrée un nombre d'impulsions supérieur à A, au bout de A impulsions, il repassera à l'état 0 : on dit qu'il est recyclé à cet état. Il y a un dépassement, et l'indication affichée sur les bascules ne correspond plus au véritable nombre d'impulsion reçues.

Poids :

On rencontrera aussi l'expression "poids", appliquée aux différents digits, ou aux basculeurs qui les affichent. Ce "poids" est tout simplement, la valeur de la puissance de 2 relative au chiffre correspondant.

VI 2) Le Comptage Décimal:

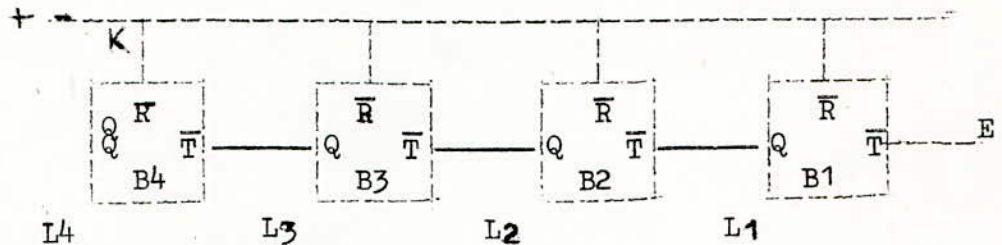
Dans beaucoup de réalisations arithmétiques, le comptage binaire est préférable en raison de sa simplicité; il n'emploie que les chiffres 0 et 1.

Cependant lorsque il s'agit de connaître le nombre d'impulsions envoyées sur une entrée, l'utilisation du comptage binaire s'avère souvent peu pratique. En effet, pour connaître le résultat du comptage, il est nécessaire de convertir l'expression binaire sous la forme décimale qui nous est habituelle. Une telle conversion peut nécessiter la manipulation de nombre assez élevés, d'où l'intérêt du comptage décimal. L'élément constitutif d'un tel système est une décade. Il s'agit d'un ensemble électronique, ayant dix états d'équilibre différents, pouvant passer d'un de ces états au suivant sous l'influence d'une commande appliquée à une entrée donnée. La décade est munie de sorties qui permettent de connaître le numéro de l'état qu'elle occupe. Elle doit également posséder un système de remise à zéro au début du comptage. Enfin elle doit avoir une sortie sur laquelle on obtient une impulsion chaque fois que la décade recycle sous l'influence de la dixième impulsion d'entrée, de l'état 9 à l'état 0.

VI.3) Le comptage Asynchrone et Synchrone :

V 3.1 Le Comptage Asynchrone :

Réalisé à l'aide de bascules mises en cascade, l'organisation d'un compteur binaire asynchrone est représenté dans la figure (V.3.1) La bascule B1 est celle des unités. Elle reçoit des signaux à compter sur son entrée \bar{E} , qui est l'entrée E du compteur. Sa sortie A actionne l'entrée \bar{T} de la bascule Bz... et ainsi de suite. L'action momentanée sur le contact K, appliquant une tension 0 sur les entrées \bar{R} des bascules, remet toutes ces dernières à 0. On peut connaître l'état des bascules en utilisant un certain nombre de témoins logiques L1, L2, L3, L4.



V 3.2 Le Comptage Synchrones :

Dans les compteurs asynchrones, on commande le basculement d'une des bascules par le retour à zéro de celle qui précède, ce qui fait accumuler des retards de transmission dans certains cas. Pour constituer un compteur synchrone on attaquera toutes les bascules simultanément par les impulsions à compter. Bien entendu, on ne peut se contenter de procéder ainsi sans précautions particulières. Toutes les bascules changeraient d'état simultanément à chaque impulsion, elles ne donneraient donc pas l'indication du nombre d'impulsion reçues.

V.4) Division de Fréquence :

La division de fréquence s'apparente au comptage : il s'agit d'obtenir une impulsion de sortie pour n impulsions d'entrée, n étant arbitrairement choisi.

La différence avec le comptage vient du fait que l'on ne désire pas, en général, connaître l'état des circuits après chaque impulsion. On peut avoir à diviser une fréquence par un nombre N qui soit une puissance de 10: c'est le cas lorsque l'on désire, à partir de l'oscillation d'un quartz à 100 khz ou 1 Mhz, obtenir des fréquences entières de 10 Khz, 1 Khz, 100 Hz, 10 Hz, 1 Hz ou même 0,1 Hz.

Division par une Puissance de 10 :

Dans ce cas on mettra en cascade des décades classiques, chacune d'entrée commandant l'entrée de la suivante par sa sortie D. Nous signalerons toutefois que l'on peut avoir intérêt, dans ce cas, à monter les décades suivant un type de connexion que nous avons déjà indiqué.

VI DECODAGE AFFICHAGE

VI.1. Le Décodage

Le problème posé est que dans la majorité des cas on désire que le résultat du comptage par une décade soit indiqué de la façon la plus directe. Une solution couramment utilisée consiste à illuminer dans un tube à gaz spécial, une de ses dix cathodes, celles-ci ayant les formes des dix chiffres de 0 à 9 (Tube NIXIE). Il faut donc disposer d'un circuit qui, à partir des entrées A, B, C et D fournisse une tension sur une seule de ces dix sorties; cette sortie correspondant au numéro indiqué par les quatre digits binaires A, B, C et D.

Une solution pour réaliser le décodage, solution qui nécessite le minimum de réflexions mais le maximum de matériel, consiste en un assemblage de dix circuits logiques alimentés chacun par les entrées A-B-C-D (Le premier circuit fournissant la sortie 0, le second la sortie 1,....., le dixième la sortie 9).

Pour obtenir la sortie 0 par exemple, nous pouvons réaliser le circuit qui correspond à l'expression de Boole $\bar{D}\bar{C}\bar{B}\bar{A}$:

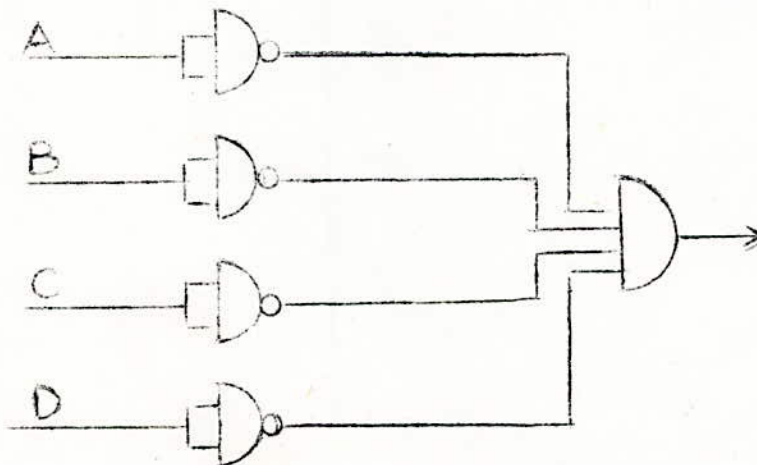


fig VI 1

Signalons que nous pouvons utiliser dans ce cas un circuit NOR. qui donnerait en sortie $\bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \bar{D} = \overline{ABCD}$. Nous devons donc réaliser dix groupes logiques ayant des structures voisines de celle qui est représentée fig 4.1 pour décoder les dix nombres. Si nous totalisons le matériel nécessaire, nous voyons que l'on a besoin pour les dix groupes de décogage, d'un nombre important de circuits.

Simplification :

Une simplification des circuits est possible grace au diagramme de karnangh.

BA DC	00	01	11	10
00	0	1	3	2
01	4	5	7	6
11	∅	∅	∅	∅
10	8	9	∅	∅

∅ = configuration interdite dans un compteur décimal à codage binaire.

Nous en déduisons :

Zéro : $\bar{D}.\bar{C}.\bar{B}.\bar{A}$

Un : $\bar{D}.\bar{C}.\bar{B}.A$

Deux : $\bar{C}.B.\bar{A}$

Trois : $\bar{C}.B.A$

quatre : $C.\bar{B}.\bar{A}$

Cinq : $C.\bar{B}.A$

Six : $C.B.\bar{A}$

Sept : $C.B.A$

Huit : $D.\bar{A}$

Neuf : $D.A$

Les circuits sont alors considérablement réduits.

Le Décogage D.C.B - "7 Segmentes".

Toujours à partir des mêmes niveaux A, B, C, et d il s'agit d'obtenir (7) signaux destinés à "Allumer" les LED (diodes electroluminescentes) d'un afficheur à sept (7) segments (Notons que celui ci peut être à cristaux liquides également).

VI.2. L'AFFICHAGE:

Les diodes électroluminescentes "L.E.D".

Une "L.ED" n'est autre qu'une diode qui émet de la lumière quand elle est traversée par un courant. Elle s'utilise polarisée en direct mais sa tension lorsqu'elle conduit n'est pas de 0,6V; elle varie entre 1,5 et 3V.

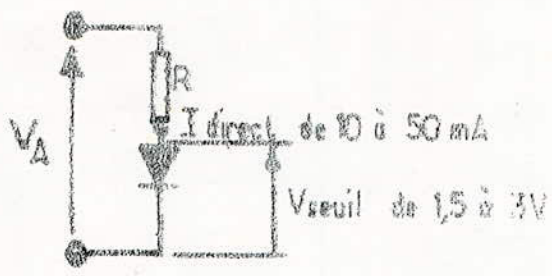
La tension inverse qu'une "L.E.D" peut supporter se situe entre 3 et 7V.

Les différentes manières de commander une "L.E.D" sont représentés figure VI.2.

Les afficheurs 7 segments.

a) à "LED": Ces afficheurs ne sont qu'un assemblage de sept (7) diodes électroluminescentes en forme de batonnets disposés de façon à former les chiffres. Les appellations des segments ont été normalisées (lettres de a à g). De plus, pour ne pas avoir à sortir 14 fils de l'afficheur, les constructeurs ont décidé d'en rendre certains communs ainsi on trouve des afficheurs à "cathodes commune".

b) à cristaux liquides: Les cristaux liquides ont une structure spéciale qui fait que lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique même modéré, ils changent d'apparence du point de vue physique. Il s'agit de liquides assez huileux généralement incolores et transparents. Sous l'action d'un champ électrique, certains d'entre-eux devient laiteux. Il est possible grâce à cette propriété de réaliser un afficheur 7 segments comme indiqué figure VI.2.b.



$R = \frac{V_A - V_{seuil}}{I}$
$P_R = R \times I^2$

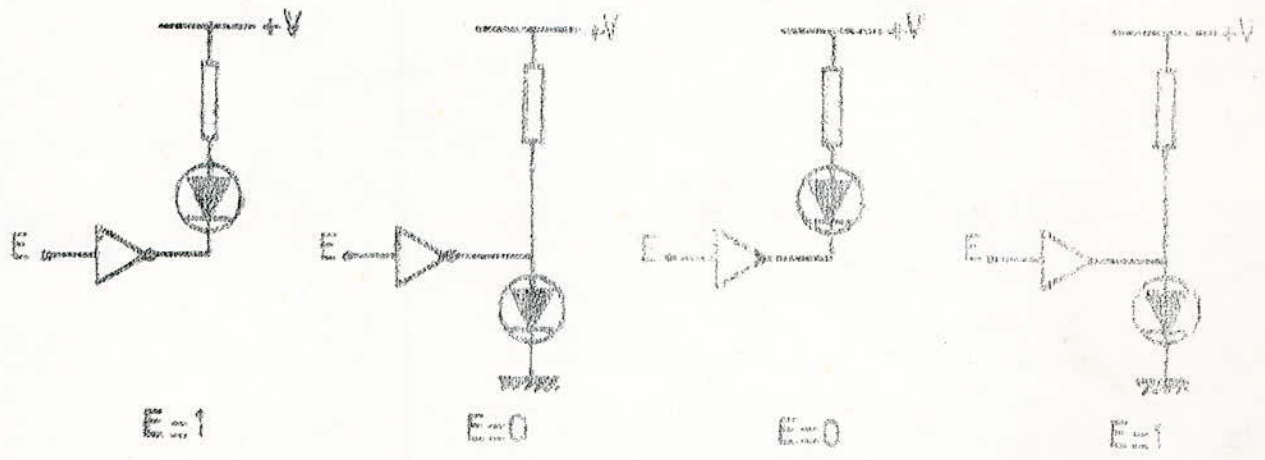


fig DIFFERENTES COMMANDES DES LED
PAR DES CIRCUITS TTL

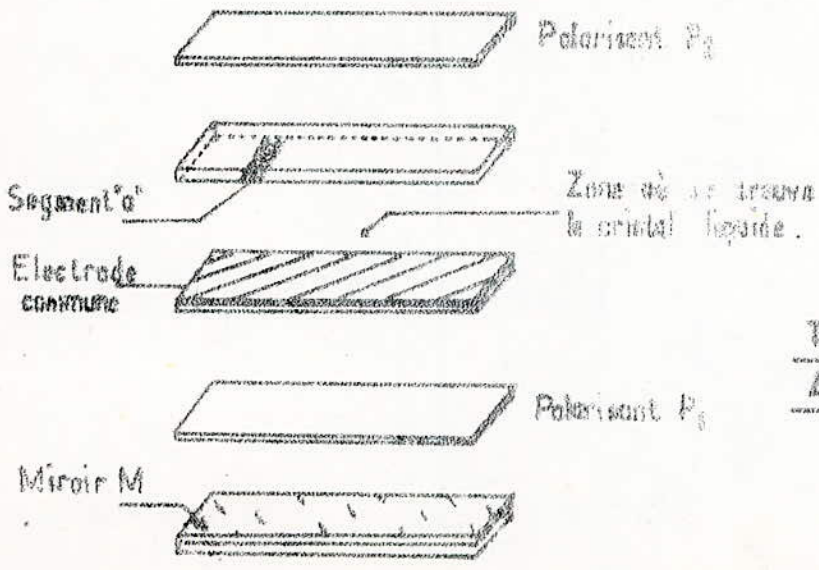


fig
TECHNOLOGIE DES AFFICHEURS
A CRISTAUX LIQUIDES

Leurs principales caractéristiques sont: Une très faible consommation, une réponse assez lente (quelques millisecondes à quelques dixièmes de secondes).

Autres types d'afficheurs.

Nous citerons l'affichage par tube "nixie" qui consiste en l'allumage de tubes en forme de chiffres de 0 à 9. Il nous faut donc pour cela des décodeurs à 10 sorties. Ce type d'affichage a été pendant plusieurs années d'un emploi quasi universel. Il est encore employé mais on lui préfère l'affichage 7 segments, souvent moins coûteux, d'un emploi plus simple et faisant figurer les différentes parties d'un chiffre dans un même plan.

REALISATION

I. LE CIRCUIT D'ENTREE.

I.1. Rôle du circuit d'entrée.

-Il est destiné à la mise en forme des signaux appliqués à son entrée, afin de rendre possible la mesure de la fréquence (ou période). Il doit donc délivrer des signaux compatibles T.T.L, quelle que soit leur forme initiale (triangulaire, sinusoïdale...) et leur amplitude, sans toutefois modifier la fréquence.

I.2. Description du circuit.

-Il comporte trois parties essentielles.

I.2.1. Un écrêteur.

-Il est formé de deux (2) diodes D1 et D2 assurant la protection du transistor à effet de champ, que nous verrons plus loin en limitant à +12 V ou -6 V la tension maximale applicable sur le "Gate".

-Ces diodes doivent avoir une tension inverse de claquage, très élevée et avoir une commutation très rapide.

Pour cela nous avons choisi pour notre montage des 1N4148, dont les caractéristiques;

-Tension inverse périodique maximale ; 90 V

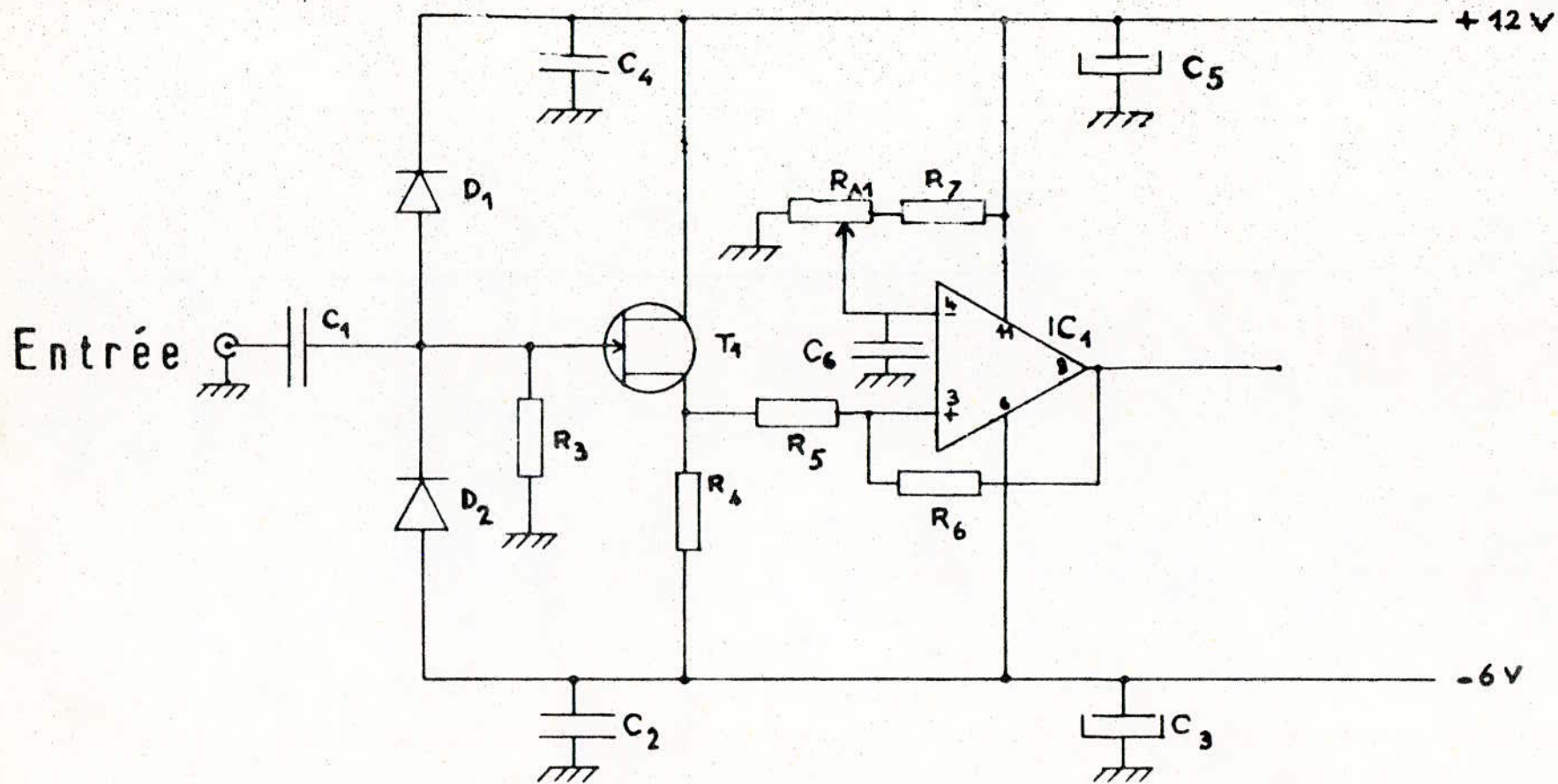
-Courant maximal direct de redressement ; 75 mA

-Temps de réponse : 4 ns

-Le circuit d'entrée peut encaisser, dans ces conditions des tensions allant jusqu'à 200 V.

I.2.2. Un adaptateur d'impédance.

-Pour avoir une grande impédance d'entrée on a utilisé un transistor à effet de champ du type "2N 3823" monté en drain commun. Il monte très haut en fréquence (amplificateur VHF), donc laisse passer tous les signaux qui nous intéressent (quelques Hz à 20MHz) sans qu'il y ait d'importantes atténuations.



CIRCUIT D'ENTREE

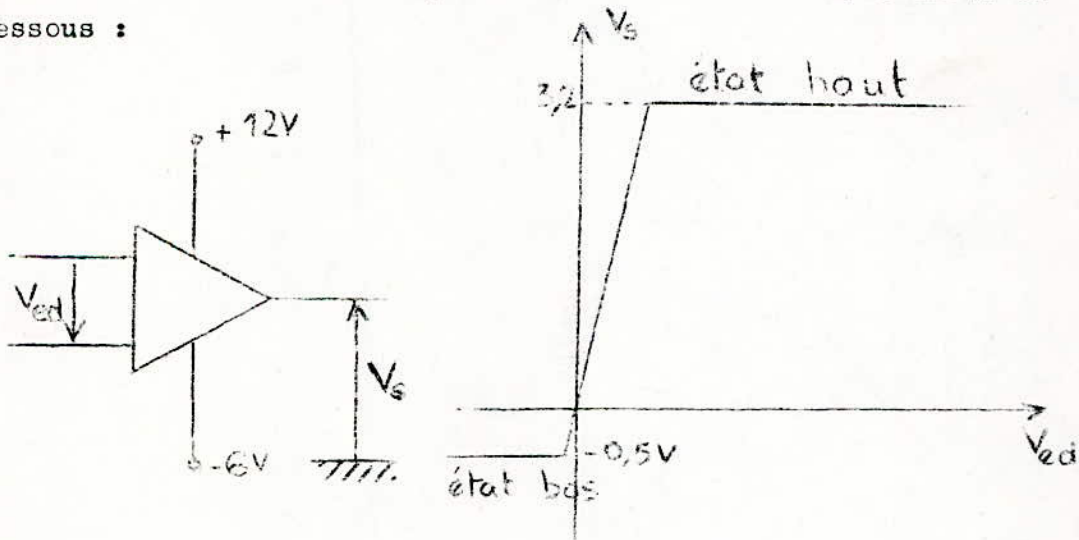
fig.1

La résistance d'entrée d'un transistor à effet de champ étant très grande, l'impédance d'entrée de tout le montage sera de l'ordre de celle qui se trouve entre Gate et masse; c'est à dire 1 M .

La résistance de source du F.E.T monté en drain commun représente à la fois charge et résistance de polarisation; ce qui a rendu son choix plutôt délicat. On a alors connecté en deux résistances dont l'une a été découplée. De cette façon on peut obtenir une tension de référence du comparateur aux environs 3V, valeur qui est située entre (+12 V et -6V). Plus exactement, nous avons dans notre cas 2,4V .

I.2.3. UN trigger de Schmitt.

Il a été réalisé à l'aide d'un circuit intégré spécialisé le LM 710 qui est un amplificateur comparateur rapide dont le symbole et la caractéristique de transfert sont représentés ci-dessous :



A l'état bas, la sortie peut absorber environ 2,5 mA. Elle est compatible T.T.L et C.M.O.S et présente une résistance de l'ordre de 200 Ω .

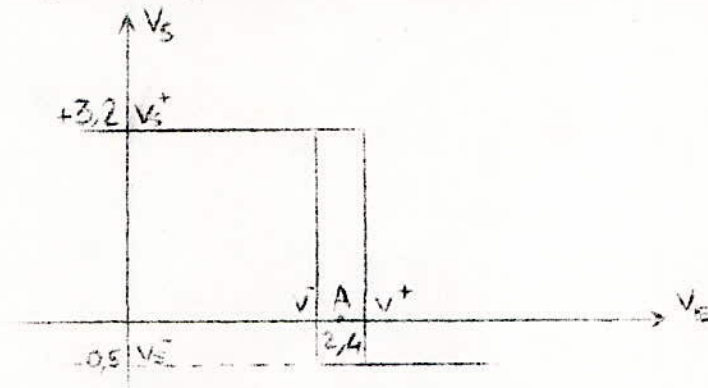
Les temps de réponse ont des ordres de grandeur suivants:

$$t_{plh} \approx t_{pHL} \approx 40 \text{ nS}$$

$$t_r \approx t_f \approx 20 \text{ à } 30 \text{ nS}$$

On a utilisé ce circuit car les temps de réponse jouent un rôle prépondérant .

-Notre but était de réaliser un trigger de Schmitt à l'aide d'un comparateur rapide intégré avec la caractéristique de transfert suivante;



on peut écrire sur le montage, les relations suivantes:

$$\Delta V_E = (2R_5 / (R_5 + R_6)) V_{sat}$$

$$\overline{OA} = (R_6 / (R_5 + R_6)) V_{ref}$$

La première relation donne;

$$\frac{R_5}{R_5 + R_6} = \frac{V^+ - V^-}{V_S^+ - V_S^-} = \frac{\Delta V_E}{V_S^+ - V_S^-} = \frac{0,02}{3,2 - (-0,5)} = 5,4 \cdot 10^{-3}$$

$V^+ - V^- = \Delta V_E$ détermine la sensibilité du comparateur, dans notre cas on a choisi une sensibilité de 20 mV

Soit $R_2 = 184 R_5$.

La seconde relation donne

$$V_{ref} = \overline{OA} = \frac{R_5 + R_6}{R_6} = 2,4 \times \frac{R_5 + 184 R_5}{184 R_5} \approx 2,4V$$

-Il reste alors à déterminer les valeurs de R_5 et de R_6 .

En pratique, le courant circulant dans R_1 et R_2 est fourni ou absorbé par la sortie de l'amplificateur. Celui-ci doit également fournir ou absorber le courant de sortie i_S de l'étage.

Or, le courant maximal de sortie du LM710 est de 2,5 mA; il est donc nécessaire de limiter au maximum la valeur de i pour s'assurer la possibilité d'avoir i_S le plus élevé possible.

Ici, $|i|$ est maximum lorsque $V_S = 0,5V$ et, dans ce cas, i_{max}

$$|i_{max}| = \frac{2,4 - (-0,5)}{R_6 + R_5} = \frac{2,9}{185 R_5}$$

D'après les caractéristiques du LM710, $|i|_{\max} = 20 \text{ mA}$
donc il faut respecter:

$$R_5 > \frac{2,9}{185 \cdot 20 \cdot 10^{-4}} = 783 \Omega$$

On pourra choisir $R1 = 1K\Omega$ et donc $R2 = 220K\Omega$ en valeurs normalisées.

-La mise en forme des signaux étant faite, nous pouvons donc attaquer n'importe quel circuit logique T.T.L.

II LA BASE DE TEMPS.

-C'est la partie la plus importante de l'appareil car la précision de la mesure dépend justement de cette base de temps. Pour cela nous avons choisi une base de temps constituée d'une horloge de grande précision suivie d'une cascade de diviseurs par 10.

-Ainsi avec une horloge de 1 MHz, suivie de six (6) diviseurs la dernière fréquence que nous obtenons est de 1 Hz.

II.1. L'Horloge.

-C'est un circuit spécialisé de M O T O R O L A (le M C 6871A) qui délivre un signal compatible T.T.L; dont la fréquence de sortie (1 MHz) est très stable.

-Nous pouvons donner quelques unes de ses spécifications techniques:

- Stabilité en fréquence : $\pm 0,190$
- Gamme de température : - 55 à + 125°C
- Niveau logique : " 1 " _____ 3,2 V
- " 0 " _____ 0,3 V
- Alimentation : 5 V $\pm 5 \%$

-Le brochage du MC 6871 A est donné figure (II. 4)

II.2. Les diviseurs par 10.

-C'est des SN 7490 de Texas Instruments (Voir fig. II. 5)
Ils se composent de trois bascules JK et une Bascule RS

-La première bascule (entrée 14) fait une division par deux (2), tandis que les trois suivantes divisent par cinq (5).

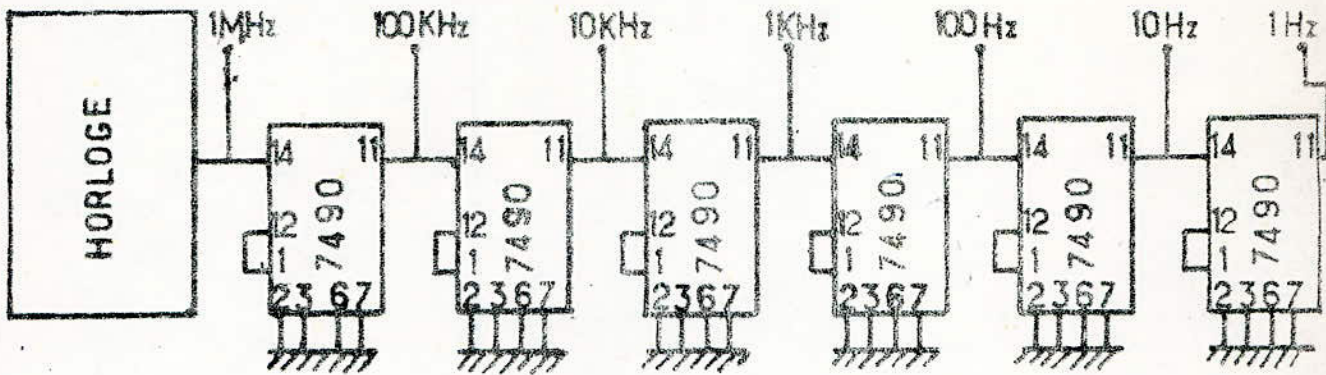
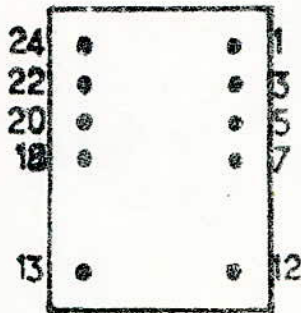


fig II1 SCHEMA DE LA BASE DE TEMPS



PINS	CONNECTIONS
1	GND
3	MEMORY CLOCK
5	⊙ TTL
7	Vcc
12	⊙ NMOS
13	⊙ NMOS
18	GND
20	HOLD 1
22	MEMORY READY
24	2x f _c

BROCHAGE DE L HORLOGE MC 6871A

-Pour effectuer une division par 10, il suffira de connecter les pattes 12 et 1 entre elles (C'est à dire la sortie de la division par deux (2) à l'entrée de la division par cinq (5).). La décade comprend également des entrées pour éventuelle remise à zero (Pins 2 et 3) et à neuf (Pins 6 et 7), qu'il faut relier à la masse de façon à ne pas avoir de perturbations, ainsi la division se fait sans problèmes.

III. LE CIRCUIT DE FONCTION.

III.1.Principe:

-C'est le circuit qui sert à "gérer" le compteur fréquence-mètre.

-Un commutateur K_1 permet la sélection du mode de fonctionnement par exemple, dans la position F (mesure de fréquences) on notera que le signal d'entrée est envoyé à la porte par K_{1a} alors que le signal de la base de temps est transmis à la commande de porte par K_{1b} . Cette commande de porte est constituée de deux bascules JK (dans un même boîtier: Le SN7473) connectés de telle sorte qu'à la première impulsion d'horloge on a "1" (sur la patte 9) et à la seconde un "0" (voir chronogrammes fig. III 1). C'est ce signal qui commande l'ouverture de la porte, donc le comptage,

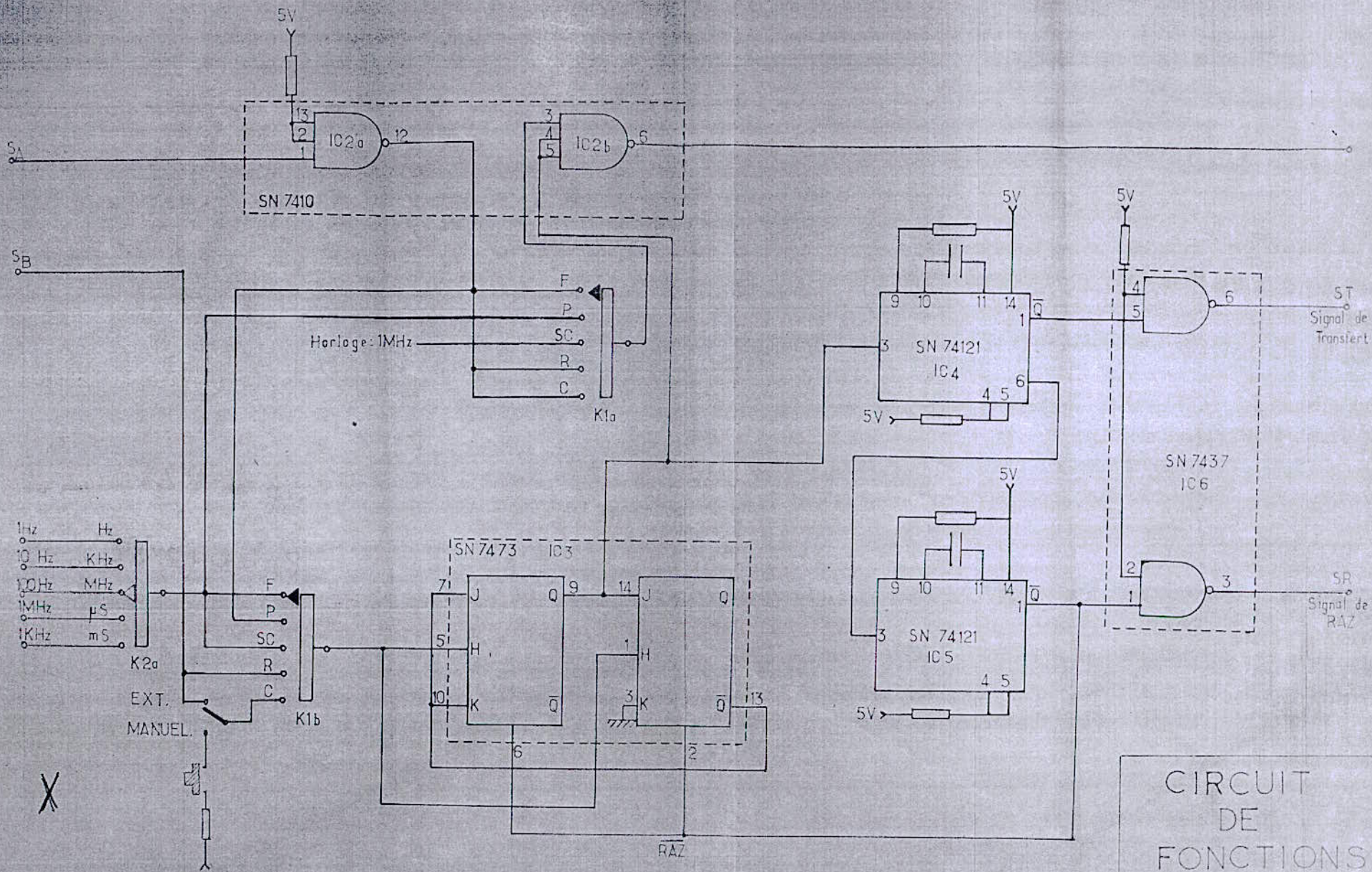
-Immédiatement après le comptage, c'est-à-dire sur le front descendant de l'impulsion de commande de porte, on déclenche un premier monostable IC4 dont l'impulsion autorisera le transfert du résultat du comptage vers les latches (bascule D) afin de le mémoriser en attendant la prochaine séquence de comptage.

-Un deuxième monostable IC 5 est déclenché par le premier et servira à la mise à zéro du compteur et de la commande de porte (S N 7473).

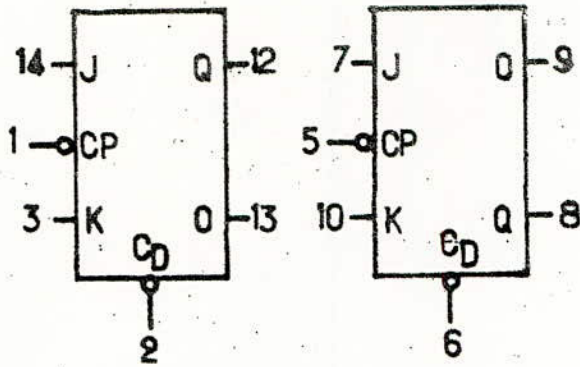
-Le S N 74.121 ne pouvant attaquer directement les circuits de transfert du compteur, la sortie \bar{Q} de IC 4 est suivie d'un inverseur de puissance (Buffer) constitué à l'aide d'une porte N A N D d'un circuit du type S N 7437.

De même manière on a procédé pour le signal de remise à zéro.

-Le commutateur $K2a$ sert à la sélection de la résolution . Par exemple, en position KHz la base de temps fournit un signal de fréquence 100 Hz. Dans ce cas si le signal présent en A est de 1 KHz le fréquencemètre ($K1$ en P, $K2$ à la sortie choisie de la base de temps) c'est le signal d'entrée qui va attaquer la commande de porte donc régler



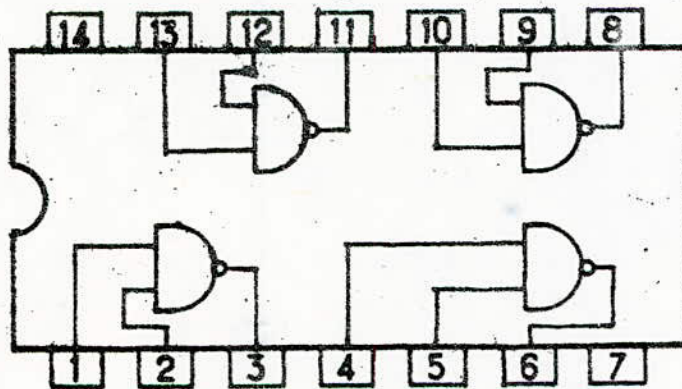
CIRCUIT
DE
FONCTIONS



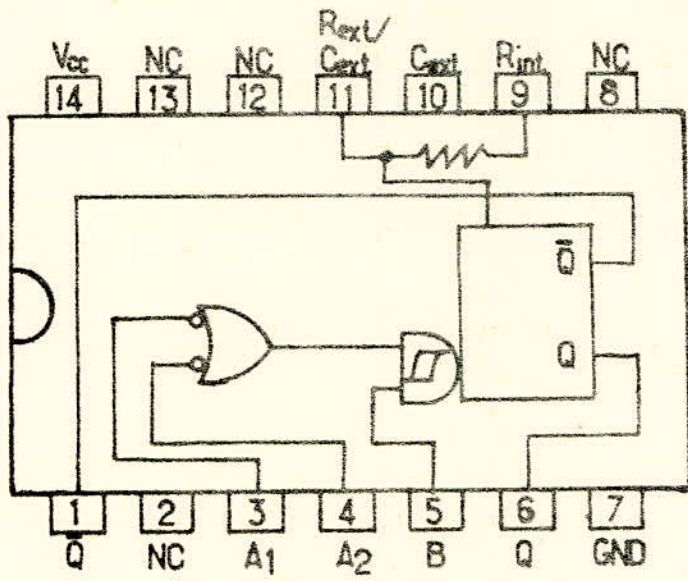
INPUTS			OUTPUTS	
C _D	J	K	Q	Q̄
L	X	X	L	H
H	h	h	q	q̄
H	l	h	L	H
H	h	l	H	L
H	l	l	q	q̄

V_{cc} = Pin 4
 GND = Pin 11

SCHEMA INTERNE ET TABLE DE VERITE DU SN 7473

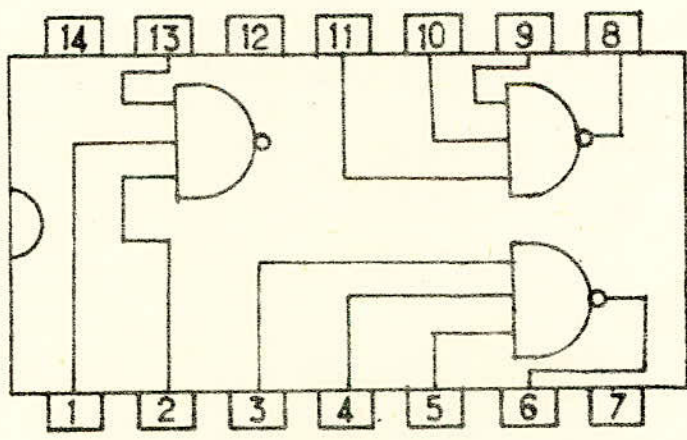


BROCHAGE DU SN 74LS37



INPUTS			OUTPUTS	
A ₁	A ₂	B	Q	\bar{Q}
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	H	L	H
H	H	L	L	H
H	H	H	L	H
↓	↓	H	↓	↓
↓	↓	H	↓	↓
L	X	↑	↓	↓
X	L	↑	↓	↓

BROCHAGE DU SN 74121



BROCHAGE DU SN 7410

le temps de comptage et le signal de base de temps va être injecté directement à la porte. On a donc fait une inversion ce qui est tout à fait normal lorsque l'on sait que la période est l'inverse de la fréquence.

-La position Self Check permet le contrôle de l'horloge, le signal issu de cette dernière est injecté directement à la porte. On sait que sa fréquence est de 1 MHz, donc il ne faut pas oublier de commuter K2 sur MHz ou KHz.

-En position compteur, le cheminement des signaux est le même que pour la position fréquence-mètre, sauf que l'ouverture de la porte est commandée manuellement. On en injectant un signal connu issu d'une source extérieure, à noter que ce signal doit être compatible T.T.L.

* On ne peut pas terminer sans donner quelques précisions sur les éléments connectés extérieurement aux circuits intégrés. Une mise à "1" se fait à travers une résistance de l'ordre du K Ω .

Afin de régler la durée des impulsions des mono-stables (S N 74.121), une résistance et une capacité extérieure sont connectées. Selon la documentation du circuit, plusieurs combinaisons sont possibles, en ce qui nous concerne la durée de l'impulsion est donnée par la formule: $t = \log 2 \cdot R.C$.

Nous savons que la durée d'ouverture de porte la plus courte est donnée par la fréquence la plus grande, à savoir 1 MHz, d'où $t = 1 \mu S$.

Il faut donc que la "somme": impulsion de transfert + impulsion de R A Z soit inférieure à $1 \mu S$

$$\Rightarrow 2t' < 1 \mu S \Rightarrow t' < 0,5 \mu S$$

$$\text{Soit } t' = 0,2 \mu S$$

$$\text{Or } t' = \log 2 \cdot R.C = 0,7 R.C$$

$$\text{Si } R = 2,7 K \quad C = 100 pF$$

IV. LE COMPTAGE A AFFICHAGE MEMORISE.

-Lebut de ce système, est de compter les impulsions à la sortie de la porte et d'afficher le résultat du comptage/
IV.1/Le comptage.

Une cascade de compteurs / diviseurs par 10 du type SN 7490 (IC I4 à IC I9) dont les sorties sont codées BCD permet le comptage, et ce, de la manière suivante :

Les impulsions qui arrivent de la porte sont envoyées à la première décade (I.C I4). La dixième impulsion reçue par celle ci provoque le comptage de la première impulsion par I.C I5. A son tour ,I.C I5 au bout de dix impulsions (donc 100 à l'origine) provoque le comptage d'une impulsion par I.C I6... et ainsi de suite .

Le brochage des SN 7490 se fait de la même manière que pour la base de temps , sauf que dans ce cas nous utilisons l'entrée de forçage à zéro (Commandée par le deuxième monostable)

IV.2. Le décodage .

Une série de décodeurs BCD-sept segments du type SN 7447 (IC 26 à IC 31) permettent de convertir l'expression binaire sous la forme décimale qui nous est familière.

La table de vérité et le logigramma du SN 7447 sont donnés figure IV.2.

IV.3.L'affichage .

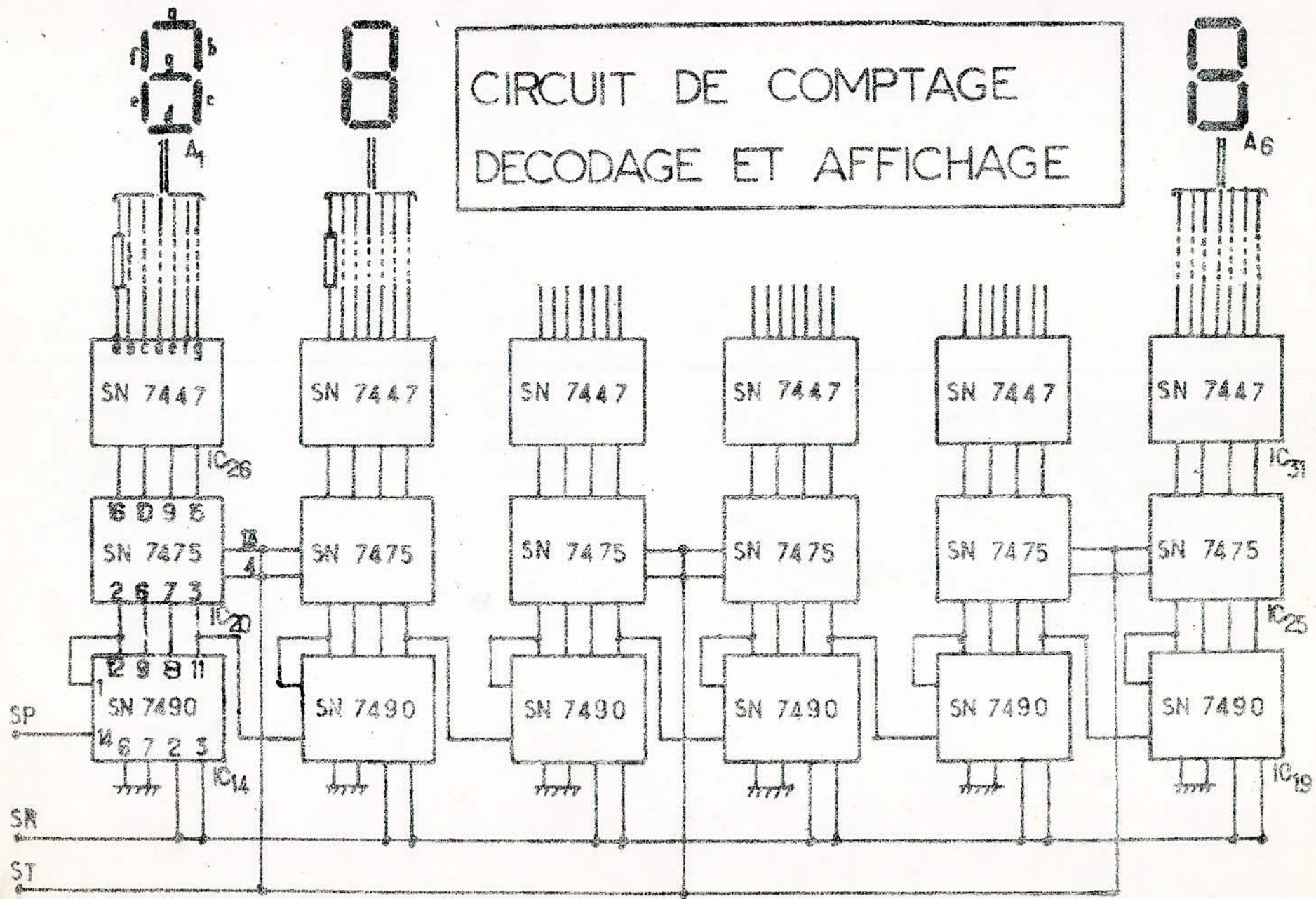
C'est un affichage par diodes electroluminescentes (sept segments) qui a été choisi en raison de ses avantages .

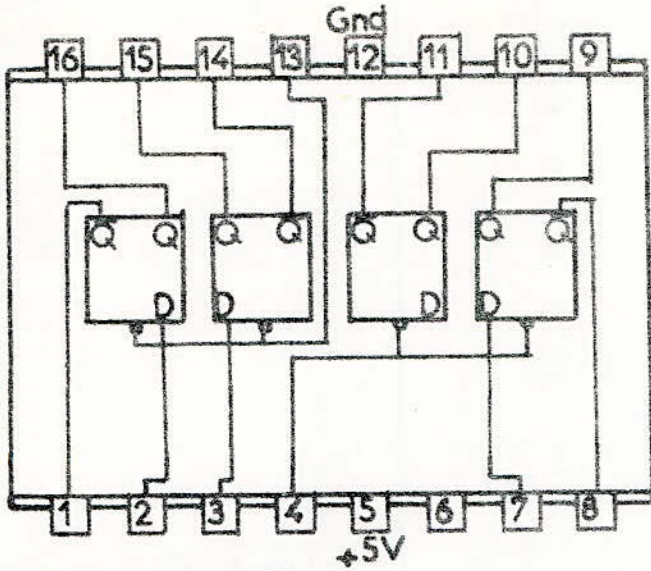
A noter que les afficheurs se trouvent dans un même boîtier (Le B 5002 IE de CONTRAVES) . Le brochage et la table de vérité sont donnés fig IV.3 .

IV. 4. Memorisation de l'affichage,

Nous avons intercalé entre les compteurs et les décodeurs une série de bistables (latches) réalisés à l'aide de SN 7475 (IC 20 à IC 25) permettant la mémorisation du résultat du comptage jusqu'à la fin du cycle de mesure suivant .

CIRCUIT DE COMPTAGE DECODAGE ET AFFICHAGE



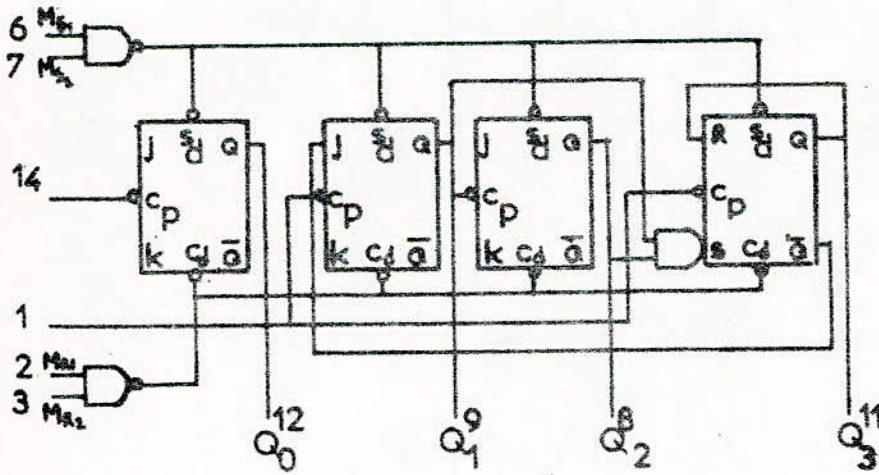


I_n	I_{n+1}
D	Q
1	1
0	0

Table de vérité

Brochage du SN7475

(quadruple bascule D de stockage)

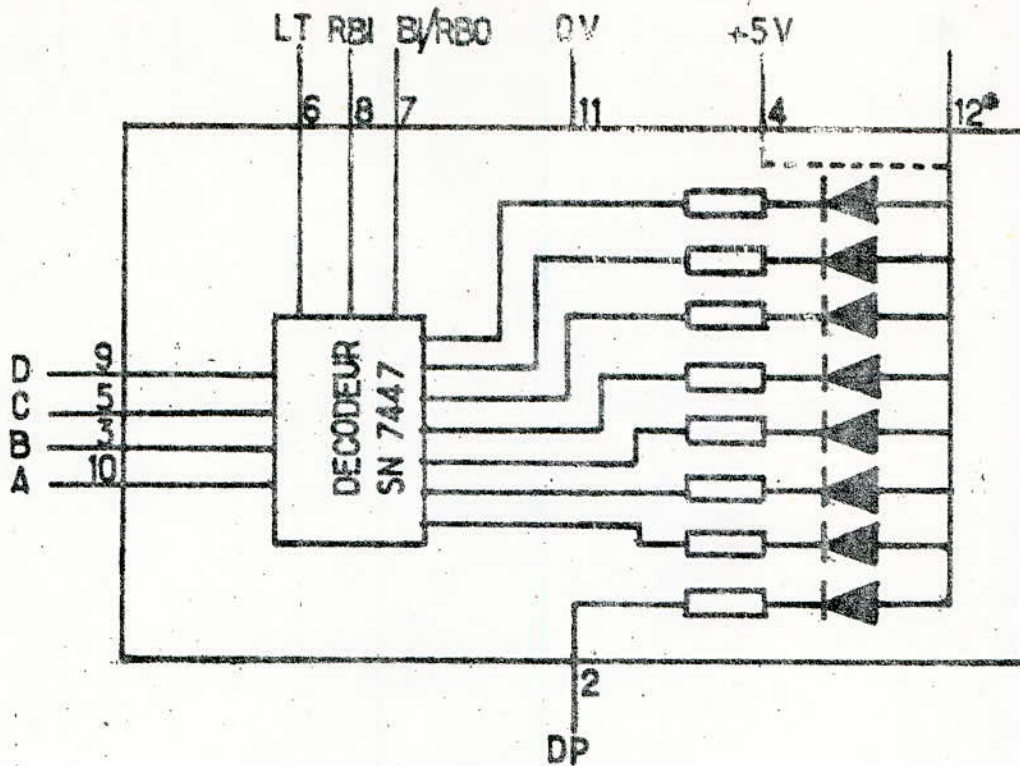


N	COUNT			
	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

Logigramme du SN7490

Compt. BCD

Vcc: 5
 Gnd: 10
 MR: mise à 0
 MS: // 9



LT	RBI	D(2°)	C(2°)	B(2°)	A(2°)	BI/RBO	DISPLAY
1	1	0	0	0	0	1	0
1	X	0	0	0	1	1	1
1	X	0	0	1	0	1	2
1	X	0	0	1	1	1	3
1	X	0	1	0	0	1	4
1	X	0	1	0	1	1	5
1	X	0	1	1	0	1	6
1	X	0	1	1	1	1	7
1	X	1	0	0	0	1	8
1	X	1	0	0	1	1	9
1	0	0	0	0	0	0	Blank
X	X	X	X	X	X	0	Blank
0	X	X	X	X	X	1	8 (test)

BROCHAGE ET TABLE DE VERITE
DU DECODEUR - AFFICHEUR B 5002 1E

TYPES SN5446A, '47A, '48, '49, SN54L46, 'L47, SN54LS47, 'LS48, 'LS49, SN7446A, '47A, '48, SN74L46, 'L47, SN74LS47, 'LS48, 'LS49
BCD-TO-SEVEN-SEGMENT DECODERS/DRIVERS
 BULLETIN NO. DLS 7611B11, MARCH 1976, REVISED OCTOBER 1979

TYPES SN5446A, '47A, '48, '49, SN54L46, 'L47, SN54LS47, 'LS48, 'LS49, SN7446A, '47A, '48, SN74L46, 'L47, SN74LS47, 'LS48, 'LS49
BCD-TO-SEVEN-SEGMENT DECODERS/DRIVERS

'46A, '47A, 'L46, 'L47, 'LS47
feature

'48, 'LS48
feature

'49, 'LS49
feature

- Open-Collector Outputs Drive Indicators Directly
- Lamp-Test Provision
- Leading/Trailing Zero Suppression
- All Circuit Types Feature Lamp Intensity Modulation Capability
- Internal Pull-Ups Eliminate Need for External Resistors
- Lamp-Test Provision
- Leading/Trailing Zero Suppression
- Open-Collector Outputs
- Blanking Input

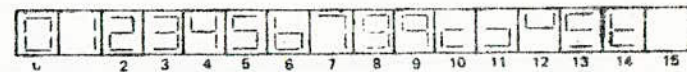
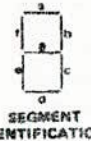
TYPE	DRIVER OUTPUTS				TYPICAL POWER DISSIPATION	PACKAGES
	ACTIVE LEVEL	OUTPUT CONFIGURATION	SINK CURRENT	MAX VOLTAGE		
SN5446A	low	open-collector	40 mA	30 V	320 mW	J, W
SN5447A	low	open-collector	40 mA	15 V	320 mW	J, W
SN5448	high	2-k Ω pull-up	5.4 mA	5.5 V	265 mW	J, W
SN5449	high	open-collector	10 mA	5.5 V	165 mW	W
SN54L46	low	open-collector	20 mA	30 V	160 mW	J
SN54L47	low	open-collector	20 mA	15 V	160 mW	J
SN54LS47	low	open-collector	12 mA	15 V	35 mW	J, W
SN54LS48	high	2-k Ω pull-up	2 mA	5.5 V	125 mW	J, W
SN54LS49	high	open-collector	4 mA	5.5 V	40 mW	J, W
SN7446A	low	open-collector	40 mA	30 V	320 mW	J, N
SN7447A	low	open-collector	40 mA	15 V	320 mW	J, N
SN7448	high	2-k Ω pull-up	6.4 mA	5.5 V	265 mW	J, N
SN74L46	low	open-collector	20 mA	30 V	160 mW	J, N
SN74L47	low	open-collector	20 mA	15 V	160 mW	J, N
SN74LS47	low	open-collector	24 mA	15 V	35 mW	J, N
SN74LS48	high	2-k Ω pull-up	6 mA	5.5 V	125 mW	J, N
SN74LS49	high	open-collector	8 mA	5.5 V	40 mW	J, N

description

The '46A, 'L46, '47A, 'L47, and 'LS47 feature active-low outputs designed for driving common-mode VLEDs or incandescent indicators directly, and the '48, '49, 'LS48, 'LS49 feature active-high outputs for driving lamp buffers or common-cathode VLEDs. All of the circuits except '49 and 'LS49 have full ripple-blanking input/output controls and a lamp test input. The '49 and 'LS49 circuits incorporate a direct blanking input. Segment identification and resultant displays are shown below. Display patterns for BCD input counts above 9 are unique symbols to authenticate input conditions.

The '48A, '47A, '48, 'L48, 'L47, 'LS47, and 'LS48 circuits incorporate automatic leading and/or trailing-edge zero-blanking control (RBI and RBO). Lamp test (LT) of these types may be performed at any time when the BI/RBO node is at a high level. All types (including the '49 and 'LS49) contain an overriding blanking input (BI) which can be used to control the lamp intensity by pulsing or to inhibit the outputs. Inputs and outputs are entirely compatible for use with TTL or DTL logic outputs.

The SN54246/SN74246 through '249 and the SN54LS247/SN74LS247 through 'LS249 compose the E and the G with tails and have been designed to offer the designer a choice between two indicator fonts. The SN54249/SN74249 and SN54LS249/SN74LS249 are 16-pin versions of the 14-pin SN5449 and 'LS49. Included in the '249 circuit and 'LS249 circuits are the full functional capability for lamp test and ripple blanking, which is not available in the '49 or 'LS49 circuit.



NUMERICAL DESIGNATIONS AND RESULTANT DISPLAYS

'46A, '47A, 'L46, 'L47, 'LS47 FUNCTION TABLE

DECIMAL OR FUNCTION	INPUTS						BI/RBO†	OUTPUTS							NOTE
	LT	RBI	D	C	B	A		a	b	c	d	e	f	g	
0	H	H	L	L	L	L	H	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	
1	H	X	L	L	L	H	H	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	
2	H	X	L	L	H	L	H	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	
3	H	X	L	L	H	H	H	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	
4	H	X	L	H	L	L	H	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	
5	H	X	L	H	L	H	H	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	
6	H	X	L	H	H	L	H	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	
7	H	X	L	H	H	H	H	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	1
8	H	X	H	L	L	L	H	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	
9	H	X	H	L	L	H	H	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	
10	H	X	H	L	H	L	H	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	
11	H	X	H	L	H	H	H	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	
12	H	X	H	H	L	L	H	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	
13	H	X	H	H	L	H	H	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	
14	H	X	H	H	H	L	H	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	
15	H	X	H	H	H	H	H	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	
BI	X	X	X	X	X	X	L	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	2
RBI	H	L	L	L	L	L	L	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	3
LT	L	X	X	X	X	X	H	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	4

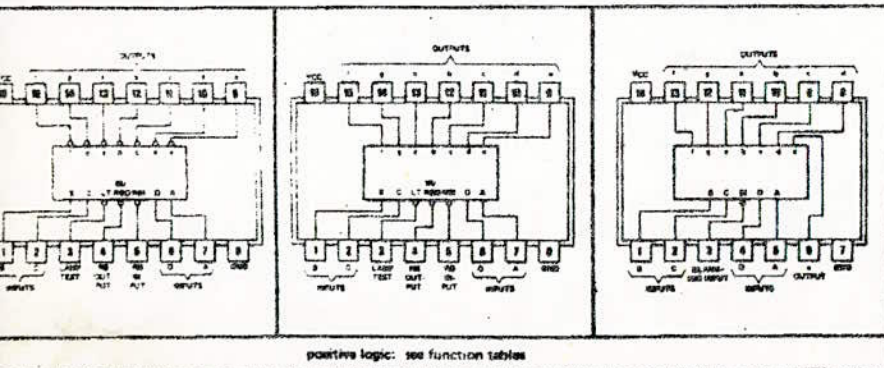
- H = high level, L = low level, X = irrelevant
- NOTES:
- The blanking input (BI) must be open or held at a high logic level when output functions 0 through 15 are desired. The ripple-blanking input (RBI) must be open or high if blanking of a decimal zero is not desired.
 - When a low logic level is applied directly to the blanking input (BI), all segment outputs are off regardless of the level of any other input.
 - When ripple-blanking input (RBI) and inputs A, B, C, and D are at a low level with the lamp test input high, all segment outputs go off and the ripple-blanking output (RBO) goes to a low level (response condition).
 - When the blanking input/ripple blanking output (BI/RBO) is open or held high and a low is applied to the lamp test input, all segment outputs are on.

†BI/RBO is wire-AND logic serving as blanking input (BI) and/or ripple-blanking output (RBO).

'46A, '47A, 'L46, 'L47, 'LS47 (TOP VIEW)

'48, 'LS48 (TOP VIEW)

'49, 'LS49 (TOP VIEW)



positive logic: see function tables

Autrement nous verrions les afficheurs "clignoter" sans cesse pendant le comptage .

Ces circuits (les SN7475)recoient en sortie les données transmises par les décades (SN 7490) quand leur entrée horloge est à "1" , et conservent leur état lorsqu'elle est à "0" . Chaque circuit de mémoire se compose de quatre (4) bascules D dont le but est de stocker l'information binaire (D.C.B.A) de chaque décade ?

EN portant la commande (broches 4 et 3) à + 5V , on peut voir défiler les chiffres des afficheurs. En ramenant la tension à zéro (0V); c'est le dernier chiffre qui reste mémorisé .

Cette commande de transfert des décades vers les latches est effectuée par le premier monostable qui, rappelons le , est du type SN 74121 .

V.L.E.D DE DEPASSEMENT/:

Afin d'éviter toute erreur d'interprétation des résultats , nous avons jugé nécessaire d'équiper le compteur fréquencemètre d'un indicateur de dépassement. Son principe est très simple, le comptage de la dixième impulsion par IC₁₉, produit l'apparition d'une courte impulsion qui va servir à déclencher un monostable du type SN74121, dont la durée a été calculée de façon à ce que le retour à zéro se fasse pour la période la plus longue (de comptage), soit 2s. Pour avoir un clignotement de la L.E.D, on a fait suivre le monostable d'une porte dont l'autre entrée est commandée par le signal 5Hz issu de la base de temps. La sortie de la porte (AND) étant inversée, on réinverse une deuxième fois de façon à attaquer un transistor en commutation servant à déclencher la L.E.D.

VI. L.E.D. (S) INDICATRICES D'UNITE DE LECTURE:

Pour des raisons de commodité, nous avons équipé le compteur fréquencemètre de diodes "L.E.D" indicatrices d'unité de lecture. Certaines précautions ont été prises de façon à ce que les "L.E.D" ne s'allument pas lorsqu'on est en position RATIO et Compteur d'impulsions; pour cela on a utilisé deux commutateurs que l'on a associé à K₁ et K₂ soit (K_{1C} et K_{2C}).

VII. CIRCUIT DE VIRGULE:

Afin d'avoir des lectures avec des unités couramment utilisés (Hz, KHz, MHz), un circuit de virgule a été prévu pour le fréquencemètre, d'autant plus que la lecture n'est pas possible lorsqu'il s'agit de lire des fréquences supérieures à 999999 Hz, le nombre d'afficheurs étant limité à six (6).

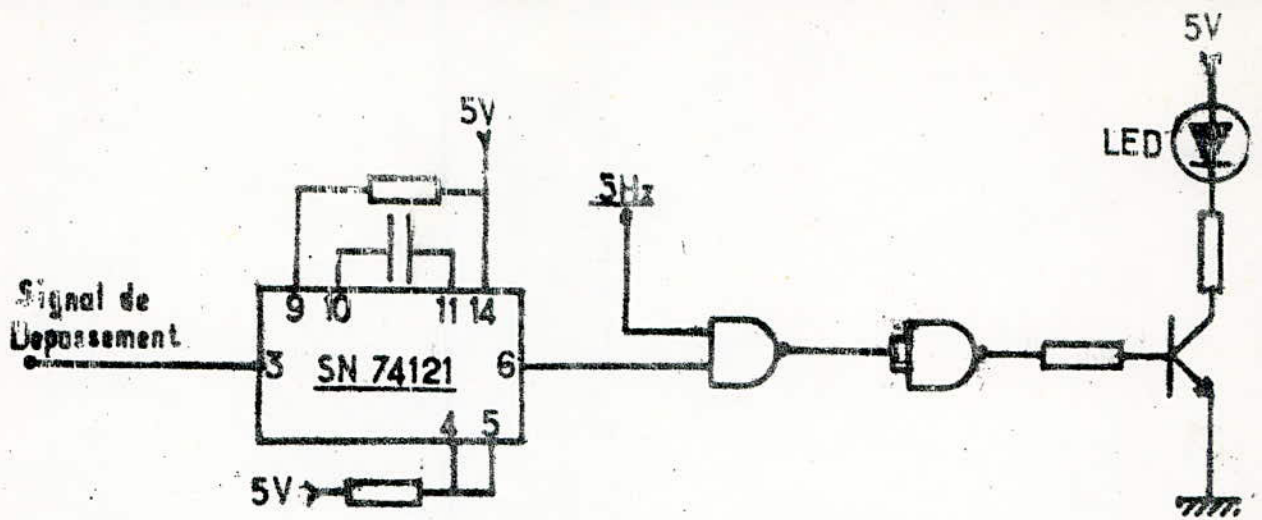


fig CIRCUIT DE DEPASSEMENT

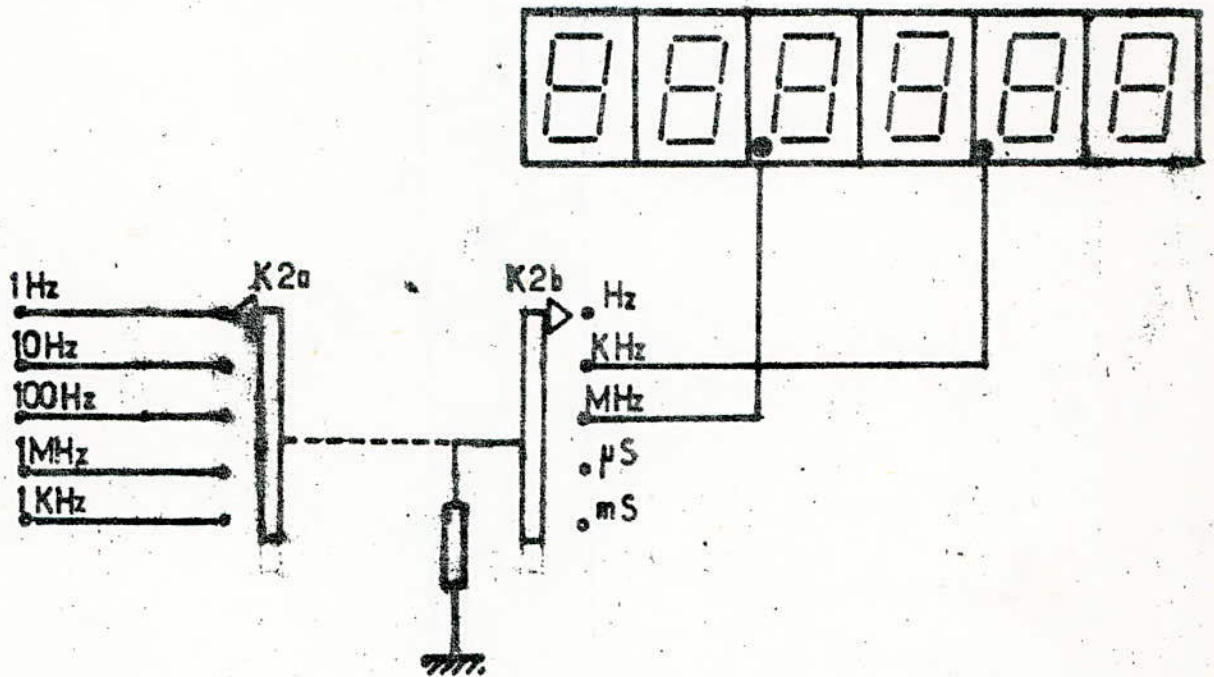


fig CIRCUIT DE VIRGULE

Donc la position de la virgule doit être choisie en fonction de la résolution. Pour cela on a associé un deuxième commutateur K_{2b} à K_{2a} , de façon à ce que la virgule soit automatiquement positionnée d'après le choix de l'unité.

En fonction fréquencesmètre avec la résolution:

- Hz: aucun point décimal n'est allumé, la lecture est directe.
- 10 Hz: le point décimal A_4 est allumé, la lecture se fait en KHz.
- 100 Hz: le point décimal A_2 est allumé, la lecture se fait en MHz.

- En fonction périodemètre avec la résolution:

- 1KHz: aucun point décimal n'est allumé, la lecture se fait en ms.
- 1MHz: aucun point décimal n'est allumé, la lecture se fait en μ s.

VIII. INDICATION DE COMPTAGE:

On aurait pu utiliser, là également, une "L.E.D", mais on a préféré agir sur les décodeurs (SN7447) en reliant les sorties et entrées "Ripple Blanking" (broches 4 et 5) à l'exception de IC₂₆. Par conséquent, si le résultat du comptage est "0" seul A_1 est en fonction, tous les autres afficheurs étant éteints.

LE SYNTHÉTISEUR DE FREQUENCE

A// ETUDE THEORIQUE.

I- GENERALITES:

Tout d'abord il serait peut-être utile de définir ce que l'on entend par synthèse de fréquence. C'est le fait de créer une fréquence en imposant sa valeur.

De nombreuses techniques sont utilisées à cet effet dans les gammes H F, V H F et même U H F .

Parmi ces techniques nous distinguons deux grandes categories:

1/ Systèmes sans asservissement de la fréquence.

2/ Systèmes avec asservissement de la fréquence.

Exemple: Synthétiseur à verrouillage de fréquence F.L.L et synthétiseur à verrouillage de phase P.L.L.

Ce dernier procédé est des plus utilisés car il constitue un compromis entre la simplicité et un temps de réponse convenable. C'est pourquoi nous l'avons retenu pour réalisation.

II-SYSTEMES SANS ASSERVISSEMENT:

^{Dans cette famille}
Ce type de synthétiseur n'asservit pas la fréquence de l'oscillateur à celle désirée. Il s'agit d'un système en boucle ouverte qui ne garantit pas une valeur exacte de la fréquence.

III-SYSTEMES AVEC ASSERVISSEMENT:

III.1. Système à verrouillage de fréquence (F.L.L.)

Dans cette famille de synthétiseurs qui verrouillent la fréquence d'un V.C.O à celle d'une source de référence, nous distinguons deux groupes:

III.1.a: F.L.L. à mesure de fréquence.

La méthode consiste à mesurer un nombre d'impulsions provenant de l'oscillateur pendant un temps déterminé par un généra-

teur de référence. L'état binaire correspondant au comptage est simultanément comparé à un état binaire représentatif de la valeur de la fréquence que l'on veut obtenir.

Le résultat de cette comparaison nous renseigne sur le sens et la grandeur de l'erreur de fréquence. La conversion numérique-analogique de cette erreur permet de corriger la fréquence de l'oscillateur.

III.1.b: F/L.L à comparateur de fréquence.

Le procédé qu'utilise ce synthétiseur de fréquence est similaire au précédent. La différence réside dans le fait qu'au lieu d'un compteur nous utilisons un ~~d~~compteur chargé au préalable avec le nombre binaire représentatif de la fréquence désirée.

L'accord sera exactement obtenu lorsque le compteur indiquera l'état numérique "0".

III.2. Système à asservissement de phase (P.L.L.)

Tel qu'il est représenté figure III.2, ce système comprend :

- Une source de fréquence de référence.
- Un comparateur de phases.
- Un (des) diviseur (s) programmable (s) avec commande.
- Un filtre passe-bas.
- Un oscillateur commandé en tension.

Le principe de base de ce type de synthétiseur est le suivant: Le V.C.O délivre un signal de fréquence f_s qui, une fois divisé par un entier N , est comparé à un autre signal de fréquence f_r issu d'horloge à quartz (donc de fréquence très stable). A la sortie du comparateur nous récupérons une tension U proportionnelle au décalage temporel entre les fronts actifs de f_s et f_r (c'est-à-dire que U est proportionnelle au déphasage instantané existant entre les deux signaux). Cette tension est intégrée par un filtre passe-bas puis appliquée à l'entrée de commande du V.C.O. La fréquence de l'oscillateur variera alors proportionnellement au signal qui est appliqué et tout le système évoluera ainsi jusqu'à ce que:

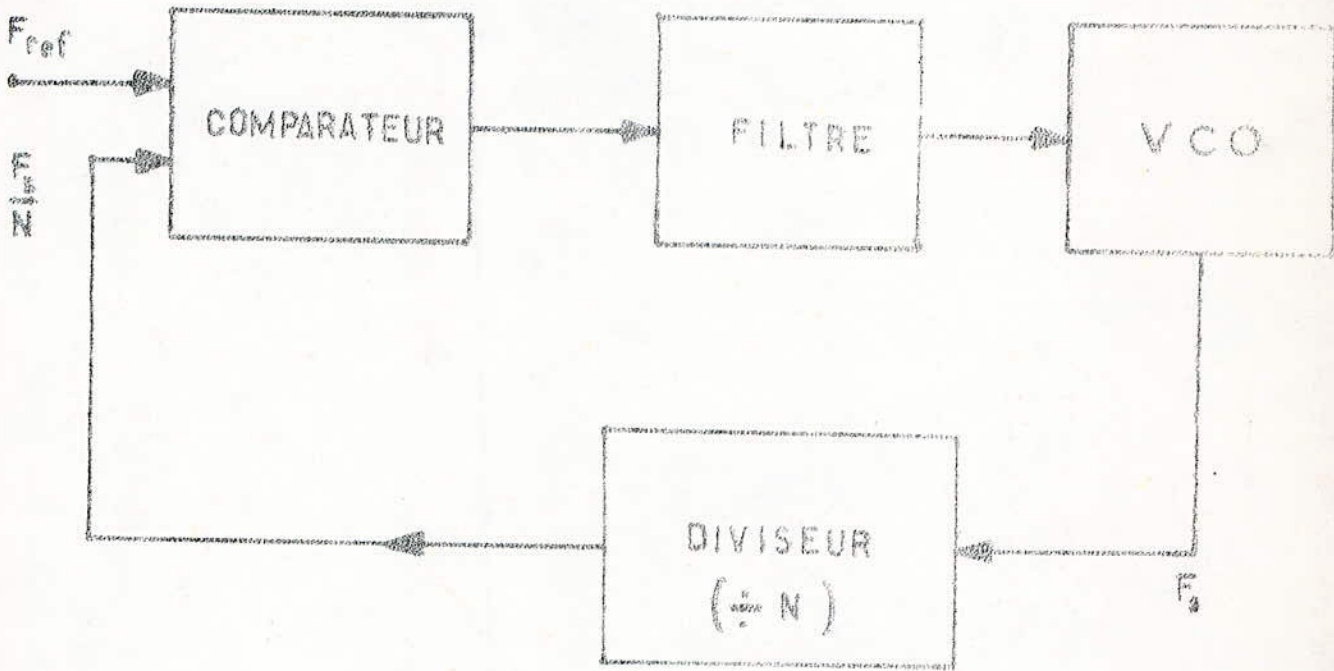


fig III.2 SYNOPTIQUE DU SYNTHETISEUR A
ASSERVISSEMENT DE PHASE

$$\frac{f_s}{N} = f_r = f_s = N \cdot f_r.$$

Rappel sur le P.L.L.

L'idée d'un circuit à P.L.L (phase Locked Loop) a été émise pour la première fois en 1932 par H.Bellescize. Ce dernier avait, en effet, envisagé le moyen de recevoir des ondes radio-électriques à l'aide d'un oscillateur local, d'un mélangeur et d'un amplificateur audio-fréquences. L'oscillateur devant " travailler " sur une fréquence exactement égale à celle de la porteuse reçue, le mélangeur fournissait une information identique à celle que transportait l'onde modulée.

Ce procédé était techniquement parfait mais la difficulté résidait dans le fait que la moindre dérive en fréquence de l'oscillateur local entraînait une dégradation de l'information.

Aujourd'hui, la technologie n'ayant plus les mêmes limitations, le P.L.L a trouvé un nombre très important d'applications telles que la stabilisation de fréquence dans les récepteurs F.M etc...

IV-LES COMPAREURS DE PHASES:

En étudiant les comparateurs de phase nous en distinguons deux catégories: Les comparateurs de phase de signaux rectangulaires et ceux de signaux sinusoïdaux (notons que dans le premier cas le signal peut-être sinusoïdal à l'origine puis amplifié et écrêté).

Les comparateurs de phase de signaux sinusoïdaux utilisent en général des circuits à diodes (deux ou quatre). Alors que pour les signaux rectangulaires nous pouvons utiliser également des multiplieurs analogiques.

IV.1-Les comparateurs de phase à deux diodes.

Considérons le circuit figure IV.1.a où les diodes D_1 et D_2 sont supposées parfaites. La tension de sortie v_s (obtenue au point S) est fonction de l'état des deux diodes (passantes ou bloquées). Les expressions de v_s compte-tenu des quatre cas qui peuvent se présenter sont consignées dans le tableau figure IV.1.b. Supposons que les signaux appliqués au comparateur ont même fréquence.

$$e_s = A \sin \omega t$$

$$e'_s = -A \sin \omega t$$

$$e_r = B \sin (\omega t - \phi)$$

et que $A = B$. Nous pouvons distinguer plusieurs domaines correspondant aux différents états des diodes.

$$0 < t < t_1 \quad v_s = -\frac{A}{2} (\sin (\omega t - \phi) - \sin \omega t)$$

$$t_1 < t < t_2 \quad v_s = A \sin (\omega t - \phi)$$

$$t_2 < t < t_3 \quad v_s = -\frac{A}{2} (\sin (\omega t - \phi) + \sin \omega t)$$

$$t_3 < t < t_4 \quad v_s = 0$$

$$t_4 < t < T \quad v_s = -\frac{A}{2} (\sin (\omega t - \phi) - \sin \omega t)$$

et la composante continue du signal est obtenue par intégration, c. a. d. :

$$\bar{v}_s = -\frac{1}{T} \int v_s(t) dt$$

$$\bar{v}_s = -\frac{A}{\pi} (\cos \frac{\phi}{2} - \sin \frac{\phi}{2})$$

$$\bar{v}_s = -\frac{\sqrt{2}}{\pi} A \cos \left(\frac{\phi}{2} + \frac{\pi}{4} \right)$$

C'est la relation qui lie la tension de sortie du comparateur au déphasage entre les signaux qui lui sont appliqués. Lorsque les fréquences sont différentes, leur différence peut être interprétée comme une variation linéaire de la différence de phase.

$\phi = \omega t + \phi_0$ où ϕ_0 = différence de phase $\omega = 2\pi f$
alors :

$$\bar{v}_s = -\frac{A}{\pi} \cos (\omega t + \phi)$$

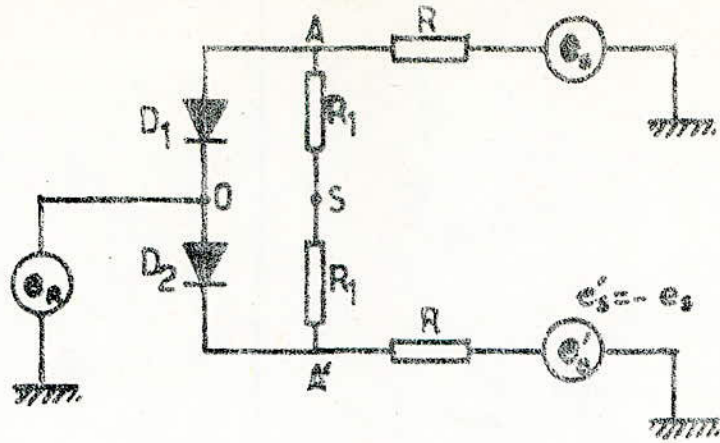
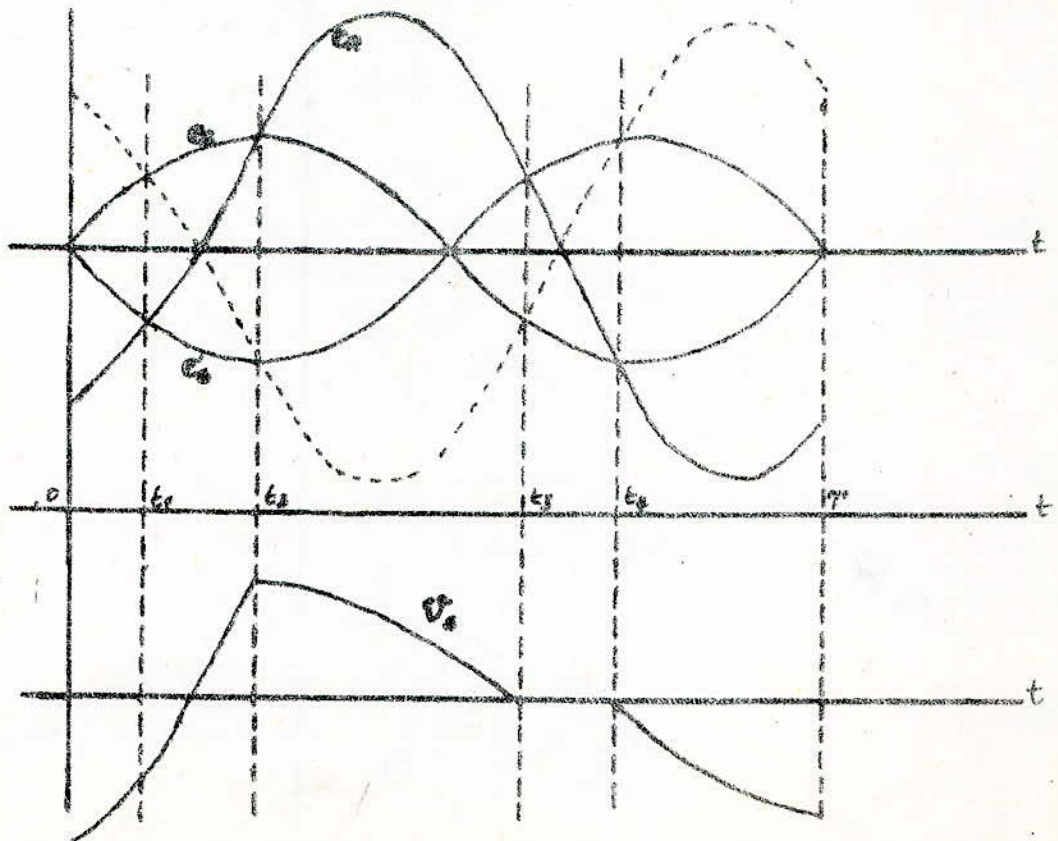


fig IX.1 COMPARATEUR DE PHASE À 2 DIODES

Diode D ₁	Diode D ₂	Conditions limites	V _s
Bloquée	Bloquée	$e_a > e_s$ et $e_a > -e_s$	0
Passante	Bloquée	$e_a \leq e_s$ et $e_a > -e_s$	$\frac{1}{2}(e_a - e_s)$
Bloquée	Passante	$e_a > e_s$ et $e_a < -e_s$	$\frac{1}{2}(e_a + e_s)$
Passante	Passante	$e_a \leq e_s$ et $e_a < -e_s$	e_a



Remarque: Ce résultat est la même que celui que nous obtiendrions avec un multiplieur à analogique car alors

$$U = A \cdot B \sin (\omega t + \Omega t + \theta). \sin \omega t$$

$$= \frac{A \cdot B}{2} (\cos (\Omega t + \theta) - \cos (2 \omega t + \Omega t + \theta))$$

Après le filtrage du terme $(2 \omega + \Omega)$ nous obtenons:

$$U = \frac{A \cdot B}{2} \cdot \cos (\Omega t + \theta)$$

IV.2. Comparateur de phase à quatre diodes: (Fig.IV.2).

Les générateurs e_s e'_s étant supposés à résistance interne nulle, les points A et A' sont à un potentiel qui ne dépend pas du fait que les diodes conduisent ou non. D'autre part et pour les mêmes raisons, le potentiel en O est déterminé indépendamment de ce qui se passe dans la partie droite du circuit et inversement. Ce qui nous ramène donc à deux circuits (un à gauche, l'autre à droite) identiques au précédent comparateur à deux diodes.

Si $e'_r = e_r$ nous pouvons examiner la différence de potentiel $v = v'_o - v_o = v_o$ (à l'aide d'un ampli-opérationnel par exemple).

Par conséquent:

$$\bar{v} = \bar{v}' - \bar{v}_o = \bar{v} = - 2 v_o$$

$$\bar{v}'_o = - \bar{v}_o$$

IV.3. Les multiplieurs analogiques.

Les circuits décrits précédemment ne donnent les expressions et formes citées que dans certaines conditions d'applications, et avec des hypothèses telles que : Diodes parfaites, générateurs à résistance interne nulle. Possibilité de connecter des générateurs exactement en opposition de phase Σ etc...

Tout ceci n'est pas très évident car les diodes sont loin d'être toutes identiques, en plus des phénomènes de capacités parasites qui interviennent en H.F.

Il existe des circuits plus ou moins complexes qui agissent comme multiplieurs. En particulier lorsque les fréquences de travail sont basses, on trouve sur le marché des circuits qui font réellement

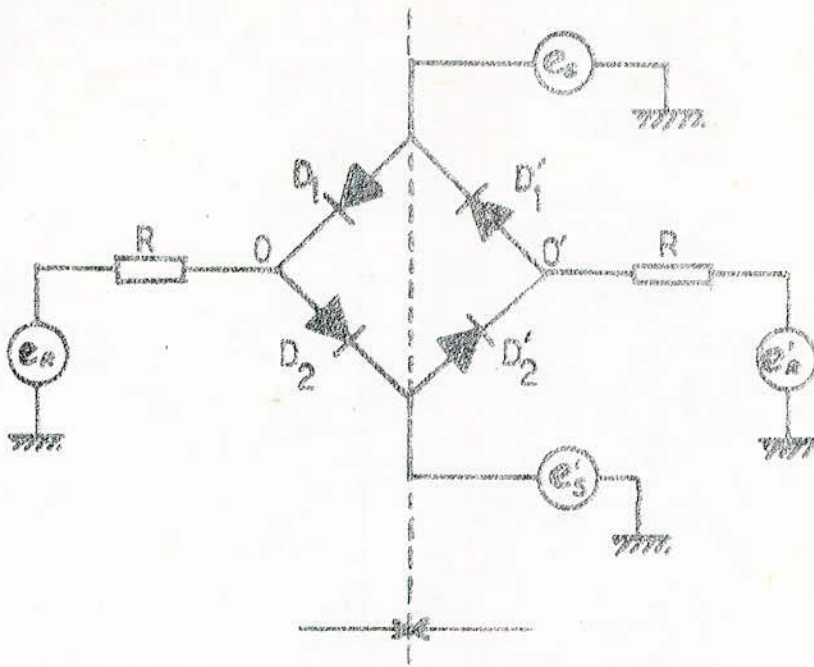


Fig IV.2 COMPAREUR DE PHASE À 4 DIODES

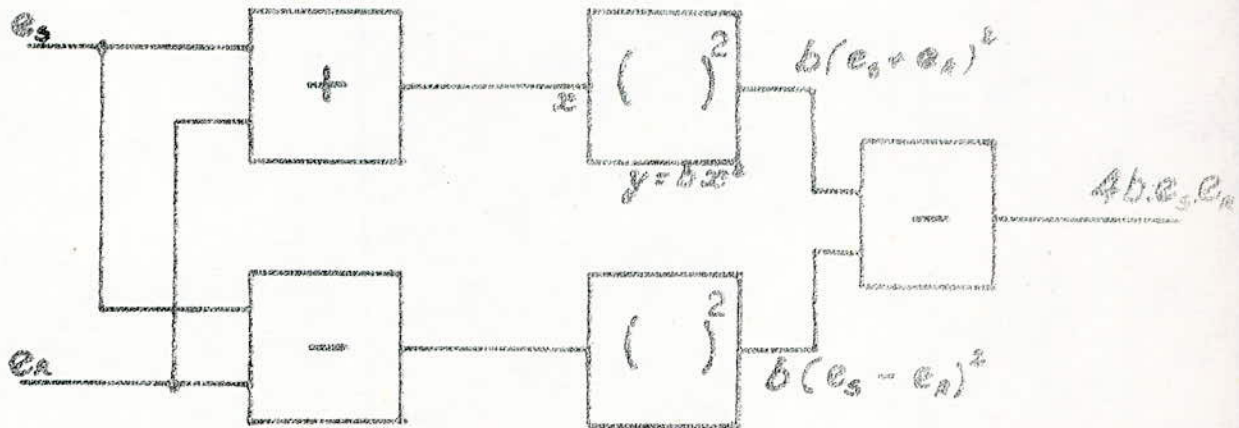


Fig IV.3 EXEMPLE DE MULTIPLIEUR ANALOGIQUE

la multiplication de e_s par e_r .

V. LES V.C.O. (OSCILLATEURS CONTROLES EN TENSION)

Ces oscillateurs ne diffèrent à rien de ceux que l'on trouve en modulation de fréquence ou dans les circuits de contrôle automatique de fréquence.

Les principales propriétés qu'ils doivent avoir sont:

- Une bonne stabilité de la fréquence centrale (pour une tension donnée).
- Une bonne sensibilité aux variations de la tension de commande
- Une plage de fréquence la plus large possible et dans laquelle le V.C.O a une bonne linéarité sous peine de distorsions inadmissibles.

Le choix d'un type de V.C.O dépend en premier lieu de la gamme de fréquences à synthétiser. Nous allons donc les classer (V.C.O) en fonction de la fréquence qu'ils peuvent générer?

V.1. Le multivibrateur astable:

Pour des fréquences allant jusqu'à quelques Mega-Hertz, le multivibrateur astable est parfaitement utilisable. La fréquence est fonction du temps de charge (et décharge). Les capacités, temps qui, à son tour dépend de la tension de commande.

En fait un grand nombre d'oscillateurs que nous avons l'habitude d'utiliser et dont les composants sont calculés pour une fréquence fixe, sont utilisables également. Il suffit pour cela de remplacer résistances (ou capacités) par des éléments qui auraient la même fonction mais seraient variables en fonction de la tension.

V.2. Les oscillateurs L.C.

Lorsque la fréquence doit aller jusqu'à quelques centaines de mégahertz nous pouvons considérer tous les oscillateurs L.C dans la mesure où la capacité serait remplacée par une diode "varicap" qui a:

$$C = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V}{V_d}\right)^x}$$

où C_0 est la capacité constante, V la tension de commande et V_d la tension de jonction.

V.3. Les oscillateurs à quartz.

ce qui nous permet par conséquent de contrôler la fréquence pour la tension V.

V.3. Les oscillateurs à quartz.

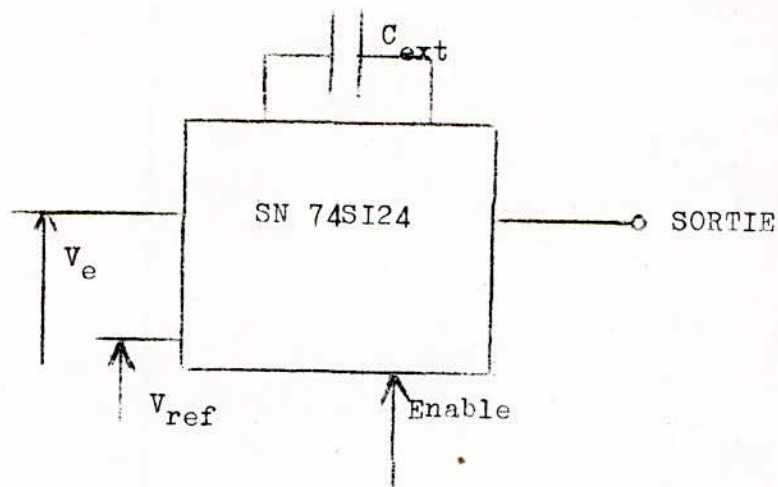
Pour des fréquences assez hautes et lorsque la stabilité de la fréquence centrale est très importante le meilleur moyen reste encore l'oscillateur à quartz.

Remarque:

Notons qu'un autre classification des V.C.O est possible, celle qui tiendrait compte de la forme des signaux.

Les P.L.L à circuits intégrés tout comme certains V.C.O intégrés délivrent des signaux rectangulaires.

Nous citerons en exemple le S.N 745124: c'est un circuit réalisé en technologie T.T.L et comprenant deux V.C.O délivrant des tensions de rapport cyclique égal à 50%.



SCHEMA FONCTIONNEL DU SN 74SI24

La fréquence centrale d'oscillation est donnée par :

$$F_0 = \frac{500}{C_{ext}} \quad (C \text{ en pF et } F_0 \text{ en MHz })$$

VI . LES FILTRES

Ils s'insèrent entre le comparateur de phase et le V.C.O . Leur but est de supprimer la composante alternative du signal délivré par le comparateur . La composante continue (fonction du déphasage existant entre les deux signaux) est alors appliquée à l'oscillateur et en corrige la fréquence .

Ces filtres sont donc du type passe - bas , et leur rôle est primordial dans la boucle à asservissement de phase . Nous distinguerons entre ces filtres par leur fonction de transfert .

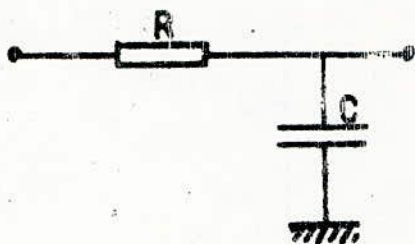
$$\text{VI . a) } E_1(j\omega) = \frac{I}{I + j \frac{\omega}{\omega_1}} \quad \text{avec} \quad \omega_1 = \frac{I}{R_1 \cdot C}$$

$$\text{-b) } E_2(j\omega) = \frac{I + j \frac{\omega}{\omega_2}}{I + j \frac{\omega}{\omega_1}} \quad \text{avec} \quad \omega_1 = \frac{I}{(R_1 + R_2) \cdot C}$$

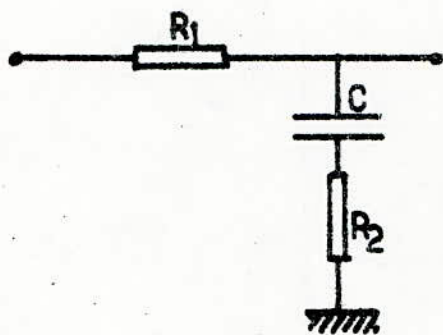
$$\omega_2 = \frac{I}{R_2 \cdot C}$$

$$\text{-c) } E_3(j\omega) = -G \frac{I + j \frac{\omega}{\omega_2}}{I + j \frac{\omega}{\omega_1}} \quad \omega_1 = \frac{I}{(R_1 + G \cdot R_2 + R_2) \cdot C}$$

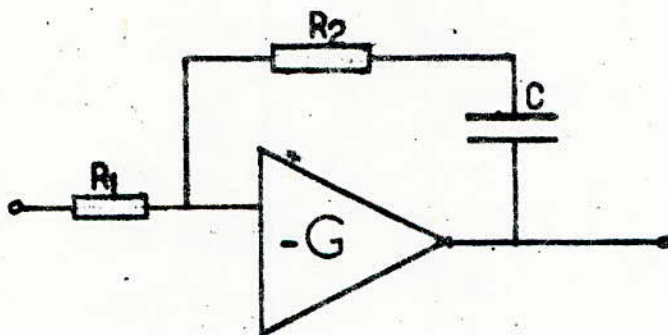
$$\omega_2 = \frac{I}{R_2 \cdot C}$$



$$F = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}}$$



$$F = \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}}$$



$$F = -G \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}}$$

LES FILTRES

REALISATION

I- INTRODUCTION

Le synthétiseur de fréquences que nous avons réalisé est de conception assez simple . Il utilise une boucle à asservissement de phase pour la stabilité en fréquence , et chacune des parties qui le composent est réalisée à l'aide de circuits intégrés .

Comme nous l'avons vu précédemment , un synthétiseur à PLL est constitué des éléments suivants :

- un comparateur de phase
- un oscillateur à commande en tension
- un filtre passe-bas
- des diviseurs programmables
- une source de fréquence de référence

Dans le but d'améliorer les caractéristiques de notre appareil dont le VCO est limité à environ 1,4 MHz , nous avons adjoint au circuit une série de diviseurs par 10 qui nous permettent de "descendre" en fréquence jusqu'à quelques millihertz .

Ces éléments sont assemblés comme indiqué dans la figure I .

Le but de chacun des circuits qui constituent le synthétiseur de fréquences ayant déjà été défini précédemment , nous allons maintenant voir quels sont ceux qui ont été utilisés dans notre réalisation ainsi que leur brochage et leur principe de fonctionnement .

II- LE COMPAREUR DE PHASE

Celui que nous avons utilisé n'est en fait qu'un élément du circuit intégré MC 14046 de MOTOROLA qui comprend entre autres un deuxième comparateur et un oscillateur commandé en tension (V.C.O) .

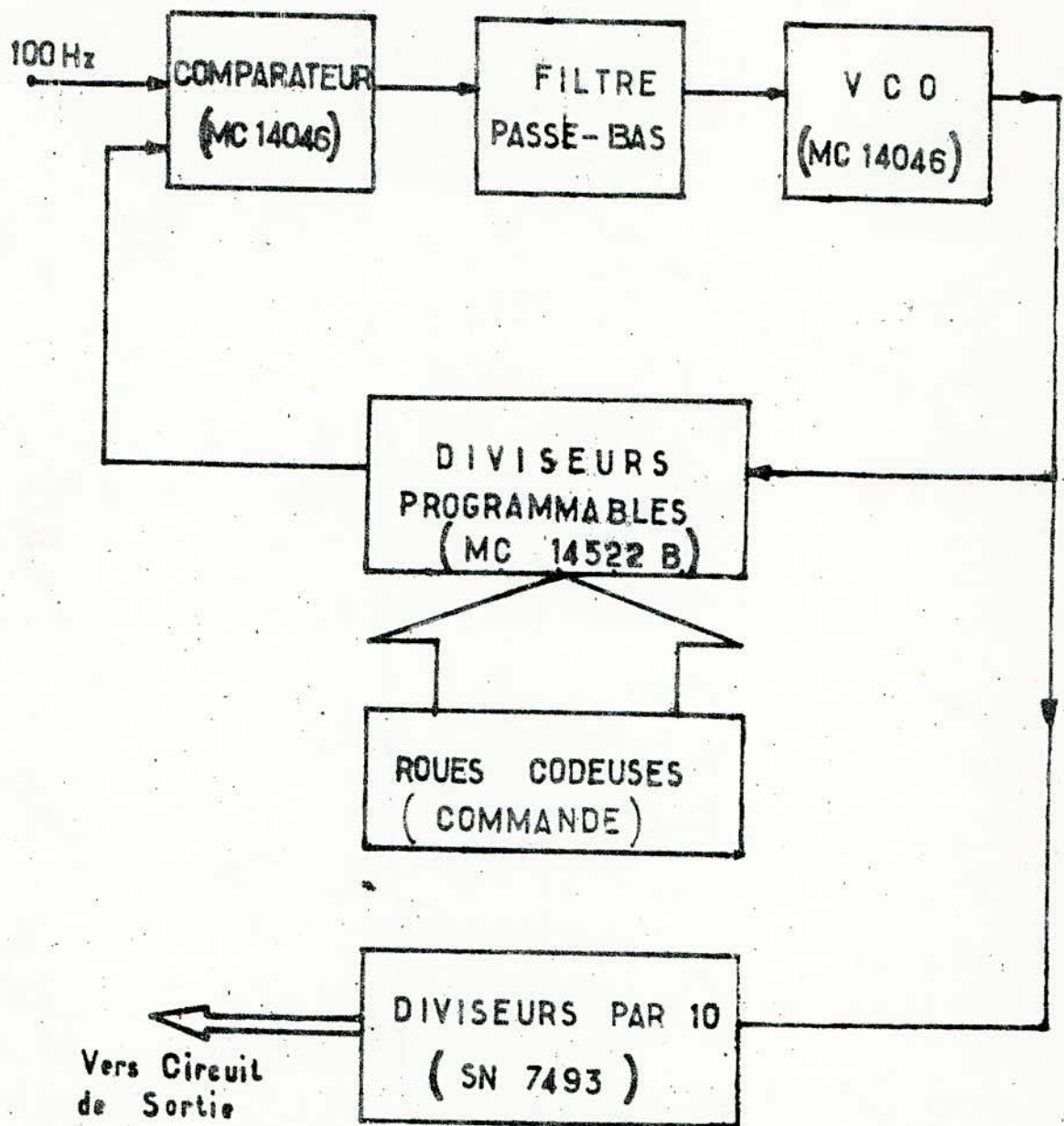


fig I.I : SYNOPTIQUE DE L'APPAREIL

Le premier comparateur est une porte "OU-exclusif" qui maintient un écart de phase de 90° entre les signaux présents aux entrées 14 et 3. Le signal donnant l'erreur de phase est disponible sur la pin 2.

Le deuxième comparateur quant à lui, maintient l'écart de phase à 0°.

Les chronogrammes expliquant le fonctionnement de chacun des comparateurs sont représentés fig. II.1 et II.2.

III- LE V.C.O

C'est un oscillateur dont la fréquence dépend du signal appliqué à son entrée (PIN.9) et des résistances et capacités qui lui sont connectées extérieurement.

En effet, la plage de fonctionnement du V.C.O est fonction du circuit RC que nous ajoutons au montage (voir fig III.1).

R1, R2, et C1 sont calculés à l'aide de formules fournies par le constructeur.

$$f_{\min} = \frac{I}{R2 (C1 + 32pF)} \quad (\text{VCO input} = \text{VCC})$$

$$f_{\max} = \frac{I}{R1 (C1 + 32pF)} + f_{\min} \quad (\text{VCO input} = \text{Gnd})$$

$$10 K \leq R1 \leq 1M$$

$$10 K \leq R2 \leq 1M$$

$$100 pF \leq C1 \leq 0,1 \mu F$$

III.2 Calcul des éléments

La plus petite fréquence qu'aura à générer le V.C.O sera de 100 Hz car la fréquence de référence est de 100 Hz ;

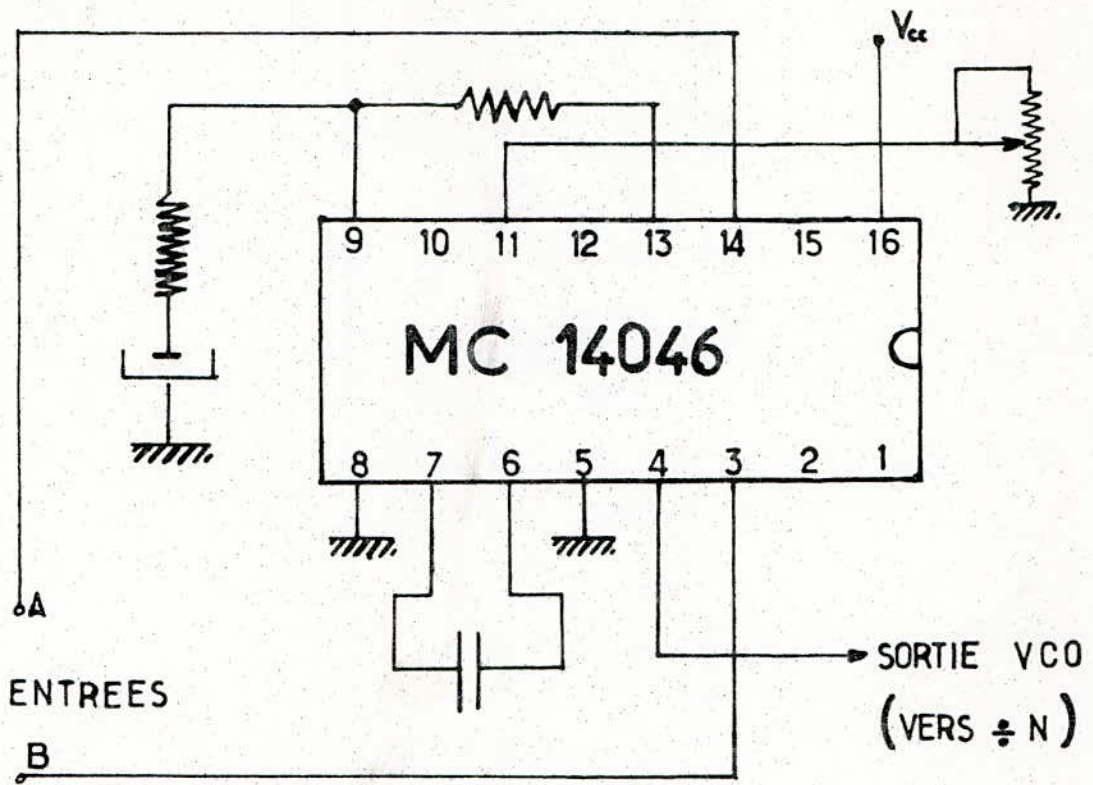
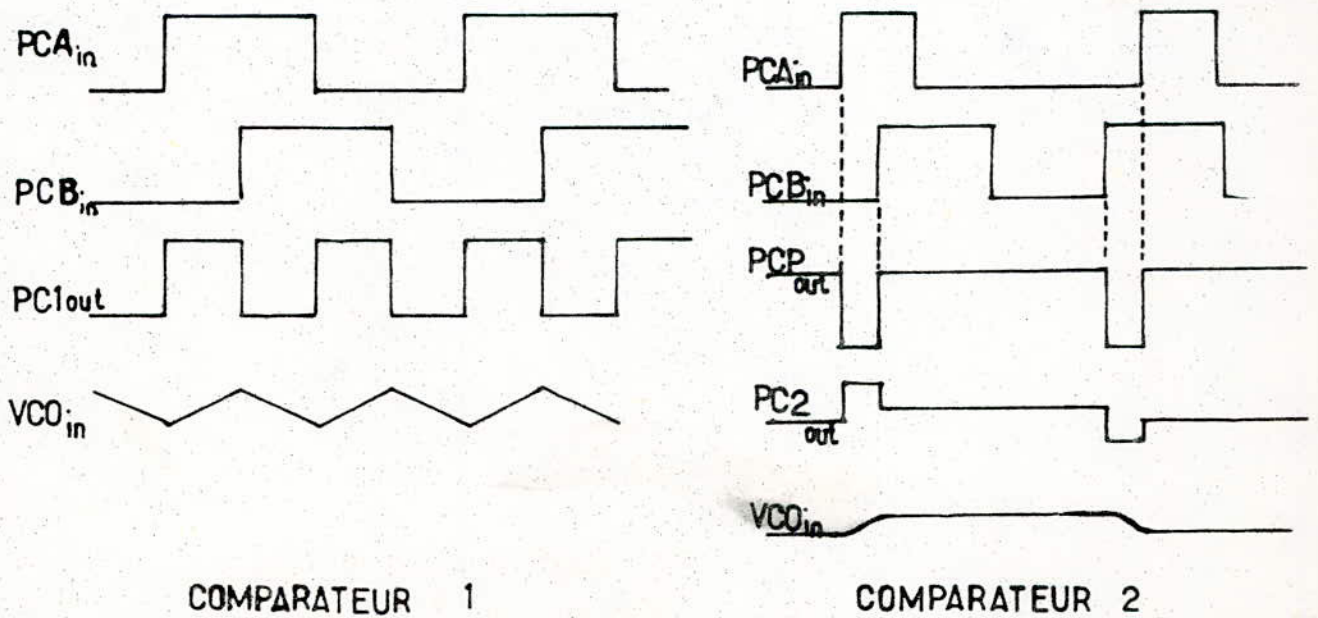


Fig III.1: MONTAGE DU CIRCUIT PLL



donc lorsque $N=I \Rightarrow f_S = N f_R = 100 \text{ Hz}$

d'autre part $f_{\max} = 1.4 \cdot 10^6 \text{ Hz}$

Si nous prenons $CI = 120 \text{ pF}$:

alors $R_2 = 10^8 \Omega$ et $R_1 = 50 \text{ K} \Omega$

EN fait nous avons pris R_2 infinie (Circuit ouvert),
et R_1 est un potentiometre de 100 K qui permet un
reglage fin de la plage de frequences de l'oscillateur.
Il ne reste plus qu'à asservir cette frequence grace à la
tension provenant du comparateur de phase (à travers le filtre
passe bas)

Comme nous l'avons déjà fait remarquer ,V.C.O et
comparateur sont dans un même boitier : le MC 14046 .
Les caracteristiques techniques principales de ce dernier
sont les suivantes :

- frequence typique du V.C.O = 1.4 MHz ($V_{cc} = 10 \text{ V dc}$)
- tension d'alimentation = de 3.0 à 18 V
- variation de frequence : $0.04 \% / ^\circ\text{C}$
- toutes les entrees sont protegées par diodes

IV. LE FILTRE PASSE BAS

Ce petit circuit est exterieur au MC 14046. Il est
realise comme indiqué figure III.

Sa fonction de transfert est :

$$F(j\omega) = \frac{1 + j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_2}$$

où :

$$\omega_2 = \frac{1}{R_4 C_2} \quad \text{et} \quad \omega_1 = \frac{1}{(R_3 + R_4) C_2}$$

Prenons $R_4 = 10 \text{ K}$ et $f_2 = 10 \text{ Hz}$ pour que le signal de sortie
du comparateur soit bien "lissé" nous obtenons alors :

$$C_2 = \frac{1}{R_4 \cdot 2 \pi \cdot f_2} = 1 \mu\text{F}$$

et $R_3 = 100 \text{ K}$

V. LES DIVISEURS PROGRAMMABLES

Leur rôle est de diviser la fréquence f_S de l'oscillateur par un nombre N variable selon la fréquence que nous voulons synthétiser ($f_S = N.f_R$). Ce sont donc des circuits que nous pouvons commander extérieurement de façon à effectuer une division par n'importe quel nombre.

Dans le cadre de notre réalisation, nous avons utilisé des MC 14522 B de MOTOROLA.

V.I Principe de fonctionnement du MC 14522 B :

Lorsque l'entrée I3 est à zéro, le circuit divise par dix toute fréquence appliquée à l'entrée horloge (broche 6), et ce, quel que soit l'état des entrées Dp_0 à Dp_3 . Le signal ainsi obtenu est disponible en Q_3 (broche 1).

Si nous mettons maintenant l'entrée I3 à "1", et qu'une configuration quelconque (DCBA) est présente aux entrées Dp_0 à Dp_3 (broche 6, 11, 14, 2), le circuit fera la division par l'équivalent décimal de cette configuration.

A noter que le MC 14522 B est un compteur BCD dont la table de vérité et le schéma de brochage sont donnés figure V.I.

Pour diviser par un nombre plus grand (supérieur à 9), il suffit de mettre en cascade le nombre adéquat de décades (une pour les unités, une pour les dizaines; etc...).

Le schéma de câblage d'un tel circuit est représenté fig. V.2

Le signal de fréquence f_S issu du V.C.O est appliqué à l'entrée horloge du premier diviseur. Nous récupérons $f_S/10$ sur la broche 1 (Q_3), fréquence qui, à son tour, est appliquée au deuxième diviseur. Les cinq premiers circuits vont, de la même manière, faire des divisions par 10. Si bien qu'à l'entrée du 6-ième diviseur nous avons $f/10^5$.

Ce dernier circuit ne "travaille" pas comme les précédents car son entrée Cascade Feedback est à "1" (+Vcc). Il divise par le nombre dont la configuration BCD est présente à son entrée. Dès que ceci est fait, une impulsion vient mettre à "1" l'entrée

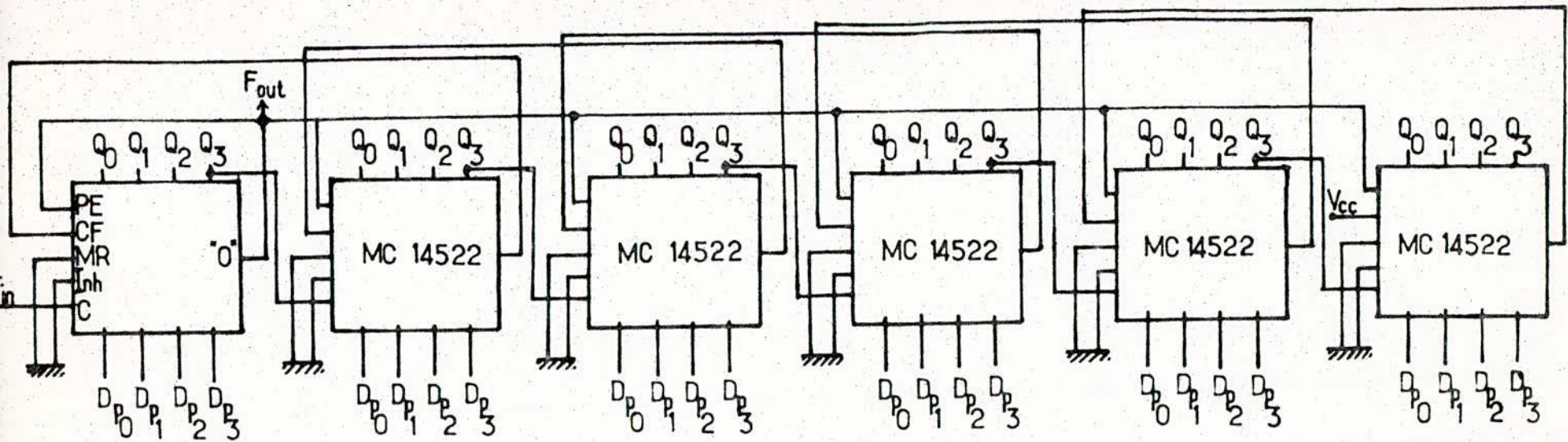
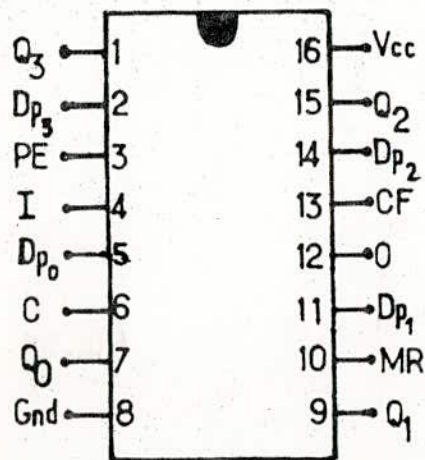


fig V.2 SCHEMA DE CABLAGE DES DIVISEURS PROGRAMMABLES



Clock	Inhibit	Preset Enable	Master Reset	Action
0	0	0	0	No Count
	0	0	0	Count
X	1	0	0	No Count
1		0	0	Count
X	X	1	0	Preset
X	X	X	1	Reset

fig V.1 BROCHAGE ET TABLE DE VERITE DU MC 14522 B

"Cascade Feedback" du 5-ième diviseur; et ainsi de suite .

En définitive , si $N = abcdef$, le premier diviseur fait $f / f \cdot 10^0$, le deuxième $f / e \cdot 10$ et le sixième $f / a \cdot 10^5$.

V.2 Les roues codeuses :

C'est par leur intermédiaire que nous forçons les compteurs/diviseurs MC I4522 à diviser par N . Leur fonction est de coder un nombre décimal en DCB . L'opération est mécanique . Lorsque nous affichons le nombre 5 par exemple (sur la roue codeuse), la tension d'alimentation est alors connectée aux sorties Cet A , ce qui donne : 0101 ($\bar{D} C \bar{B} A$) .

Les roues codeuses que nous avons utilisées sont du type MC 01 de CONTRAVES . Voir figure V.2 leur schéma interne et leur table de vérité .

On remarquera que chaque roue codeuse est munie , en plus , d'un décodeur et d'un afficheur . Ceux ci ayant déjà été étudiés dans la partie Compteur fréquencemètre , nous n'en reparlerons donc pas . Nous les utilisons pour afficher la fréquence synthétisée .

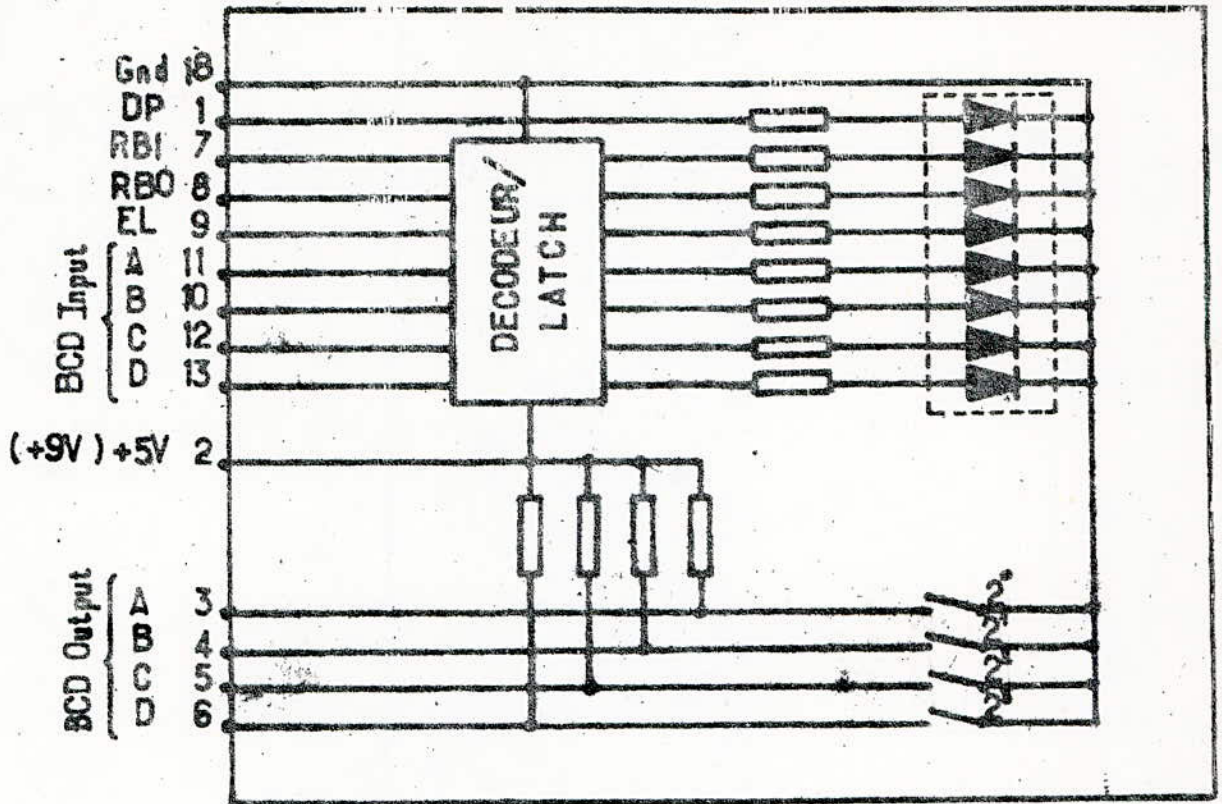


fig 3.3 SCHEMA INTERNE DES MC 01
(ROUE CODEUSE, DECODEUR, AFFICHEUR)

Connection	2^3 D	2^2 C	2^1 B	2^0 A
Position				
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
Connection N°	6	5	4	3

VI. LES DIVISEURS PAR 10

Les circuits que nous avons utilisés pour la division de fréquence par 10 sont des SN 7493 . Il s'agit de décades constituées chacune de 4 bascules JK , donc qui divisent/comptent jusqu'à 15 .

Les broches I et I2 sont connectées entre elles de façon à ce que les bascules soient en cascade .

La remise à zéro du compteur /diviseur est assurée par le résultat du produit $Q_D \cdot Q_B$. Autrement dit , après la 9^{zième} impulsion d'entrée , le compteur passe de 9 à 0 .

Nous pouvons mettre ainsi plusieurs décades en cascade afin d'effectuer le nombre de divisions par 10 que nous désirons .

Si nous appelons D le nombre par lequel s'effectue la division grâce aux SN 7493, la fréquence de sortie est alors donnée par l'expression :

$$f_S = \frac{N}{D} \cdot f_R$$

(Les caractéristiques techniques des SN 7493 ainsi que leurs schémas de logique et de brochage figurent dans la page suivante.

Organisation du circuit de sortie :

C'est ce circuit qui connecte le nombre de diviseurs par 10, nécessaires à l'obtention de la fréquence voulue; qu'elle soit de l'ordre du mHz, Hz, KHz, ou MHz.

-Commutateur en position mHz : Dans ce cas le nombre N représentant la fréquence synthétisée est un entier. Supposons que nous voulions $f_S = x$ mHz (donc $N = x$). Sachant que $f_R = 100$ Hz nous tirons :

$$D = 10^5$$

Il faut donc effectuer 5 divisions successives par 10 pour avoir les x millihertz .

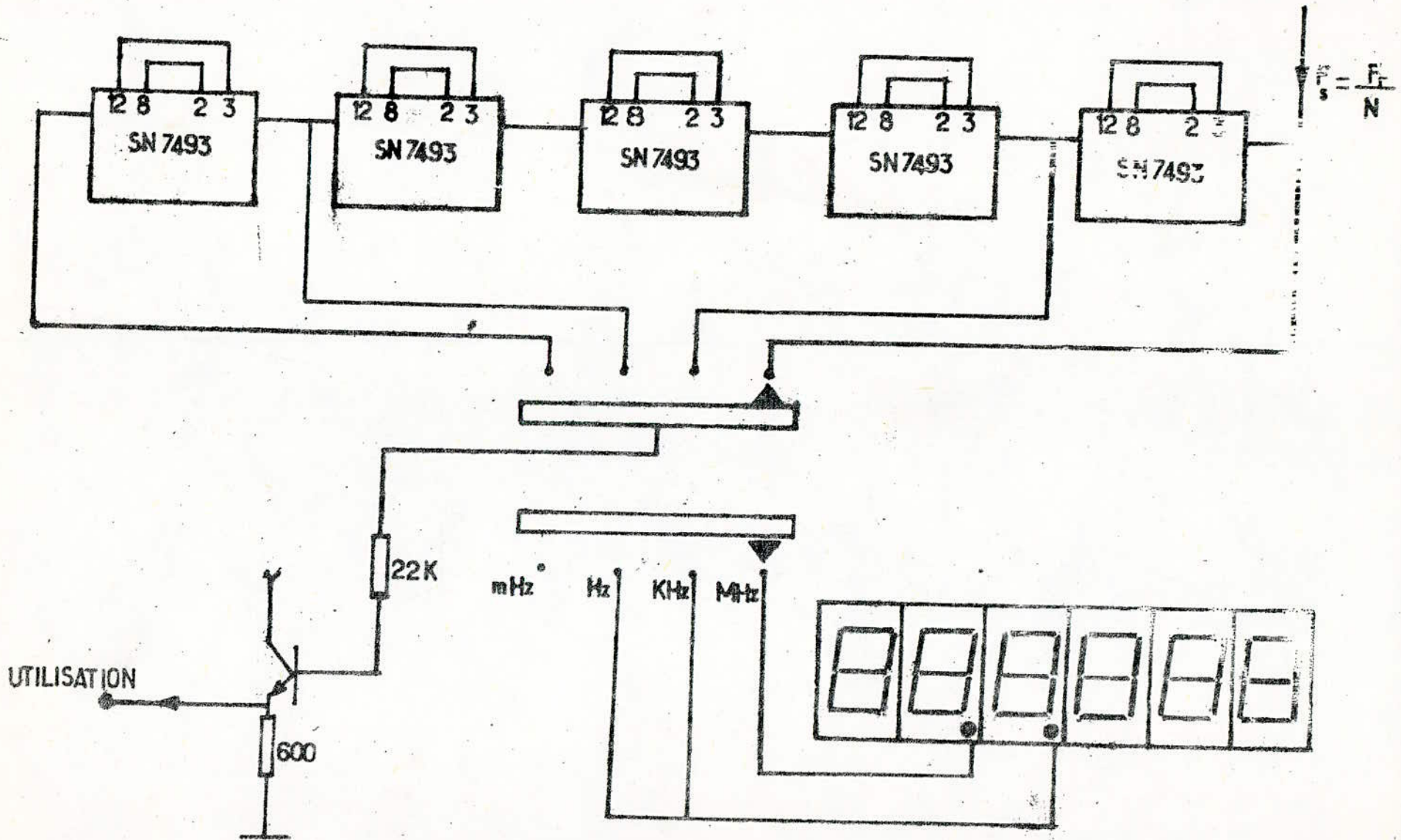
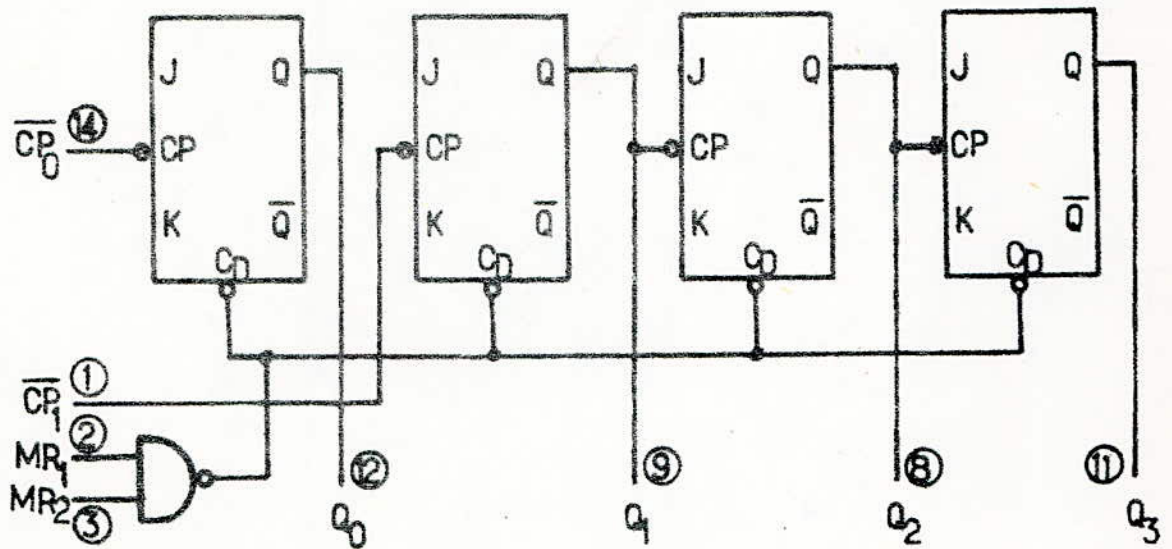


fig VI.1 CIRCUIT DE SORTIE ET DE VIRGULE

SCHEMA INTERNE ET TABLE DE VERITE

DU SN 74LS93



Vcc = Pin 5
GND = Pin 10

COUNT	OUTPUT			
	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
10	L	H	L	H
11	H	H	L	H
12	L	L	H	H
13	H	L	H	H
14	L	H	H	H
15	H	H	H	H

- Commutateur en position Hz : La lecture de fréquence se fait avec 3 chiffres après la virgule . Toujours en utilisant la même formule qui donne f_S , nous trouvons qu'il faut 4 divisions par 10 pour que N représente exactement la fréquence de sortie (en Hz).

Commutateur en position KHz : La fréquence est ,là aussi, affichée avec 3 chiffres après la virgule et $D = 10$.

-Commutateur en position MHz : Dans ce dernier cas , il n'est pas nécessaire de faire de division par D . La fréquence est directement lue en MHz avec 5 chiffres après la virgule.

La figure VI.I représente le schéma détaillé de ce circuit de sortie .

VII. LA SOURCE DE FREQUENCE DE REFERENCE

Le synthétiseur de fréquence et le compteur fréquencemètre étant montés dans un même boîtier , il n'était donc pas,nécessaire de faire une deuxième base de temps . Celle du fréquencemètre (voir PREMIERE PARTIE .II) nous a servi de source de référence.

Rappelons que $f_R = f_{\text{réf}} = 100 \text{ Hz}$.

L'ALIMENTATION

Comme le reste des appareils, un grand soin doit être porté à sa réalisation, car il ne faut pas oublier qu'on a affaire à un instrument de laboratoire et que la plupart des circuits nécessitent des tensions très stables.

En fait nous devrions plutôt dire les alimentations, car notre appareil nécessite 4 sources différentes.

* + 5 V pour les circuits T.T.L qui se trouvent en grande partie dans le compteur fréquencemètre.

* + 6 V pour le P.L.L, les diviseurs programmables et les roues codeuses.

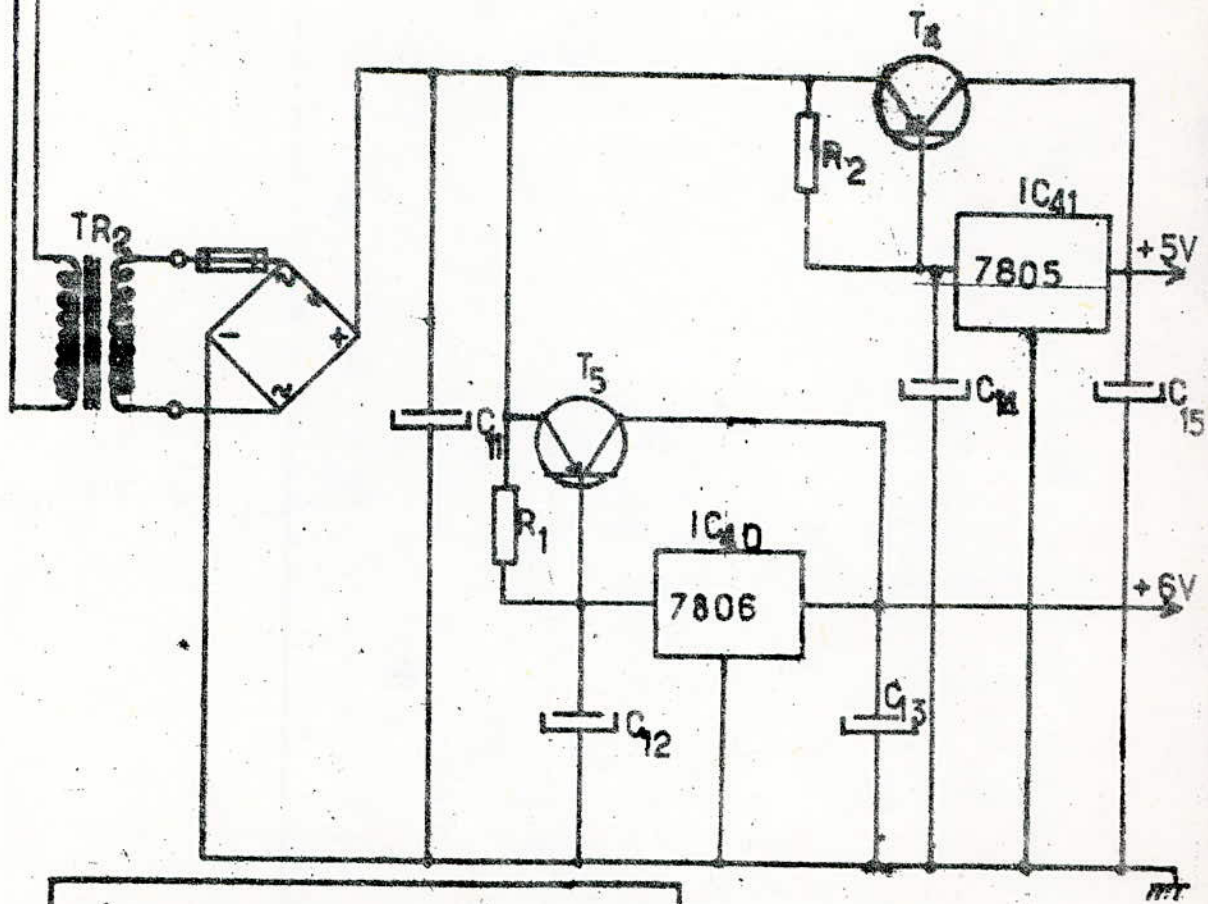
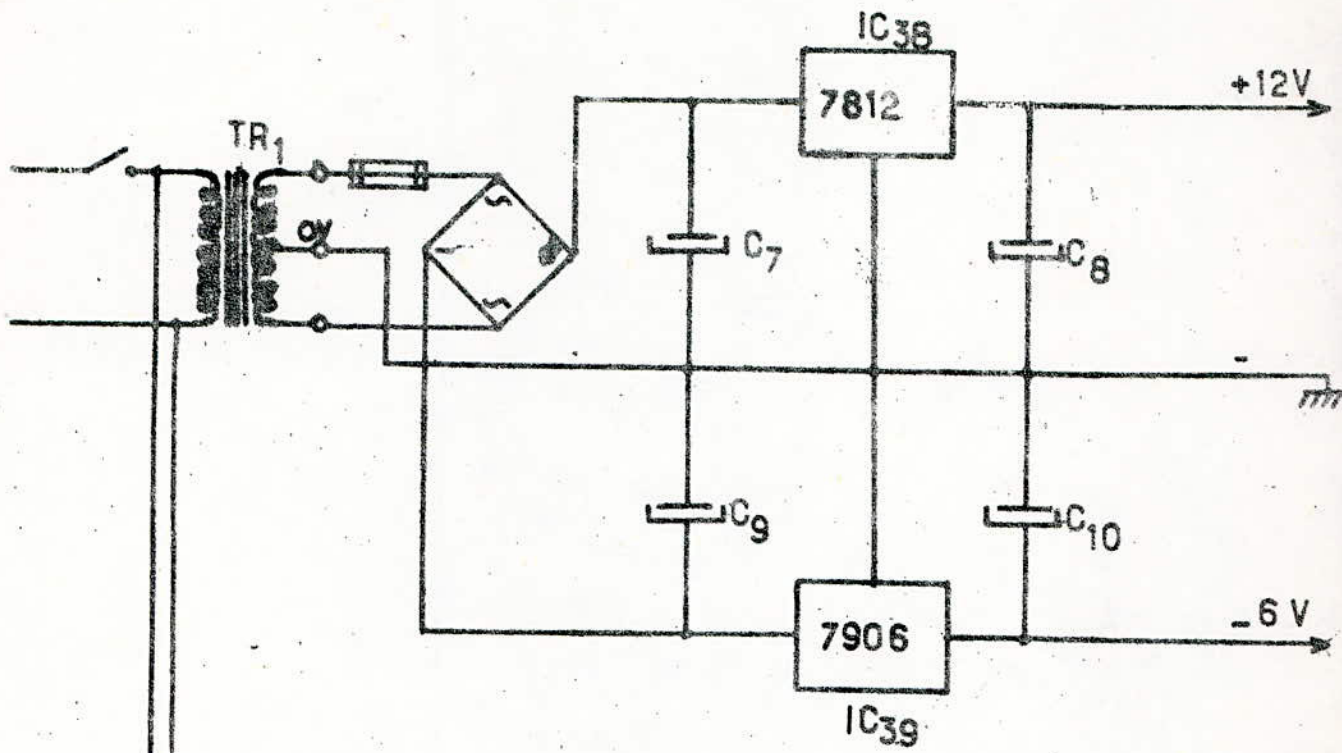
* + 12 V } pour les circuits d'entrée(A,B) du compteur
* - 6 V } fréquencemètre.

Notons que ces deux dernières doivent être complètement séparées des alimentations(+ 5 V et - 6 V) afin d'immuniser les circuits d'entrée (A et B) de l'influence des circuits de comptage.

Les alimentations + 12 V et - 6 V .

Elles sont confiées à T R₁, suivi de 4 diodes D 5 à D 8 montées en redresseur à point milieu. Pour le + 12 V le filtrage se fait par le condensateur C 7 et quant à la stabilisation, elle est assurée par un circuit intégré spécialisé, le M C 7812 de Motorola, qui accepte des courants de charge allant jusqu'à 1 A ce qui est largement suffisant en ce qui nous concerne.

L'alimentation -6 V reprend exactement le même principe de fonctionnement, la seule différence étant, bien entendu, l'inversion



L'ALIMENTATION DE L'APPAREIL

des polarisés. Quant à la stabilisation elle est assurée par le M C 7906 supportant également 1 A.

Les alimentations + 5 V et + 6 V.

Ce sont les plus sollicitées car les courants de charge sont importants, donc certaines précautions sont à prendre.

Elles sont confiées au transformateur T R₂ suivi de quatre diodes montées en pont. Le filtrage se fait par C₁₁. Là également, la stabilisation de chaque tension est obtenue à l'aide de circuits intégrés spécialisés, le M C 7805 pour le + 5 V et le M C 7806 pour le + 6 V.

Du fait que leur charge respective demande un courant important on a associé à chacune d'elle un transistor (Ballast) permettant de pallier à cet inconvénient.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES:

Partie Frequencemetre :

Modes de fonctionnement:

- Fréquencemètre: entrée "A".
- Périodemètre: entrée "A".
- Compteur d'impulsions: entrée "A"; commande de la durée de comptage manuelle ou à partir d'une source extérieure; entrée "B".
- Self Check (~~contrôle~~).
- Ratio (rapport): entrées "A" et "B".
- Bande de fréquence: 10 Hz à environ 28 MHz.
- Sensibilité: inférieur à 35 mV.
- Impédance d'entrée: 1 M Ω //25pF.
- Tens. max. d'entrée: 200V. (=; alt. c.à.c.).
- Affichage du dépassement de gamme par L.E.D. (7 segments).
- Affichage du résultat: 6 ~~digits~~ par L.E.D. (7 segments)
- Indication de comptage.
- Consommation: 6 V.A.

Partie Synthetiseur :

- Bande de fréquence : de 0,001 Hz à plus de 1, MHz.
- Niveau de sortie : T.T.L.
- Affichage : 6 digits par diode L.E.D (7 Sgments)
- Choix de la fréquence par roues codeuses.
- Consommation : 6 V.A

CONCLUSION.

L'élaboration de cet appareil nous a été très bénéfique sur le plan pratique. En effet, à l'inverse de l'étude théorique, la réalisation ne s'est pas faite sans problème. En particulier en analogique où le circuit d'entrée, par exemple, s'est avéré très délicat à mettre au point; même lorsqu'on sait que le cablage doit être soigné en haute fréquence. On a songé au début à utiliser un amplificateur vidéo (MC 14510) suivi d'un Trigger de Schmitt mais vu le gain insuffisant pour les signaux de faible niveau, la meilleure solution a été d'utiliser un comparateur dont la sensibilité est très élevée (même en HF) et donnant des niveaux de sortie TTL; ce qui nous fait économiser un circuit par la même occasion.

Ceci n'était qu'un exemple; nous ne nous attarderons pas davantage sur les problèmes rencontrés.

Pour terminer, nous souhaitons que le travail que nous avons accompli rendra service à la division.

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

- Les fonctions essentielles en commutation .
C . VERBEEK - Ed DUNOD
- Phase locked loops -
Application to coherent receiver design .
A . BLANCHARD - Ed " Wiley interscience publication
- Circuits et composants electroniques .
AUVREY JEAN - collection HERMAN
- Emploi rationnel des circuits integrés numériques
et linéaires .
J.P CEMICHEL - Ed RADIO
- Basse fréquence . " calculs et schémas .
- Nouveau guide de la T.V couleur . Tome II
Ed CHIRON