

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

**Sujet : Conception et Réalisation
d'un Corrélateur à Coïncidence
de Polarité.**

Proposé par :
BERKANI Daoud
Professeur à l'ENP

Etudié par :
BENTEFTIFA Med Hafed
NAKKOURI Med Farid

Dirigé par :
BERKANI Daoud

PROMOTION : JUIN 1985

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

**Sujet : Conception et Réalisation
d'un Corrélateur à Coïncidence
de Polarité.**

Proposé par :
BERKANI Daoud
Professeur à l'ENP

Etudié par :
BENTEFTIFA Med Hafed
NAKKOURI Med Farid

Dirigé par :
BERKANI Daoud

PROMOTION : JUIN 1985

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

" Nous poisonons l'eau de l'océan,
avec une coquille "

(NEWTON)

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier très vivement Monsieur BERKANI DAUD, qui par son aide morale et matérielle ainsi que par ses conseils judicieux, a su nous guider tout au long de notre travail.

Nous remercions également :

Messieurs BENCHOUANE HACINE et AMEUR AZZEDDINE , Ingénieurs en Électronique

Madame REDJIMI KHADIDJA de la bibliothèque.

Monsieur LOUALI , du département mécanique.

Pour nous avoir aidés en matériel et en documentation.

A mon père .

A toute ma famille.

A ma mère .

A tous mes amis.

A mes frères et mes soeurs.

A tous mes amis .

BENTEFTIFA M. H.

NAKKOURI M. F.

TABLE DES MATIERES

-	Introduction	
chapitre I :	NOTION SUR LES PROCESSUS STOCHASTIQUES	
	1-1 Notion de signal aléatoire.....	1
	1-2 Coefficients et fonctions de corrélation.....	4
Chapitre II :	FONCTIONS DE CORRELATION	
	2-1 Processus périodiques.....	6
	2-2 Processus non périodiques.....	7
	2-3 Processus aléatoire.....	8
Chapitre III:	LES DIFFERENTS TYPE DE CORRELATEURS	
	3-1 Corrélateur analogique.....	10
	3-2 Corrélateur numérique.....	11
	3-3 Corrélateur hybride.....	15
	3-4 Corrélateur à coïncidence de polarité.....	15
Chapitre IV :	PRINCIPE DE CONCEPTION DU CORRELATEUR A COINCIDENCE DE POLARITE	
	4-1 Schéma synoptique.....	16
	4-2 Specifications essentielles.....	17
	4-3 Principe de fonctionnement.....	18
	4-4 Estimation de la fonction de corrélation.....	19
	4-5 Codage des signaux d'entrées.....	20
	4-6 Réalisation du retard.....	22
	4-7 Réalisation de la multiplication.....	24
	4-8 Réalisation de l'intégration.....	26
	4-9 Organes de lecture.....	27
Chapitre V :	REALISATION DU CORRELATEUR A COINCIDENCE DE POLARITE	
	5-1 Circuit de codage des signaux.....	28
	a/ Générateur de dents de scie.....	28
	b/ Comparateur.....	33
	5-2 Intégrateur , filtre passe-bas.....	34
	5-3 Circuit d'horloge.....	35
	5-4 Circuit de visualisation.....	41

5-5 Remise à zero automatique des registres à décalage et des compteurs de selection des switches.....	43
5-6 Alimentation.....	44

Chapitre VI : GENERATION D'UN SIGNAL PSEUDO-ALEATOIRE

6-1 Principe.....	46
6-2 Réalisation.....	47
6-3 Spectre du bruit pseudo-aléatoire.....	48

Chapitre VII: RESULTATS EXPERIMENTAUX

7-1 Détection d'un signal périodique noyé dans du bruit..	49
7-2 Détection d'un signal périodique de période connue noyé dans du bruit.....	51
7-3 Extraction d'un signal périodique noyé dans du bruit.	51
7-4 Mesures de caractéristiques dynamiques.....	53

CONCLUSION.

ANNEXE

Bibliographie

INTRODUCTION

De nos jours les chercheurs sont de plus en plus préoccupés de tirer de leurs mesures les plus nombreuses informations possibles.

Mais les signaux qui les intéressent sont toujours plus ou moins noyés dans des bruits perturbateurs, de caractère aléatoires et il importait de trouver des méthodes appropriées pour les distinguer.

La corrélation est une des méthodes possibles, l'avènement ^{de} dispositifs de corrélation performants ^{à permis} de dépasser le stade théorique et de passer au stade pratique. L'intérêt de la corrélation est devenu ainsi plus évident.

Les divers applications fondamentales des corrélateurs sont :

- Détection des périodicités des signaux issus d'expériences physiques, biologiques, ou autres.
- La détection et l'extraction des signaux noyés dans du bruit.
- La détermination des fonctions de transfert des systèmes de contrôle (identification de processus).

Un très grand nombre de dispositifs pour l'estimation des fonctions de corrélation ont été décrits par de nombreux auteurs [2], [3], [6] .

Malgré leurs différences dans la technique de calcul ils sont groupés dans trois grandes catégories qui sont:

- Corrélateur analogique
- Corrélateur numérique
- corrélateur hybride.

L'objet de la présente thèse est la conception et la réalisation d'un corrélateur à coïncidence de polarité.

Dans le chapitre I, quelques notions sur les processus stochastiques sont brièvement exposées.

La connaissance de la fonction de corrélation pour les processus périodiques non périodiques et aléatoires étant nécessaire au futur utilisateur de notre maquette, il ^{nous} a paru évident d'exposer dans le chapitre II les relations de définitions des fonctions de corrélations ainsi que leurs propriétés pour les processus cités plus haut. Un rapide examen des dispositifs de corrélation existant nous permettant d'effectuer un choix quant à la maquette à réaliser est exposé dans le chapitre III.

Le chapitre IV et V sont consacrés à la conception et à la réalisation de notre maquette .

Le chapitre ~~VI~~ est consacré à l'étude d'un montage générateur de séquences pseudo-aleatoires qui, servi~~ra~~ par la suite de signal test pour l'identification de processus . Enfin le chapitre VII est consacré aux applications possibles de notre corrélateur. Quelques manipulations sont présentées dans le but d'évaluer les possibilités du montage réalisé.

CHAPITRE I

NOTION SUR LES PROCESSUS STOCHASTIQUES

1-1 NOTION DE SIGNAL ALEATOIRE

Un signal aleatoire est un processus se developpant indéfiniment dans le temps, gouverné au moins partiellement par des lois probabilistes .

Un signal aleatoire, ou processus stochastique, est une fonction de deux variables $x(k,t) = x^{(k)}(t)$ ou k prend ses valeurs dans un espace des épreuves et t sur l'axe du temps (réel).

Pour chaque valeur particulière $t=t_1$, $x(k,t_1) = x^{(k)}(t_1)$ est une variable aleatoire définie sur l'ensemble des nombres k .

Pour les signaux aleatoires, à la différence des signaux deterministes il n'existe pas de representation définie par une fonction du temps .

Les signaux aleatoires peuvent être classés en:

1/ Suites aleatoires continues:

Le signal peut prendre ses valeurs dans un continu mais à des instants discrets t_1, t_2, \dots, t_n

2/ Suites aleatoires discrètes:

Le signal ne prend que des valeurs discrettes pour des valeurs discrettes du temps t .

3/ Processus aleatoires continus:

Le signal peut prendre ses valeurs dans un continu et le temps prend toutes les valeurs du continu.

4/ Processus aleatoires discrets:

Le signal peut prendre seulement des valeurs discrets, tandis que le temps t prend toutes les valeurs du continu.

1-2 MOYENNES D'ENSEMBLES ET MOYENNES TEMPORELLES

Les signaux aleatoires ne peuvent être connus en détail. Pour les caractériser on évalue leur moyennes des différents ordres.

1-2-1 / Moyennes d'ensembles

On fait la moyenne, au sens des probabilités, sur l'ensemble des réalisations possibles de $x(t)$ en des instants t_1, t_2, \dots, t_n choisis arbitrairement.

Exemple:

1/ Fonction d'autocorrelation: $C_{xx}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1) \cdot x(t_2)}$

2/ Fonction de corrélation mutuelle; $C_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1) \cdot y(t_2)}$

1-2-2 / Moyennes temporelles

Dans ce cas, parmi l'ensemble des réalisations de $x(t)$, on considère une réalisation particulière $x^{(k)}(t)$ et on fait sa moyenne dans le temps.

Exemple:

1/ Fonction d'autocorrelation

$$C_{xx}^{(k)}(t_1 - t_2) = \lim_T \frac{1}{T} \int_0^T x^{(k)}(t_1 + \tau) \cdot x^{(k)}(t_2 + \tau) d\tau$$

2/ Fonction de corrélation mutuelle

$$C_{xy}^{(k)}(t_1 - t_2) = \lim_T \frac{1}{T} \int_0^T x^{(k)}(t_1 + \tau) \cdot y^{(k)}(t_2 + \tau) d\tau$$

Les moyennes temporelles et les moyennes d'ensembles qui présentent un intérêt sont décrites dans

1-3 SIGNAUX STATIONNAIRES

On appelle signaux stationnaires les signaux dont les propriétés statistiques sont invariantes par rapport à un changement arbitraire de l'origine des temps.

La quasi-stationnarité se traduit par une stationnarité limitée au second ordre, dans ce cas un processus est stationnaire si ses caractéristiques statistiques du 1^{er} et du 2^{em} ordre, c'est à dire sa moyenne et variance sont indépendantes de l'instant des observations.

1-4 PROCESSUS ERGODIQUES

Dans beaucoup d'applications pratiques on ne dispose pas de toutes les réalisations possibles $x(t)$ mais seulement d'une réalisation particulière $x^{(k)}(t)$. Il est donc logique d'essayer d'établir la relation existant entre les valeurs déduites théoriquement conformément aux méthodes statistiques et les valeurs correspondantes déduites par voie expérimentale.

Ainsi il faut trouver la relation entre les moyennes d'ensembles et les moyennes temporelles. L'ensemble des signaux pour lesquels les moyennes statistiques sont égales aux moyennes temporelles s'appelle ensemble ergodique. La condition pour laquelle un signal $x^{(k)}(t)$ appartienne à cet ensemble s'appelle hypothèse ergodique.

Celle-ci est en fait remplacée par l'hypothèse de quasi-ergodisme qui est: Dans un ensemble de processus identiques par leur nature, la valeur prise par un élément quelconque de l'ensemble passera tôt ou tard infiniment près de chaque valeur possible, si l'ensemble évolue librement.

1-2 COEFFICIENTS ET FONCTIONS DE CORRELATION

a/ Coefficient de corrélation

Dans le cas des moyennes d'ensembles considérons deux processus P_x et P_y dont $x_k(t_0)$ et $y_k(t_0)$ sont des réalisations. Le coefficient de corrélation est donné par:

$$f = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k(t_0) \cdot y_k(t_0)$$

et le coefficient de corrélation normé est:

$$f_n = \frac{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k(t_0) \cdot y_k(t_0)}{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n |x_k(t_0)|^2 \cdot \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n |y_k(t_0)|^2}$$

Remarque:

1°/ Si $f_n = 1$ les deux processus sont corrélés.

2°/ Si $f_n = 0$ les deux processus ne sont pas corrélés à l'instant t_0 .

f_n donne ainsi une idée sur la relation entre les deux processus.

Dans le cas de moyennes temporelles, en considérant deux réalisations $x(t)$ et $y(t)$ des deux processus P_x et P_y on a:

coefficient de corrélation: $f = \overline{x(t) \cdot y(t)}$

coefficient de corrélation normé:

$$f_n = \frac{\overline{x(t) \cdot y(t)}}{\overline{x(t)^2} \cdot \overline{y(t)^2}}$$

Les remarques précédentes sont valables ici.

b/ Fonction de corrélation

En effectuant un décalage temporel de l'une des grandeurs par rapport à l'autre ou établit l'expression de la fonction de corrélation.

Ainsi, dans le cas de moyennes d'ensembles on a :

$$C_{xy}(t_0, \theta) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k(t_0) \cdot y_k(t_0 - \theta) = E \left\{ x(t_0) \cdot y(t_0 - \theta) \right\}$$

C'est la fonction de corrélation.

Dans le cas de moyennes temporelles on a :

$$C(t_0, \theta) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) y(t-\theta) dt.$$

CHAPITRE II

FONCTIONS DE CORRELATION

2-1 PROCESSUS PERIODIQUES

2-1-1/ Fonction d'autocorrelation

La fonction d'autocorrelation d'une fonction périodique de période T_1 est définie par:

$$C_{xx}(\theta) = \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} x(t) \cdot x(t-\theta) dt = \frac{1}{nT_1} \int_{-nT_1/2}^{nT_1/2} x(t) \cdot x(t-\theta) dt$$

$n = 1, 2, 3, \dots$

La fonction d'autocorrelation et le spectre de puissance sont transformés de fourier l'un de l'autre.

$$TF(C_{xx}(\theta)) = X(F_1) \cdot X^*(F_1) = X(F_1)^2$$

- $C_{xx}(\theta)$ est paire: $C_{xx}(\theta) = C_{xx}(-\theta)$
- $C_{xx}(\theta)$ est maximum pour $\theta = 0$.
- $C_{xx}(\theta)$ d'un signal périodique a même période fondamentale que le signal lui-même et contient toutes les fréquences de ce signal et celle-ci seulement. La fonction d'autocorrélation conserve l'information fréquence mais perd l'information phase.

Remarque d'ordre pratique:

Il y'a une infinité de fonction périodiques qui ont même fonction d'autocorrelation:

il suffit qu'elles aient même période fondamentale et même spectre d'amplitude, les spectres de phase pouvant être différents.

2-1-2/ Fonction d'intercorrélation

Il faut considérer le cas de l'intercorrélation de deux fonctions ayant même période fondamentale et le cas de l'intercorrelation de deux fonctions ayant des périodes différentes.

a/ Intercorrelation de deux fonctions périodiques de même période fondamentale:

Soit T_1 la période fondamentale commune à $x(t)$ et $y(t)$, on a:

$$C_{xy}(\theta) = \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} x(t) \cdot y(t-\theta) dt$$

$$C_{yx}(\theta) = \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} y(t) \cdot x(t-\theta) dt$$

on a : $TF(C_{xy}(\theta)) = X(nF_1) \cdot Y^*(nF_1)$
 $TF(C_{yx}(\theta)) = X^*(nF_1) \cdot Y(nF_1)$ * : désigne le conjugué.

On peut dire que la fonction de corrélation de deux fonctions périodiques de même période fondamentale est une autre fonction périodique qui a la même période fondamentale.

b/ Intercorrélation de deux fonctions périodiques de périodes différentes:
 Soit :

$x(t)$ de période T_1

$y(t)$ de période T_2

La fonction d'intercorrélation de deux fonctions périodiques de périodes différentes a pour période fondamentale la période T' de battement

tel que : $nT_1 = mT_2 = T'$

On a :

$$C_{xy}(\theta) = \frac{1}{T'} \int_{-T'/2}^{T'/2} x(t) \cdot y(t-\theta) dt$$

$$TF(C_{xy}(\theta)) = X(nF_1) \cdot Y^*(nF_2)$$

2-2 PROCESUS NON PERIODIQUES

2-2-1/ Définition

Les processus non périodiques sont les processus qui n'admettent pas de périodicité et dont la valeur dans le temps dépend essentiellement de l'instant considéré comme origine des temps. Ces processus ne sont pas stationnaires.

2-2-2/ Fonction d'autocorrélation

La fonction d'autocorrélation est définie par :

$$C_{xx}(\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot x(t-\theta) dt$$

Les propriétés de $C_{xx}(\theta)$ sont identiques à celles de $C_{xx}(\theta)$ des fonctions périodiques.

2-2-3/ Fonction d'intercorrélation de deux fonctions transitoires :

Elle est définie par :

$$C_{xy}(\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot y(t-\theta) dt.$$

2-3 PROCESSUS ALEATOIRES

2-3-1/ Définition

Le cours des processus aléatoires représente les variations d'état d'un système physique impossible à prévoir. Quantitativement un processus aléatoire du temps $x(t)$ qui à tout instant t peut prendre différentes valeurs suivant une certaine distribution. Ainsi pour tout $t=t_i$ la valeur $x_i=x(t_i)$ est une variable aléatoire.

2-3-2/ Fonction d'autocorrelation

Dans le cas d'un processus stationnaire et ergodique dont la réalisation est $x(t)$, la fonction d'autocorrélation est définie par:

$$C_{xx}(\theta) = E(x(t) \cdot x(t-\theta)) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t-\theta) dt$$

Les processus aléatoires étant les processus les plus intéressants à étudier, on donne ci-dessous les propriétés de $C_{xx}(\theta)$:

- $C_{xx}(\theta)$ est paire: $C_{xx}(\theta) = C_{xx}(-\theta)$

- $C_{xx}(\theta)$ est maximum pour $\theta = 0$:

$$C_{xx}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt$$

$C_{xx}(0)$ est le carré de la valeur efficace de $x(t)$. $C_{xx}(0)$ est donc la puissance moyenne de $x(t)$.

- Valeur limite de $C_{xx}(\theta)$:

$C_{xx}(\theta)$ d'un signal aléatoire centré tend vers zéro quand le retard θ augmente indéfiniment:

$$C_{xx}(\infty) = 0 \quad , \quad \exists \theta_m / C_{xx}(\theta) \leq \epsilon \text{ pour } |\theta| > \theta_m$$

2-3-3/ Fonction d'intercorrelation

Dans le cas de deux fonctions aléatoires distinctes, réalisations de deux processus aléatoires distincts, la relation de définition est:

$$\text{et} \quad \begin{aligned} C_{xy}(\theta) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot y(t-\theta) dt \\ C_{yx}(\theta) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \cdot x(t-\theta) dt \end{aligned}$$

Les principales propriétés de $C_{xy}(\theta)$ et de $C_{yx}(\theta)$ sont :

- $C_{xy}(\theta) = C_{yx}(-\theta)$

- Les fonctions d'intercorrélation de deux fonctions aléatoires centrées tendent vers 0 quand $\theta \rightarrow \infty$:

$$C_{xy}(\infty) = C_{yx}(\infty) = 0$$

- Pour un couple de fonctions aléatoires centrées indépendantes, leurs fonctions d'intercorrélation sont nulles $\forall \theta$ (la réciproque est fautive).

CHAPITRE III

LES DIFFERENTS TYPE DE CORRELATEURS

3-1 CORRELATEUR ANALOGIQUE

L'un des premiers dispositifs de corrélation à faire son apparition est le corrélateur analogique.

Son principe est simple: Il consiste à mesurer la fonction de corrélation $C(\theta)$ pour un retard θ_j ; puis de varier le retard θ et de mesurer une nouvelle fois $C(\theta = \theta_k)$. Pour cette raison, ce type de corrélateur est appelé corrélateur point par point.

Notons que le décalage était réalisé par bande magnétique ce qui introduisait un surcroît de travail pour le manipulateur, mais ceci pouvait dans certains cas (utilisation d'un dispositif à deux têtes magnétiques de lecture) être très utile car on obtenait la fonction de corrélation de manière continue.

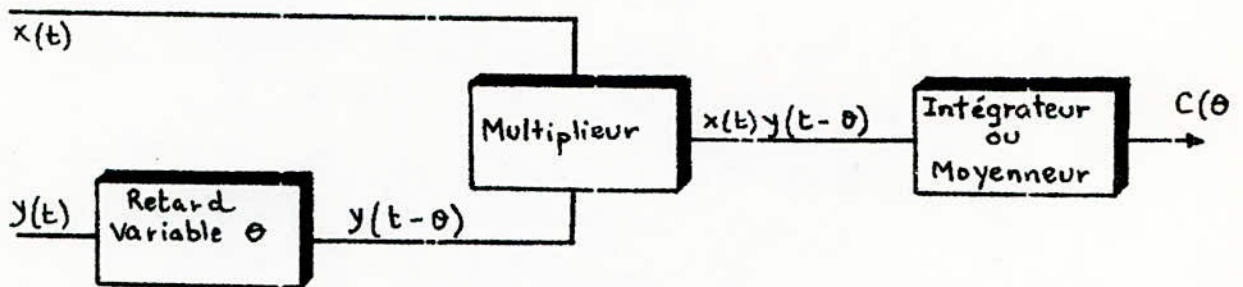


Fig 3-1: Synoptique d'un corrélateur analogique point par point.

3-2 CORRELATEUR AUTOMATIQUE NUMERIQUE

a/ En ligne:

Ce type de corrélateur est apte à délivrer simultanément les différentes valeurs de la fonction de corrélation correspondant à autant de retards différents. La figure 3-2-a montre le principe de prélèvement des signaux dans le temps.

Un échantillon de $y(t)$ soit $y(kT)$ est mis en mémoire, il est ensuite multiplié par tous les échantillons successifs de $x(t)$ soit:

$$x(kT); x((k+1)T); x((k+2)T); \dots x((k+n)T).$$

(Si $(n+1)$ est le nombre de points souhaités de la fonction de corrélation)

On obtient ainsi $(n+1)$ produits qui sont stockés dans autant de mémoires. On prélève alors l'échantillon de y , soit $y(k+n+1)T$ que l'on multiplie à son tour par les $(n+1)$ valeurs suivantes de x , les nouveaux produits obtenus sont ajoutés aux précédents dans les mémoires correspondantes. On conçoit ainsi qu'une voie est échantillonnée $(n+1)$ fois plus vite que l'autre. Ce dispositif n'utilise pas toute l'information fournie par les signaux d'entrée.

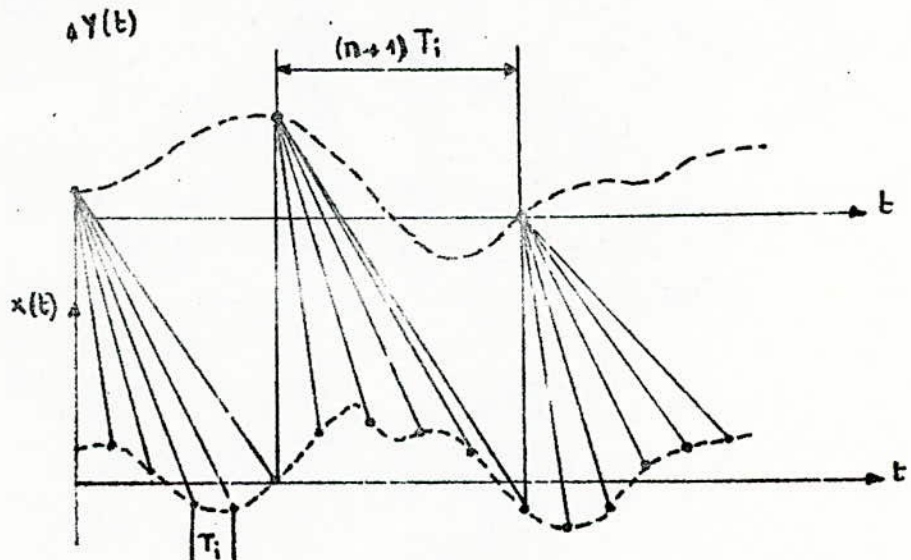
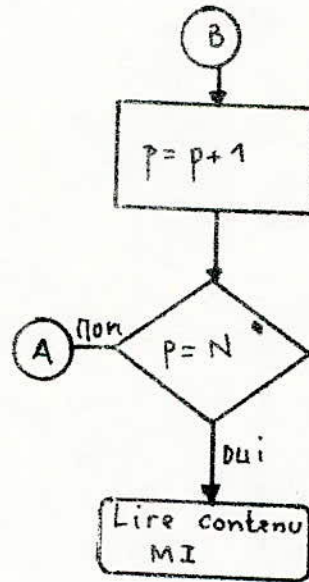
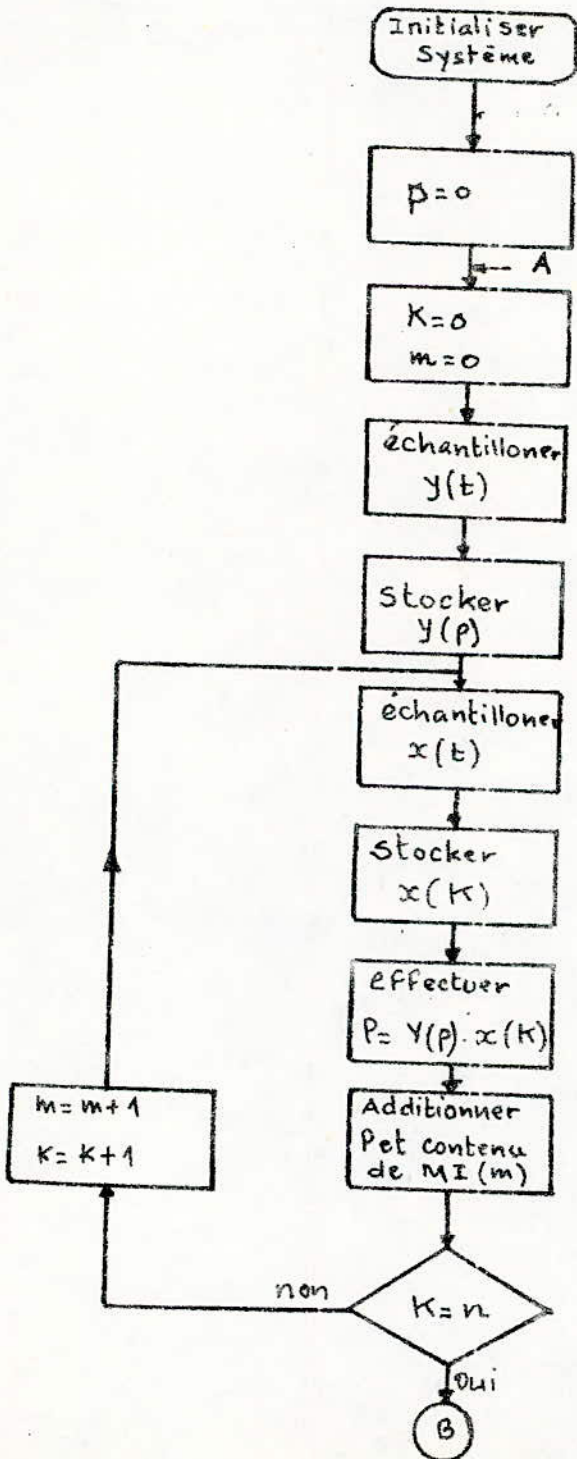


Fig 3-2-a: Prélèvement des échantillons dans un corrélateur en ligne.

L'organigramme fonctionnel pouvant servir de base pour une possible réalisation est le suivant:

Cas d'un corrélateur (n+1) points, N échantillons.



MI : mémoire d'intégration.

b/ En temps réel:

Ce type de corrélateur élimine tous les défauts présentés par le corrélateur en ligne. En effet, comme on le constate sur la figure 3-2-b les deux voies sont échantillonnées à la même cadence et tous les produits sont effectués et utilisés dans la sommation. Le principe de fonctionnement est décrit par le synoptique donné en figure 3-2-c et l'organigramme fonctionnel donné ci-dessous:

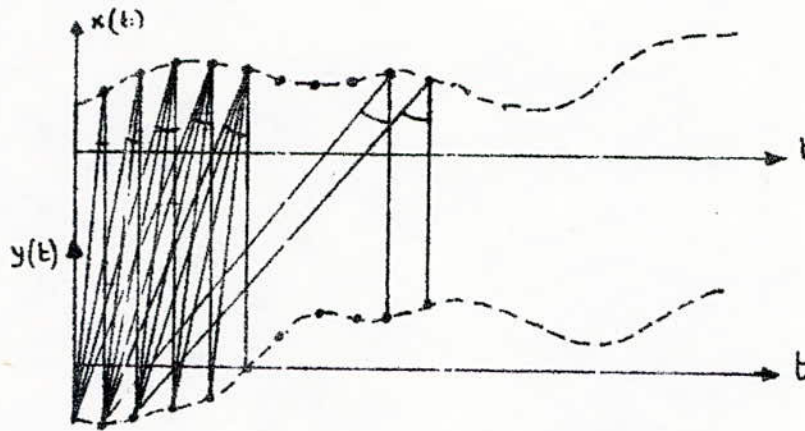


Fig 3-2-b: prelevement des échantillons dans un corrélateur en temps réel.

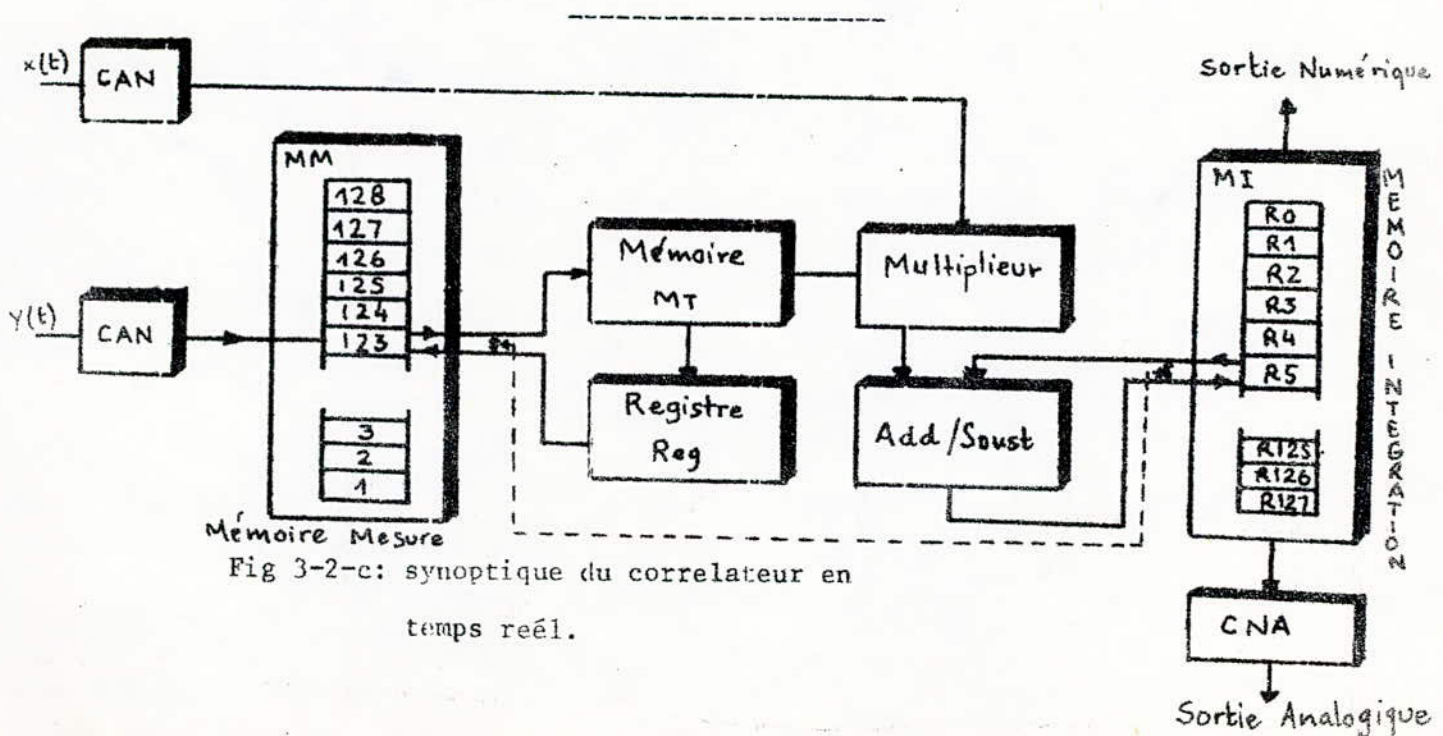
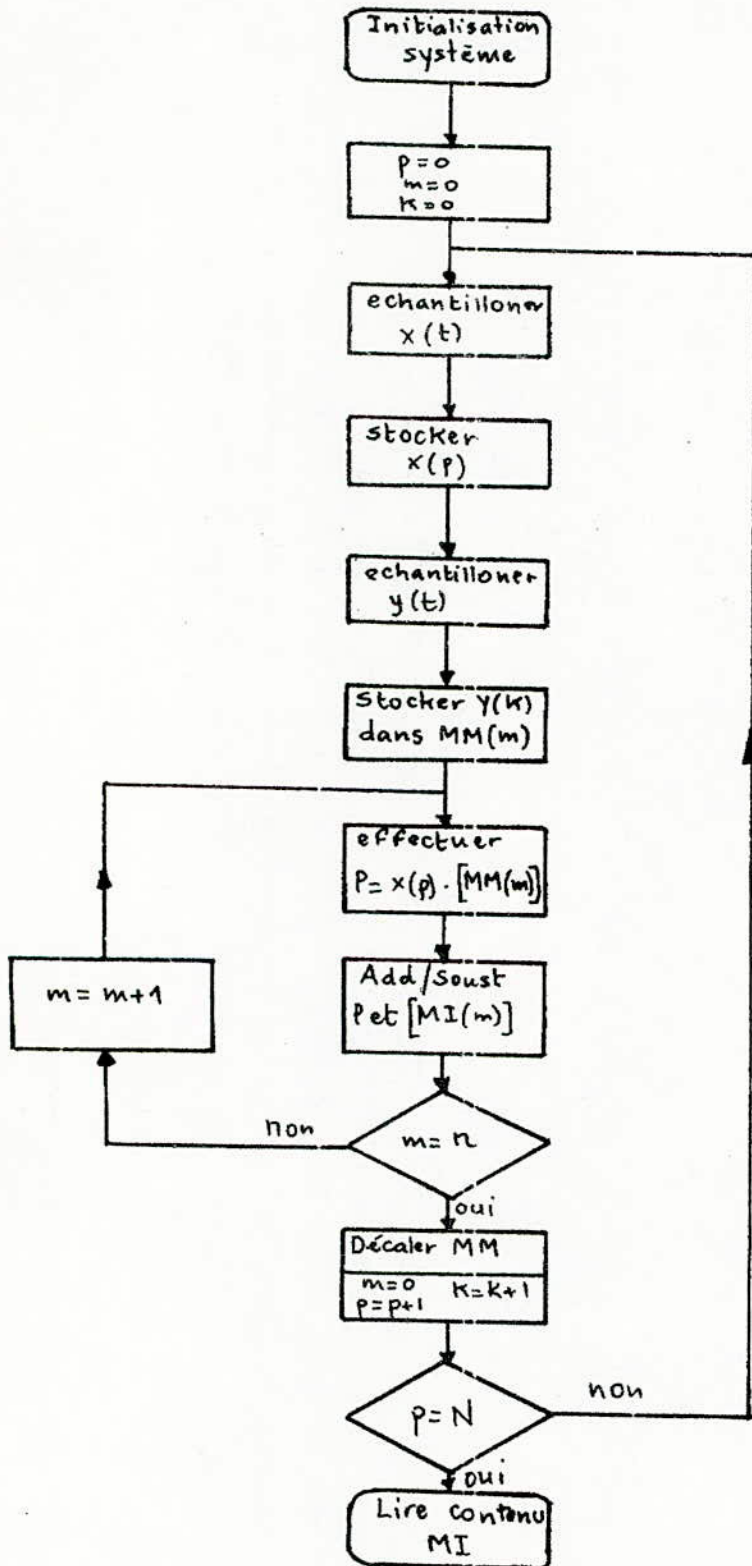


Fig 3-2-c: synoptique du corrélateur en temps réel.

Organigramme fonctionnel: $n+1$ points.
N échantillons.



3-3 CORRELATEUR HYBRIDE

Dans ce type de corrélateur une voie est échantillonnée, l'autre non. Le signal échantillonné est alors retardé dans un registre à décalage. Le retard est ainsi réalisé numériquement.

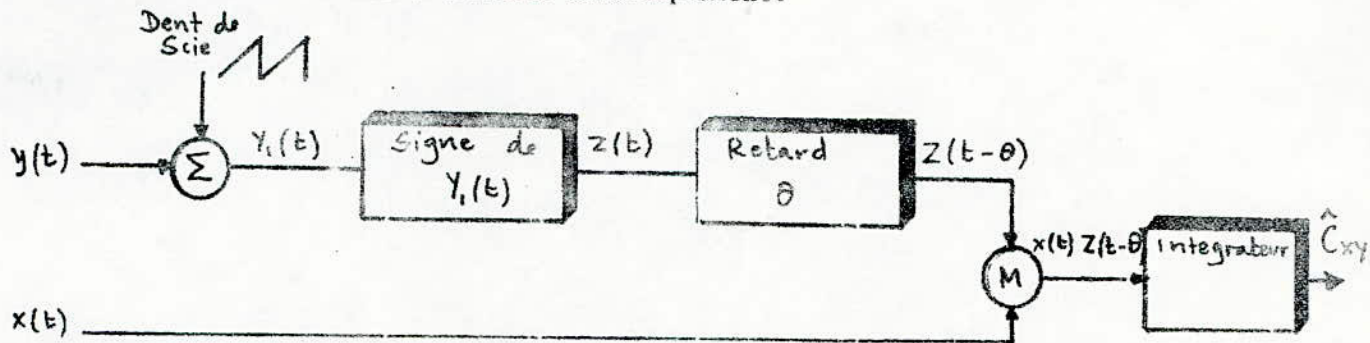


Fig 3-3: Synoptique du corrélateur hybride

Notons que puisque l'échantillonnage ne s'effectue que sur une voie la fonction de corrélation obtenue est filtrée par le dispositif d'échantillonnage.

3-4 CORRELATEUR A COINCIDENCE DE POLARITE

Dans ce type de corrélateur on effectue l'échantillonnage sur les deux voies. On ajoute aux signaux d'entrées des dents de scie, on détecte alors le signe de chaque somme. On réalise ainsi une modulation en largeur. Ce corrélateur perd la notion de puissance mais garde la notion de cohérence. Ce corrélateur a pour principales avantages sa simplicité de réalisation et le fait qu'il donne une fonction de corrélation normalisée. Il sera l'objet de notre réalisation.

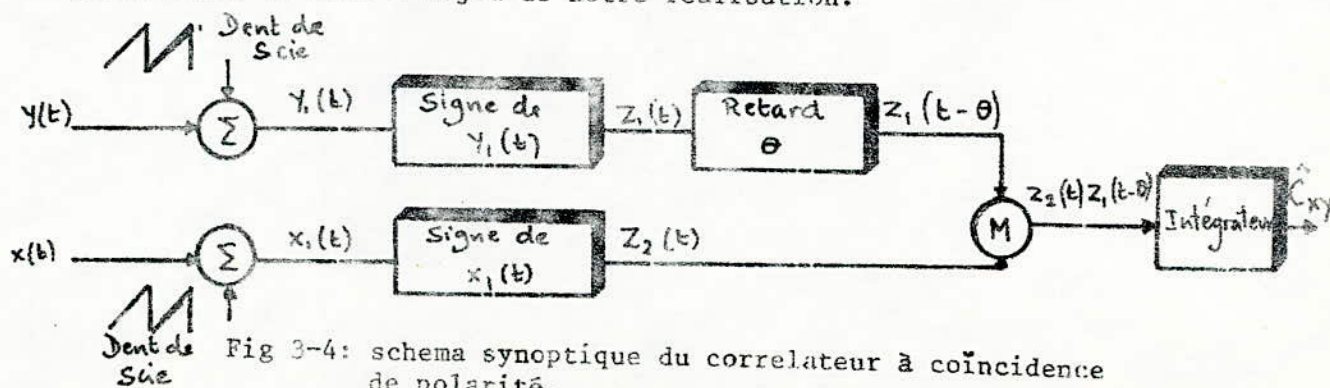
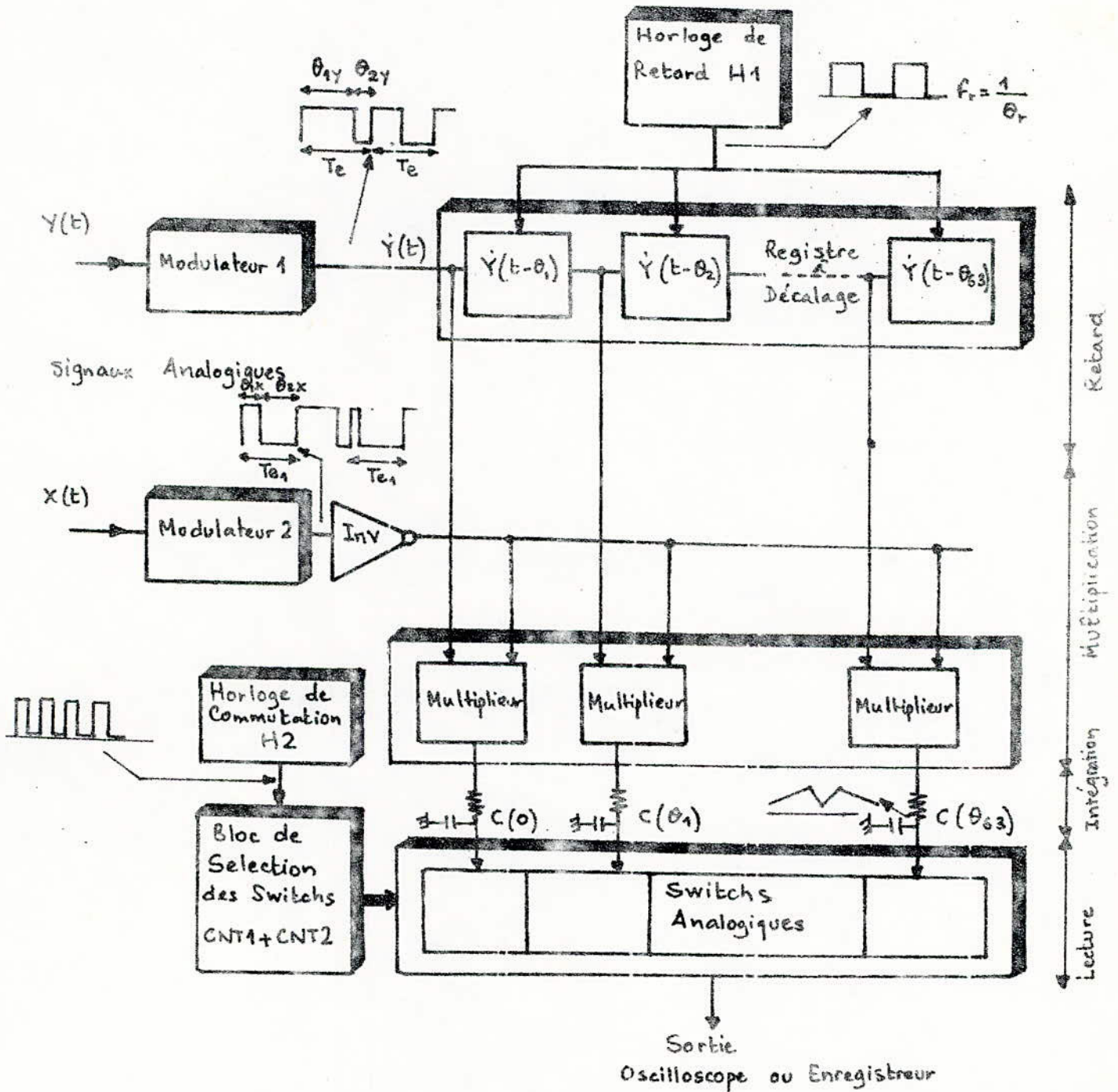


Fig 3-4: schéma synoptique du corrélateur à coïncidence de polarité.

CHAPITRE IV

PRINCIPE DE CONCEPTION DU CORRELATEUR A COINCIDENCE DE POLARITE

4-1 SCHEMA SYNOPTIQUE



4-2 SPECIFICATIONS ESSENTIELLES

Le dispositif réalisé est un corrélateur multipoints pour signaux situés dans la bande 10 HZ à 5 KHZ.

Le principe de fonctionnement du corrélateur décrit est celui du corrélateur à coïncidence de polarité.

Les spécifications essentielles de celui-ci sont les suivantes:

- 1/ Codage des signaux d'entrées sur seul bit.
- 2/ Retard et multiplication réalisés numériquement.
- 3/ Visualisation des courbes de corrélation sur oscilloscope.
- 4/ Nombre de points de corrélation limité à 64 avec en option 64 autres points par adjonction de d'une carte supplémentaire.
- 5/ Sorties intermédiaires pour usage didactique.

4-3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le synoptique de dispositif représenté au chapitre 4-1 nous montre que les trois opérations essentielles qui sont:

- Retard
- Multiplication
- Integration

Sont réalisées à l'aide de circuits électroniques courants. Le signal d'entrée de la voie retardée est d'abord échantillonné au niveau du modulateur en largeur. Celui-ci est fait d'un générateur de dents de scie, d'un sommateur à résistances et d'un comparateur détecteur de signe.

Les échantillons obtenus en sortie du comparateur, de période de récurrence T_e ou T_e est la période des dents de scie, sont retardés dans un ensemble de registres à décalage montés en cascade dont le nombre est 64. Ces circuits sont synchronisés à la fréquence désirée $\frac{1}{\theta_r}$ réalisant le retard θ_r . On remarque que le retard est réglable au choix de l'utilisateur. Le signal injecté sur la voie non retardée est échantillonné au niveau du deuxième modulateur en largeur identique au premier.

Les échantillons obtenus de période de récurrence T_{e1} sont inversés afin de pouvoir réaliser simplement la multiplication à l'aide des circuits ou-exclusif. A leurs sorties on obtient des impulsions de largeur variable représentant le produit des échantillons des voies.

L'intégration de ces produits est faite au moyen de réseaux R-C, filtres passe bas. On dispose ainsi à la sortie de chaque filtre, de la fonction de corrélation correspondant à un retard donné.

Les différents commutateurs analogiques sélectionnés par les compteurs CNT 1 et CNT 2 permettent le balayage des différentes sorties des intégrateurs et partant de la fonction de corrélation.

4-4 ESTIMATION DE LA FONCTION DE CORRELATION

Ce que l'on mesure au bout d'une observation finie n'est pas la véritable fonction de corrélation $C(\theta)$ mais une estimation de celle-ci c'est à dire $C(\theta, N)$.

$$C(\theta, N) = \frac{A^2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{sign}(x(n) + b_1(n)) \text{sign}(y(n+\theta) + b_2(n+\theta))$$

Où $2A$ est l'amplitude crête à crête des signaux auxiliaires $b_1(t)$ et $b_2(t)$.

N : nombre d'échantillons pour le calcul de la fonction de corrélation

$$\text{sign } x = \begin{cases} +1 & \text{si } x > 0 \\ 0 & \text{si } x = 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (\text{Afin d'être compatible avec la logique binaire}).$$

Ce que l'on obtiendra à la sortie de notre corrélateur n'est pas $C(\theta, N)$ mais :

$$\sum_{n=0}^{N-1} \text{sign}(x(n) + b_1(n)) \cdot \text{sign}(y(n+\theta) + b_2(n+\theta))$$

C'est à dire $\frac{N}{A^2} C(\theta, N)$, comme on le constate la fonction de corrélation obtenue est normalisée.

4-5 CODAGE DES SIGNAUX D'ENTREES

Afin que les traitements successifs, nécessaires pour obtenir la fonction de corrélation soient possibles, même pour des signaux d'entrées de très faible amplitudes, il est nécessaire de moduler ces signaux.

La modulation utilisée et qui est de loin la plus simple à réaliser est du type (Amplitude-temps) c'est à dire que l'amplitude du signal d'entrée module en largeur une impulsion d'amplitude constante et de période de récurrence T .

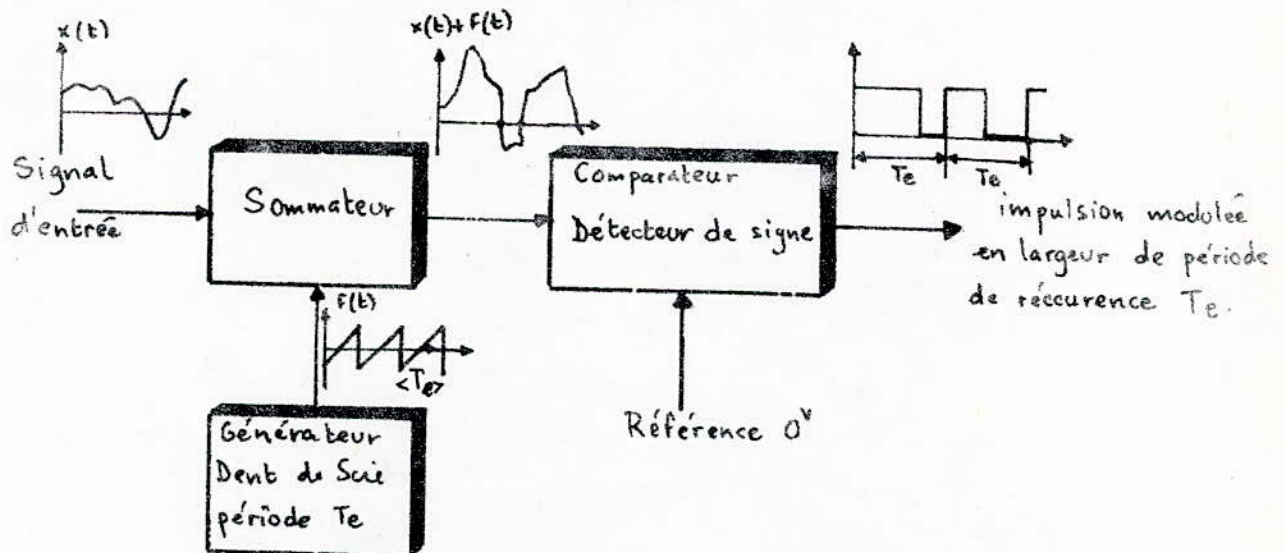
Le procédé consiste à comparer le signal qu'on veut moduler soit $y(t)$ à une fonction $f(t)$ qui balaye d'une manière linéaire l'intervalle $+A$, $-A$ dans lequel évolue la fonction $y(t)$

Les différentes fonctions $f(t)$ qui conviennent sont:

- Le signal en dent de scie.
- Le signal en marche d'escalier.

Pour la facilité de réalisation on a choisi le signal en dent de scie.

Le synoptique d'un tel modulateur est le suivant:



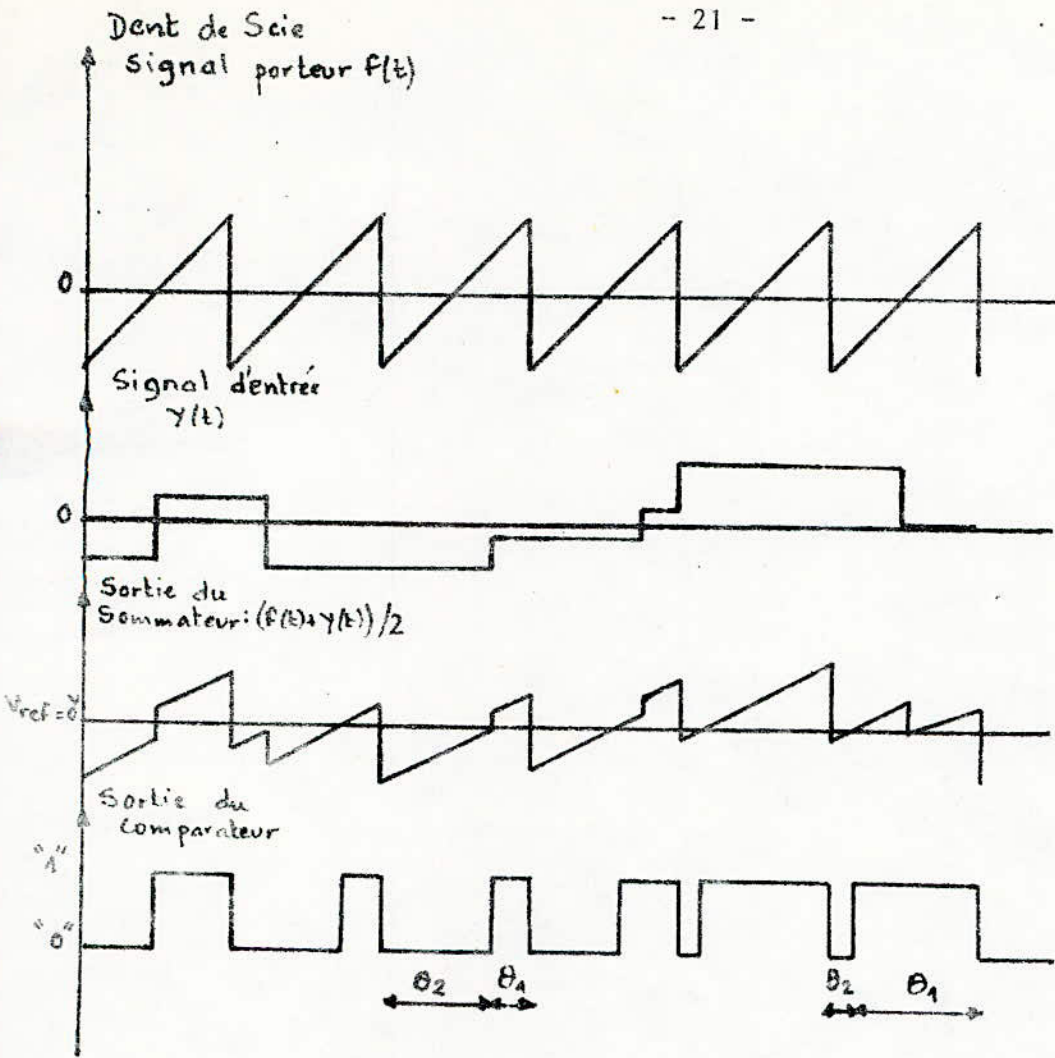


Fig 4-5: Traitement d'un signal quelconque par le dispositif de Codage.

4-6 REALISATION DU RETARD

A la sortie du modulateur en largeur, les impulsions obtenues ont la forme représentée en figure 4-3. La période de récurrence est fixe tandis que la largeur t_1 est variable et dépend de la dynamique du signal d'entrée.

$$\begin{array}{lll} \text{Si } Y > 0 & t_1 > t_2 & T_e \\ \text{Si } Y = 0 & t_1 = t_2 = \frac{T_e}{2} & Y : \text{signal d'entrée.} \\ \text{Si } Y < 0 & t_1 < t_2 & \end{array}$$

On aura donc :

$$\text{voie retardée} \quad t_{1y} = \frac{T_e}{2} + K_1 y \quad t_{2y} = \frac{T_e}{2} - K_1 y$$

Pour conserver l'information concernant la largeur t_{1y} des impulsions modulées en largeur, le retard θ_r doit être tel que :

$$\theta_r \leq t_{1y}$$

Pour corrélérer deux fonctions, $x(t)$ et $y(t)$, on préfère comme dans le cas des moyennes d'ensembles, effectuer cela après décalage dans le temps de l'une des deux fonctions par rapport à l'autre, ce qui donne $y(t-\theta)$, de ce fait, la fonction de corrélation, est fonction du décalage.

$$C_{xy}(\theta) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot y(t-\theta) \cdot dt$$

L'opération de retard qui, à $y(t)$, fait correspondre $y(t-\theta)$ sera réalisée à l'aide d'un registre à décalage.

On doit effectuer ce décalage pour 64 points. Pour notre maquette on utilise le registre à décalage du type SN 74164 dont la description est donnée en [A-1], Il est à entrée série, sorties parallèles (8 bits) de ce fait on peut disposer de huit retards avec un boîtier.

Pour les 64 points, il est nécessaire d'en avoir huit, afin de réaliser 64 retards.

Le signal à retarder est appliqué aux entrées (entrée série) A et B, après être décalé huit fois il correspondra à la sortie Q_H , qui attaquera les entrées A et B du boîtier suivant, et ainsi de suite jusqu'au dernier.

Les sorties qui vont être appliquées aux circuits de multiplication, pour un boîtier, seront par ordre croissant de retard:

A⊕B, Q_A, Q_B, Q_C, Q_D, Q_E, Q_F, Q_G.

* Le registre à décalage SN 74164 a une fréquence maximale d'horloge égale à 36 MHz d'où

$$\theta_{\min} = 0,03 \text{ Us}$$

d'où

$0,03 \text{ Us} \leq \theta_r \leq t_{ly}$ limites dans lesquelles peut être choisie la valeur du retard.

4-7 REALISATION DE LA MULTIPLICATION

Il s'agit dans cette étape de réaliser le produit de deux impulsions moduleés en largeur respectivement par,

$$E_x = x(t) + z(t) \quad \text{et} \quad E_y = y(t) + z(t)$$

$z(t)$ et $z(t)$ sont des signaux en dents de scie.

Sachant que l'information concernant les signaux d'entrée réside dans leur polarité et non dans leur amplitude, il est clair que ce qui nous intéresse à ce niveau est le signe du produit des deux impulsions moduleés en largeur.

Comme le niveau logique " 1 " représente un signal positif et que le niveau logique " 0 " représente un signal négatif, il est possible d'utiliser un OU-EXCLUSIF comme multiplieur.

La table de vérité d'une porte OU-EXCLUSIF est la suivante:

X	Y	$P = X\bar{Y} + \bar{X}Y$
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

On voit ainsi qu'une légère modification est nécessaire afin que P représente bien le produit de X et Y. Ainsi, en prenant à la place de X son complément \bar{X} on aura:

$$P = \bar{X}\bar{Y} + XY$$

D'où la table de vérité

X	\bar{X}	Y	$P = \bar{X}\bar{Y} + XY$
L	H	L	H
L	H	H	L
H	L	L	L
H	L	H	H

On voit ainsi que P représente bien le produit des deux impulsions moduleés en largeur (produit de signe).

Le nombre de voies du corrélateur étant fixé à 64, on utilise 64 portes OU-EXCLUSIF.

Le circuit intégré SN 7486 TTL contenant 4 portes, il est nécessaire d'utiliser 16 boîtiers.

La voie non retardée devant être inversée, on utilisera le circuit intégré SN 7404 TTL qui contient 6 inverseurs.

Comme on le constate sur le schéma globale 2 inverseurs sont utilisés.

En effet, le FAN out d'un seul inverseur est 8 d'ou pour 16 boîtiers SN 7486 la nécessité d'utiliser 2 inverseurs.

4-8 REALISATION DE L'INTEGRATION

A la sortie de chaque ou-exclusif on obtient des impulsions $Z_k(t)$ modulées en largeur par les impulsions θ_{kx} et θ_{py} issues de l'échantillonnage des signaux d'entrées $x(t)$ et $y(t)$.

A ce stade on évalue
$$M = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot y(t) dt \quad \begin{array}{l} k = 1, 2 \\ p = 1, 2 \end{array}$$

soit dans le corrélateur à coïncidence de polarité:

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T Z_k(t) dt$$

$Z_k(t)$: produit de θ_{kx} et θ_{py} :

La moyenne du produit xy s'écrit:

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^N Z_k(t) dt$$

Pour calculer la fonction de corrélation la moyenne du produit xy suffit, on aura :

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^N Z_k(t) dt = \sum_{k=1}^N \frac{1}{T} \int_0^T Z_k(t) dt$$

et on supposant que $x(t)$ et $y(t)$ varient peu entre deux échantillons on trouve:

$$M = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N Z_k(t)$$

La démonstration complète concernant ce résultat est donnée par [6]

La valeur moyenne des échantillons $Z_k(t)$ sera obtenue à la sortie d'un filtre passe-bas.

4-9 ORGANES DE LECTURE

Les différentes valeurs de la fonction de corrélation

$C(0)$, $C(\theta_r)$, $C(2\theta_r)$, , $C(63\theta_r)$ qui sont disponibles en sortie des réseaux RC de filtrage passe-bas sont balayées périodiquement par un commutateur électronique.

Celui-ci , dont la structure est représentée en figure 4-8 est constitué de neuf switchs analogiques dont les huit premiers forment un commutateur à 64 voies.

Le neuvième switch sélectionne les 64 voies par groupe de huit et les relie ainsi à l'organe de visualisation.

L'horloge de commutation H_2 attaque l'entrée d'horloge du compteur CNT 1 qui forme avec le compteur CNT 2 le bloc de sélection des différentes entrées des switchs.

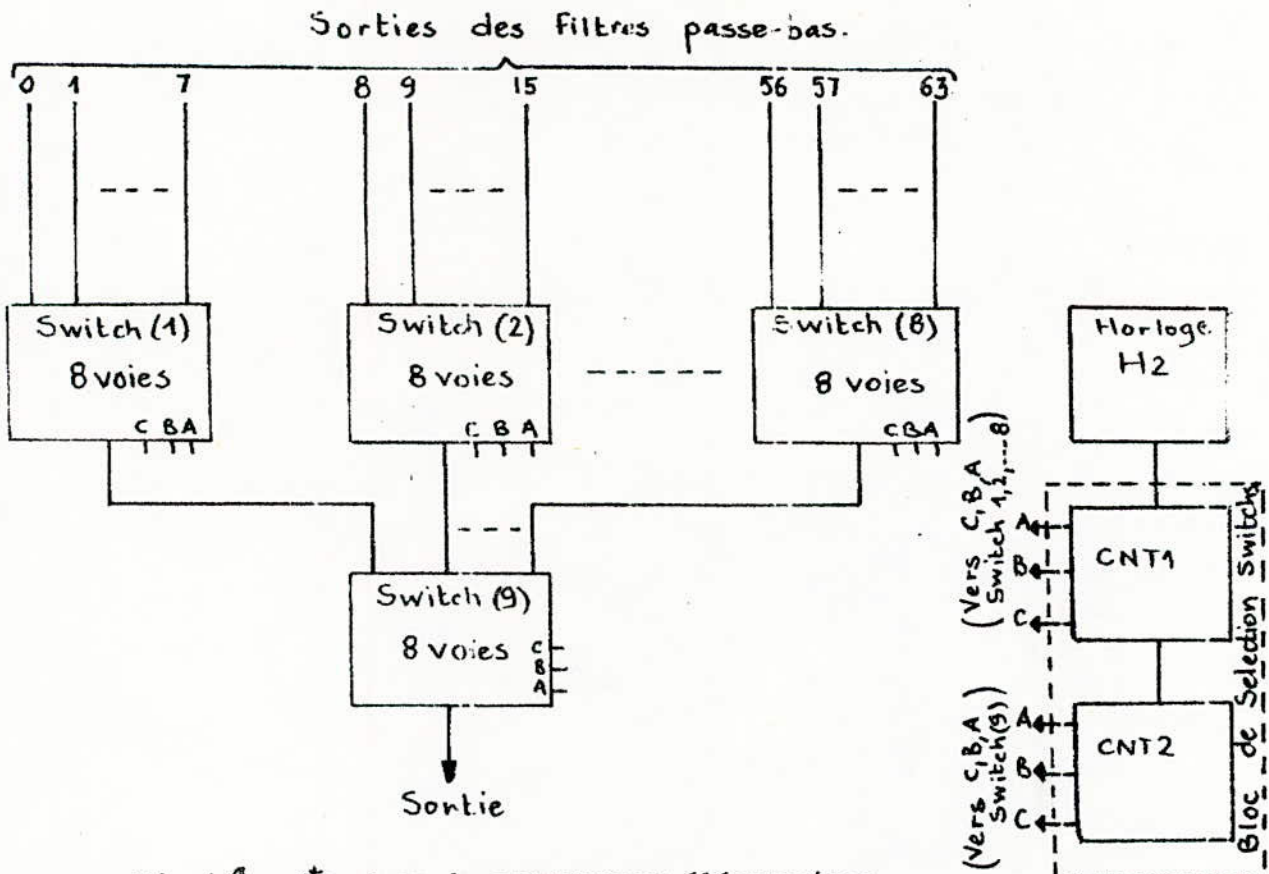


Fig 4-8 : Structure du commutateur électronique

CHAPITRE V

REALISATION DU CORRELATEUR A COINCIDENCE DE POLARITE

5-1 CIRCUIT DE CODAGE DES SIGNAUX D'ENTREE

a/ Générateur de dents de scie

Pour réaliser la modulation du type "Amplitude-temps" il est nécessaire d'avoir un générateur de dents de scie. Celles-ci doivent être:

- Très linéaires
- Symétriques par rapport au niveau zéro volts.

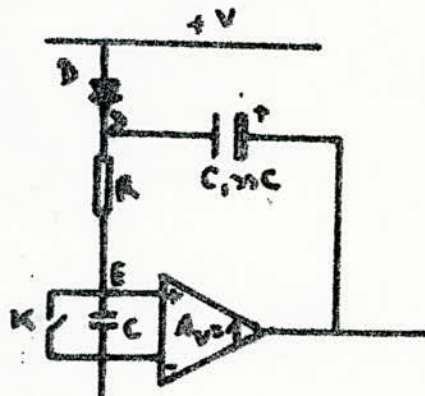
On a choisi comme générateur de dents de scie le montage bootstrap à transistors. Remarquons sur le schéma global qu'il y'a deux générateurs de dents de scie. Une condition essentielle pour que la fonction de corrélation visualisée soit cohérente, est que les dents de scie générées par les deux générateurs soient indépendantes l'une de l'autre.

On doit, dans ce cas avoir

- 1°-) avoir une fréquence des dents de scie différente l'une de l'autre.
- 2°-) introduire une perturbation externe qui consiste en une sinusoïde de basse fréquence (50 HZ) sur une des deux voies au niveau du sommateur à 2 résistances. De ce fait la pente de la dents de scie perturbée est légèrement variable.

- Principe du montage bootstrap:

Fig 5-1:



L'amplificateur sans inversion avec $A_v = 1$ donne une tension de sortie en phase avec la tension d'entrée. Le potentiel de sortie en S est ramené par un fort condensateur en D. Les potentiels en E et D variant de façon identique, la différence de potentiels aux bornes de R est constante. La charge de C à travers R se fait à courant constant, puisque la tension aux bornes de R est constante, d'où une excellente linéarité du montage. La décharge de C se fait à travers l'interrupteur.

Schéma du montage:

Le montage réalisé est basé sur les principes énoncés ci-dessus.

Remarquons que :

- L'interrupteur est un circuit intégré du type NE 555 fonctionnant en multivibrateur.
- L'amplificateur sans inversion de gain unité est formé par deux transistors T_1 et T_2 réalisant un collecteur commun. Ce montage a pour avantage;
- Gain réglable exactement à 1 grâce à l'adjustable R_E .
- Résistance de sortie très faible.
- Résistance d'entrée très grande.

Calcul du circuit:

1/ La fréquence des dents de scie générées est:

$$F = \frac{1}{C(0,75(R_1 + R_2) + 0,693R_3)}$$

avec comme conditions:

$$R_1 = R_2 \quad , \quad R_1 C_2 = 10R_2 C \quad \text{et} \quad R_3 = R_1$$

on fixe

$$R_1 = R_2 = 13 \text{ K.OHM}$$

$$C_2 = 68 \text{ UF.}$$

Pour que le temps de décharge de la capacité C soit très court il faut minimiser R_3 , soit $R_3 = 16 \text{ OHM}$.

- Générateur No 1 : voie retardée.

$$\begin{aligned} F_1 &= 5 \text{ KHZ} & C_{10} &= 10 \text{ nF} \\ F_2 &= 11 \text{ KHZ} & \text{d'ou } C_{11} &= 4,7 \text{ nF} \\ F_3 &= 25 \text{ KHZ} & C_{12} &= 2,2 \text{ nF} \end{aligned}$$

- Générateur No 2 : voie inversée.

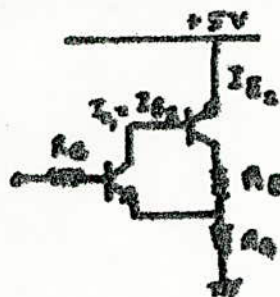
$$\begin{aligned} F_1 &= 1 \text{ KHZ} & C_{20} &= 47 \text{ nF} \\ F_2 &= 2,5 \text{ KHZ} & \text{d'ou } C_{21} &= 22 \text{ nF} \\ F_3 &= 20 \text{ KHZ} & C_{22} &= 2,7 \text{ nF} \end{aligned}$$

2/ Calcul des éléments composant le collecteur-commun:

En régime statique l'étage ~~est~~ collecteur commun est représenté ci-dessous

On a les équations suivantes:

$$V_{cc} = V_{ce2} + \left[R_E + R_4 \left(\frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \right) \right] I_{c2}$$



le point de repos étant fixé à:

$$Q \begin{cases} I_{c2} = 5 \text{ mA} \\ V_{ce2} = 2,5 \text{ V} \end{cases}$$

Comme on le verra par la suite R_E est un ajustable de 100 OHM.

Dans ce cas avec

$$\beta_2 \gg 1$$

$$R_4 = \frac{V_{cc} - V_{ce2}}{I_{c2}} - R_E$$

d'ou

$$R_4 = 400 \text{ OHM si } R_E = 100 \text{ OHM}$$

$$R_4 = 500 \text{ OHM si } R_E = 0$$

On a pris pour notre montage $R_4 = 360 \text{ OHM}$.

Les paramètres du montage en régime dynamique sont les suivants:

- Gain en tension:

$$1 + \frac{R_E \beta_1 \beta_2}{R_4 [1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2]}$$

$$G_v = \frac{h_{11} + R_E}{R_4 [1 + \beta_1 (\beta_2 + 1)]}$$

En fixant $R_E \beta_1 \beta_2 = h_{11} + R_B$ soit $R_E = \frac{h_{11} + R_B}{\beta_1 \beta_2}$

on a $G_v = 1$

on a $h_{11} = 1 \text{ K.OHM}$

$R_B = 1 \text{ K.OHM}$

$\beta_1 = \beta_2 = 100$

d'ou $R_E = \frac{2 \cdot 10^3}{100 \cdot 100} = 0,2 \text{ OHM}$.

R_E sera un adjustable de 100 OHM.

- résistance d'entrée:

$$R_E = (h_{11} + R_B) + R_4 [1 + \beta_1 (1 + \beta_2)]$$

AN:

$$R_E = 1 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3 + 360 \cdot 10^4 \# 3600 \text{ K.OHM} = 3,6 \text{ M.OHM}$$

-Résistance de sortie:

$$R_s = R_E \frac{\frac{h_{11} + R_B}{R_4 // R_E} + \beta_1 + 1}{1 + \beta_1 (\beta_2 + 1) + \frac{h_{11} + R_B}{R_4}}$$

$$\frac{1 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3}{0,2} + 100$$

AN: $R_s = 0,2 \frac{1 + 10^4 + \frac{1 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3}{0,2}}{1 + 10^4} = 0,2 \text{ OHM}$.

3/ Calcul du filtre passe-haut $C_3 - R_5$:

Ce filtre a pour rôle de bloquer la composante continue du signal présent en sortie du super collecteur commun, ceci afin d'avoir un signal symétrique par rapport au niveau zéro volts.

On prendra $R_5 C_3 = 6 \gg T$ ou T est la période du signal à l'entrée du filtre.

La plus grande période des dents de scie étant $T = 1 \text{ ms}$ on doit prendre

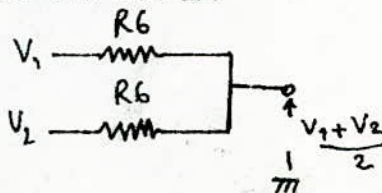
$R_5 C_3 \gg 1 \text{ ms}$.

On fixe $R_5 = 16 \text{ K.OHM}$ $R_5 C_3 = 16 \text{ ms}$

$C_3 = 1 \text{ Us}$

4/ Calcul des éléments composant le sommateur à résistances:

Un circuit passif de gain 1/2 représenté ci-dessous permet l'addition des signaux présents sur ses entrées



On fixe pour notre montage $R_6 = 1,6 \text{ K. OHM}$.

b/ Comparateur

Un comparateur est un circuit permettant la comparaison de deux signaux. C'est un montage possédant en général une sortie et deux entrées, l'une sur laquelle on applique un signal de référence, l'autre sur laquelle on applique le signal dont on veut comparer la valeur instantanée à celle du signal de référence. Sachant que le comparateur travaille en détecteur de signe on a fixé le niveau de référence à zéro volts.

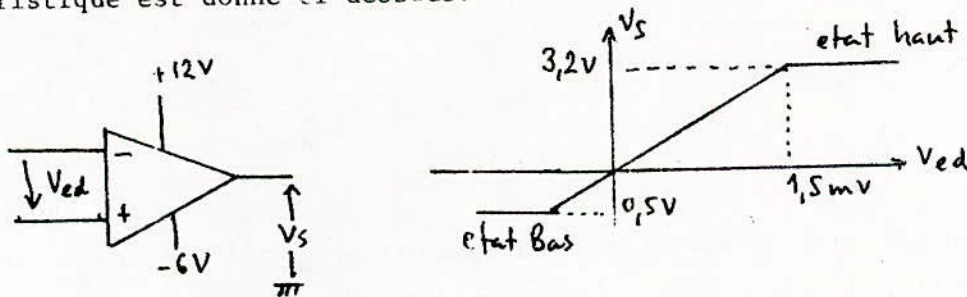
Il faut remarquer que ce que nous réalisons avec le comparateur est l'échantionnage du signal présent à son entrée.

Pour notre maquette on a utilisé un circuit intégré spécialement conçu pour cette fonction :

Circuit du type 710 (SN 72710 ou MC 1710).

- Description du comparateur 710:

Le 710 est un amplificateur comparateur rapide dont le symbole et la caractéristique est donné ci-dessous:



$$t_{PLH} = t_{PHL} = 40 \text{ ns.}$$

$$t_r = t_F = 20 \text{ à } 30 \text{ ns.}$$

La sortie est compatible TTL.

* Branchement du comparateur :

Le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée non-inverseuse.

L'entrée inverseuse est relié à la masse par l'intermédiaire d'une résistance .

Afin d'équilibrer les courants de polarisation d'entrée il est nécessaire de prévoir plusieurs résistances sur l'entrée inverseuse, commutables en fonction des résistances mises en jeu au niveau du sommateur à résistance.

- Voie retardée:

Un signal est injecté sur l'entrée B(t):

on doit avoir: $R_9 = R_6 // R_6 // R_6 // R_6 = 400 \text{ OHM.}$

on prendra $R_9 = 430 \text{ OHM.}$

Aucun signal n'est injecté sur B(t):

$R_{10} = R_6 // R_6 // R_6 = 533 \text{ OHM.}$

on prendra $R_{10} = 510 \text{ OHM.}$

- Voie inversée:

Un signal est injecté sur B(t):

$R_7 = R_6 // R_6 // R_6 = 533 \text{ OHM.}$

on prendra $R_7 = 510 \text{ OHM.}$

Aucun signal n'est injecté sur B(t):

$R_7 = R_6 // R_6 = 800 \text{ OHM.}$

on prendra $R_7 = 750 \text{ OHM.}$

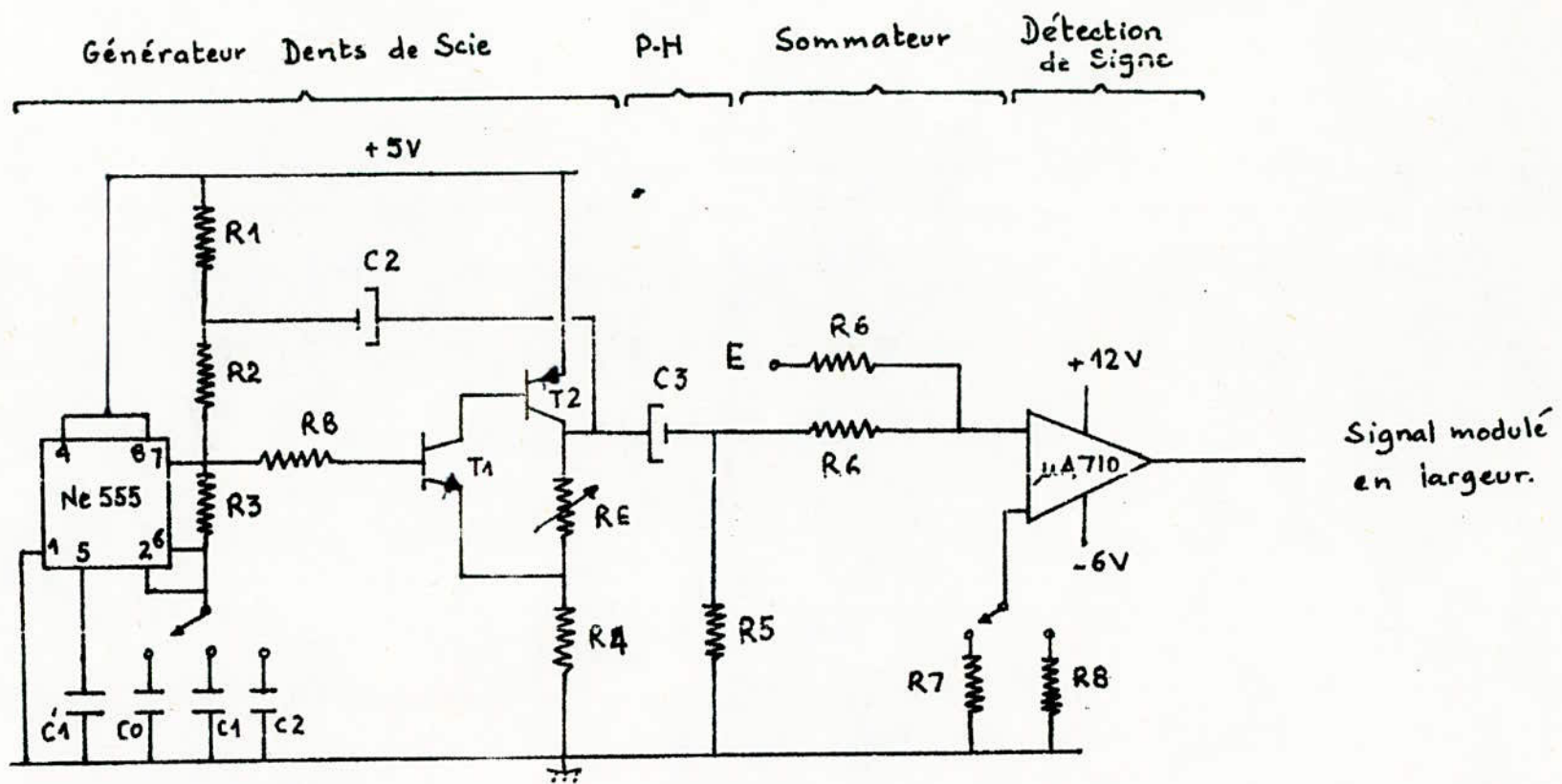


Fig 5-2-a : Schéma du modulateur en largeur.

5-2 INTEGRATEUR , FILTRE PASSE-BAS

A la sortie de chaque porte ou-exclusif on obtient des impulsions de durées inégales résultant du produit de :

$$\text{sign}(x(n) + b_1(n)) \text{ inversé}$$
$$\text{et } \text{sign}(y(n+\theta) + b_2(n+\theta))$$

Afin de réaliser l'intégrale de ce produit, on utilise un circuit intégrateur. On transformera les différences de temps en différences d'amplitudes ; c'est la demodulation. Sur la figure 4-7-a et 4-7-b sont représentés des signaux de durées inégales appliqués à l'entrée d'un circuit intégrateur ainsi que les signaux recueillis à la sortie pour les deux cas possibles à savoir

$$\tau = RC > T \quad \text{et} \quad \tau = RC < T$$

ou T est la durée de l'impulsion la plus large. On voit, ainsi qu'il est nécessaire que la constante de temps soit très grande par rapport à la durée T de l'impulsion considérée comme étant la plus large.

Notre intégrateur sera calculé pour une fréquence $F = 500 \text{ Hz}$ soit $T = 2 \text{ ms}$

Usuellement on prend $t = 5T$ pour remplir la condition

$$\tau \gg T \quad \text{d'ou :} \quad \tau = 5.2 = 10 \text{ ms.}$$

$$R = 100 \text{ K.OHM}$$

$$C = 100 \text{ nF}$$

Les deux valeurs de R et C sont un compromis entre le fait qu'on ne doit pas avoir une très grande atténuation du signal d'entrée et le fait qu'on doit avoir une décharge rapide du condensateur.

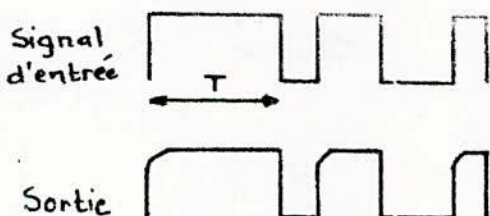


Fig 5-2-a: $\tau < T$

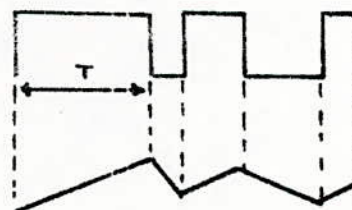


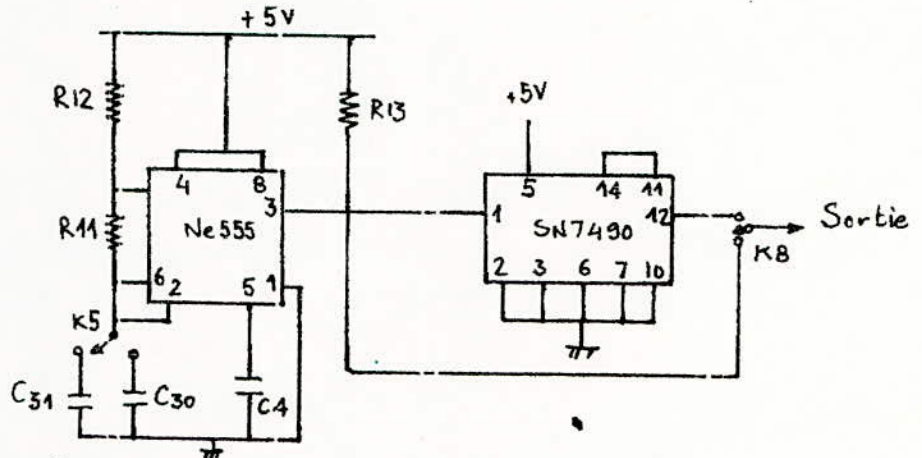
Fig 5-2-b: $\tau > T$

5-3 CIRCUIT D'HORLOGE

a/ Horloge de retard: H_1

Pour produire le retard θ_r on utilise comme circuit d'horloge un multivibrateur astable bâti autour du circuit intégré NE 555.

Schéma électrique:



choix des retards incrémentaux:

Le choix des retards incrémentaux n'est pas fortuit.

Ceux-ci sont liés à la fréquence des signaux d'entrées et à la fréquence de commutation des switches analogiques. En effet à chaque décalage, il y'a changement de la valeur de la fonction de corrélation correspondant à un retard donné, il est de ce fait nécessaire que le balayage des 64 voies du corrélateur s'effectue au bout d'une période d'horloge de commande des registres à décalage.

On a donc une relation entre la période d'horloge θ_c de l'horloge de commutation et la période d'horloge θ_r de l'horloge de retard qui est:

$$\theta_r = 64 \theta_c \quad \text{d'ou} \quad f_r = \frac{f_c}{64}$$

Sachant que les signaux d'entrées ont une fréquence comprise entre

$$10 \text{ HZ} \text{ et } 5 \text{ KHZ} \quad \text{soit} \quad 200 \text{ } \mu\text{s} \leq T \leq 100 \text{ ms}$$

Il est nécessaire que θ_r qui est le retard élémentaire soit compris entre

$$\frac{200 \text{ ns}}{64} = 3,1 \text{ } \mu\text{s} \quad \text{et} \quad \frac{100 \text{ ms}}{64} = 1,56 \text{ ms}$$

d'ou

$$3,1 \text{ Us} \leq \theta_r \leq 1560 \text{ Us}$$

Calcul du circuit:

La fréquence est donné par:

$$F = \frac{1,44}{(R_{12} + 2R_{11}) \cdot C}$$

Le rapport cyclique est :

$$n = \frac{R_{12} + R_{11}}{R_{12} + 2R_{11}}$$

Les valeurs choisies pour R_{12} et R_{11} sont les suivantes:

$$R_{11} = 3,3 \text{ K.OHM}$$

$$R_{12} = 3,3 \text{ K.OHM}$$

$$n = \frac{2}{3} = 0,66$$

Les retards élémentaires choisis sont:

$$\theta_{r1} = 15 \text{ Us}$$

$$\theta_{r2} = 32 \text{ Us}$$

soit

$$F_1 = 65 \text{ KHZ}$$

$$F_2 = 31 \text{ KHZ}$$

D'ou les valeurs des capacités:

$$C_{30} = 2,2 \text{ nF}$$

$$C_{31} = 4,7 \text{ nF}$$

qui correspondent à

$$F_1 = 65 \text{ KHZ}$$

$$F_2 = 31 \text{ KHZ}$$

Pour ce corrélateur on s'est fixé quatre retards différents; F_1 et F_2 sont obtenues par changement de capacité. Un diviseur de fréquence par dix placé en sortie (broche 3 du NE 555) nous permet d'obtenir les deux autres fréquences F_3 et F_4 soient les retards θ_{r3} et θ_{r4} .

Finalemment on aura:
Fréquences générées

$$F_1 = 65 \text{ KHZ}$$

$$F_2 = 31 \text{ KHZ}$$

$$F_3 = 6,5 \text{ KHZ}$$

$$F_4 = 3,1 \text{ KHZ}$$

Les retards élémentaires sont:

$$\theta_{r1} = 15 \text{ Us}$$

$$\theta_{r2} = 32 \text{ Us}$$

$$\theta_{r3} = 150 \text{ Us}$$

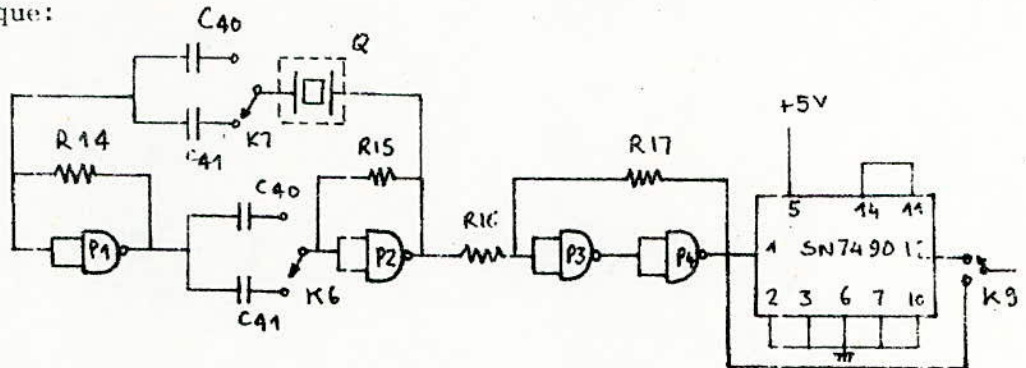
$$\theta_{r4} = 320 \text{ Us}$$

Le choix des quatre retards est fait par commutateurs.

b/ Horloge de commutation: H₂

Cette horloge attaque le compteur CNT 1 qui réalise avec CNT 2 la selection des differentes voies du correlateur.

Schéma électrique:



Choix des fréquences:

Les fréquences générées par H₂ sont reliées aux fréquences générées par H₁ par la relation:

$$f_r = \frac{f_c}{64} \quad \text{soit} \quad f_c = 64 f_r.$$

$$f_r \begin{cases} F_1 = 65 \text{ KHZ} \\ F_2 = 31 \text{ KHZ} \end{cases} \quad \text{d'ou} \quad \begin{cases} F_{c1} = 4,1 \text{ MHZ} \\ F_{c2} = 2 \text{ MHZ} \end{cases}$$

Il faut remarquer que F_c est limité du fait:

- temps de propagation de l'information à travers:

- bascule élémentaire du shift register
- ou-exclusif
- passe-bas
- switches

- fréquence limite d'attaque des entrées de contrôles A, B, et C des switches.

Calcul du circuit:

La fréquence est donné par: $R = R_{14} = R_{15}$

$$F_c = \frac{1}{2T} = \frac{1}{2 \cdot 0,7RC} = \frac{0,7}{RC}$$

On fixe $R = 360 \text{ OHM}$.

soit:

$$F_{c1} = 4,1 \text{ MHz}$$

$$C_{40} = 470 \text{ pF}$$

$$F_{c2} = 2 \text{ MHz}$$

$$C_{41} = 1 \text{ nF}$$

Le signal obtenu à la sortie de l'astable est mis en forme grace au trigger formé par les portes P3 et P4 et les résistances R_{16} et R_{17} .

Les seuils du trigger sont les suivant:

$$V^+ = \frac{R_{16} + R_{17}}{R_{17}} V_I - \frac{R_{16}}{R_{17}} V_{o1}$$

$$V^- = \frac{R_{16} + R_{17}}{R_{17}} V_I - \frac{R_{16}}{R_{17}} V_{oH}$$

ou

$$V_{oH} = 2,4 \text{ V}$$

$$V_{o1} = 0,4 \text{ V}$$

$$V_I = 1,6 \text{ V}$$

En pratique R_{16} n'est pas choisie de façon quelconque.

Ele doit obeir à la relation:

$$R_{16} < \frac{R_{17} V_{IL}}{V_{o1} + R_{17} V_I - V_{IL}}$$

En prenant pour $R_{17} = 2,2 \text{ K.OHM}$, on trouve $R_{16} < 560 \text{ OHM}$

Pour éviter le non fonctionnement du trigger on prend $R_{16} = 220 \text{ OHM}$.

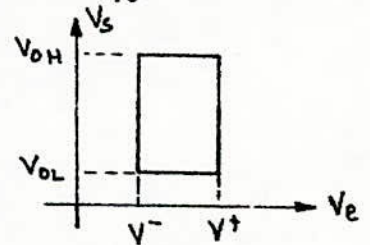
D'ou les résultats suivants:

$$R_{16} = 220 \text{ OHM.}$$

$$R_{17} = 2,2 \text{ K.OHM.}$$

$$V^+ = 1,7 \text{ V}$$

$$V^- = 1,5 \text{ V}$$



Le diviseur de fréquence par dix nous permet d'avoir les deux autres fréquences soit:

$$F_{c1} = 4,1 \text{ MHz}$$

$$F_{c2} = 2 \text{ MHz}$$

$$F_{c3} = 410 \text{ KHZ}$$

$$F_{c4} = 200 \text{ KHZ}$$

Le choix des quatre fréquences est fait par commutateurs.

Il est prévu sur le circuit imprimé un emplacement pour le quartz.

Ainsi si l'on dispose d'un quartz de 4 MHz on enlève le strap J_1 au niveau de l'horloge H_2 et on insère à sa place le quartz Q.

Dans ce cas on aura que deux fréquences générées soient, f_{c1} et f_{c3} .

Il faut modifier dans ce cas les commutateurs de H_1 et H_2

5-4 CIRCUIT DE VISUALISATION

Le commutateur électronique est réalisé en utilisant des switchs analogiques du type CD 4051. Ce sont des multiplexeurs démultiplexeurs analogiques avec entrées de contrôle digitale A,B, et C.

Le nombre de voies est de huit.

La table de vérité est la suivante:

Input States				"ON" channels
Inhibit	C	B	A	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	*	*	*	None

Les entrées de contrôle A,B, et C sont reliées aux sorties $Q_A, Q_B,$ et Q_C d'un compteur binaire du type SN 7493. On remarque sur le schéma électrique globale que les entrées A,B, et C des switchs

sw_1, sw_2, \dots, sw_8 sont reliées au compteur CNT 1 et que les entrées A,B, et C du sw_9 sont reliées au compteur CNT 2, l'entrée d'horloge de CNT 2 étant reliée à la sortie Q_C de CNT 1.

Ceci est dû au fait que la sélection d'une voie N du switch sw_9 ne doit s'effectuer qu'après que les voies 0,1,.....,7 du switch sw (N-1) aient été sélectionnées et visualisées. Il fallait ainsi conserver un rapport de huit entre fréquence d'horloge de CNT 1 soit H_2 et la fréquence d'horloge de CNT 2. Normalement on devait diviser la fréquence d'horloge H_2 par huit à l'aide d'un compteur utilisé en diviseur de fréquences.

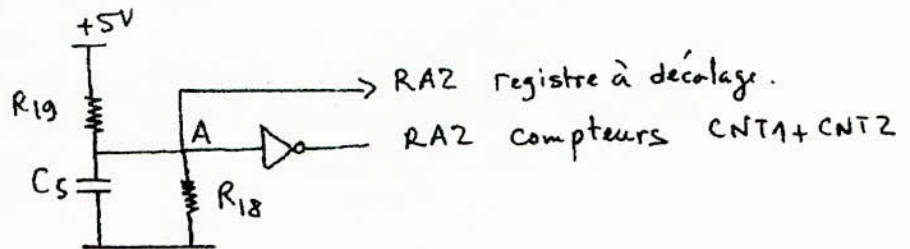
Dans ce cas la synchronisation entre les switchs sw_1, sw_2, \dots, sw_8 et le switch sw_9 aurait été altéré, ceci à cause du retard introduit par le diviseur de fréquence. Sur le chronogramme globale on remarque ^{que} la sortie Q_C de CNT 1 évolue huit fois moins vite que la fréquence d'horloge H_2 . La sortie Q_C pouvait dans ce cas servir d'horloge au compteur CNT 2.

De ce fait on a relié Q_C de CNT 1 à l'entrée d'horloge de CNT 2.

5-5 REMISE A ZERO AUTOMATIQUE DES REGISTRES A DECALAGE ET DES COMPTEURS DE SELECTION DES SWITCHS.

Au moment de la mise sous tension de l'ensemble, les compteurs de selection des switchs risquent de prendre n'importe quelle position différente de zéro; une information pouvant subsister dans les registres à décalage, il est nécessaire qu'une remise à zéro se produise automatiquement au moment de la mise sous tension.

Schéma:



Fonctionnement:

Le dispositif représenté ci-dessous fournit une impulsion positive et négative pendant la première demi-seconde suivant la mise en marche de l'ensemble. Au début C_5 se charge progressivement par R_{19} .

Le temps de charge est proportionnel à $R_{19} \cdot C_5 = 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 1 \text{ S}$

Tant que C_5 n'a pas atteint un niveau de charge suffisant le niveau logique en A est " 0 " d'où RAZ des registres à décalage.

La sortie de l'inverseur est " 1 " d'où RAZ des compteurs CNT 1 et CNT 2.

Lorsque C_5 atteint un niveau de charge suffisant la remise à zéro est terminée.

La résistance R_{18} permet le déchargement de C_5 lorsqu'on coupe l'alimentation afin que C_5 soit à nouveau prête à jouer son rôle à la réalimentation suivante.

Valeurs des composants:

$$R_{18} = 130 \text{ K.OHM}$$

$$R_{19} = 10 \text{ K.OHM}$$

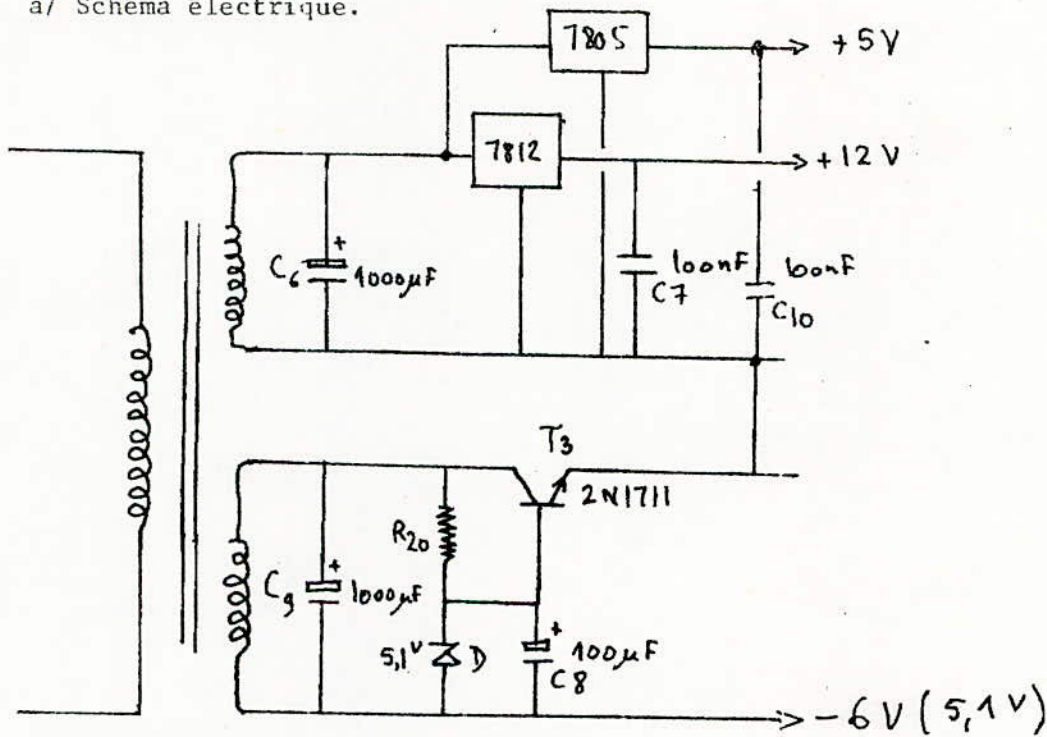
$$C_3 = 100 \text{ UF}$$

5-6 ALIMENTATION

On doit pour alimenter notre maquette disposer de trois tensions, soient:

- 1/ +5 V pour les circuits TTL (650 mA environ)
- 2/ +12 et -6 V pour le UA 710

a/ Schéma électrique.



b/ Fonctionnement:

Tensions positives +5 V, +12 V.

Le pont de diode redresse la tension alternative +12 V fournie par le secondaire du transformateur.

Le condensateur C_6 , chimique de 1000 UF assure un filtrage énergétique.

La tension aux bornes de C_6 est appliquée à l'entrée de deux régulateurs

le 7805 et 7812. On dispose en sortie de ces régulateurs des tensions

+5 V et +12 V. Les deux condensateurs de 100 nF assurent un dernier

filtrage des tensions régulées.

Tension négative -6 V

Le deuxième secondaire fournit une tension alternative +12 V qui est redressée par le pont de diode qui constitue un redresseur double alternance, C_1 assure le filtrage.

La tension disponible aux bornes de C_1 est appliquée à un système régulateur construit autour de T_1 , un 2N 1711 dont le potentiel de base est maintenu à une valeur constante égale au seuil de D, une zener de 5,1 V.

La résistance R_2 qui assure à la fois la polarisation de D et T_1 joue avec C_1 le rôle d'un passe-bas qui réduit encore les variations de tension sur la base de T_1 .

Pour obtenir l'alimentation symétrique (positive et négative) le pôle positif de l'alimentation -6 v est relié au pôle négatif de l'alimentation +5 V et +12 V, ce qui constituera la masse de notre montage.

CHAPITRE VI

GENERATION D'UN SIGNAL PSEUDO-ALEATOIRE

Les expériences effectuées avec notre corrélateur nécessitant l'utilisation d'un générateur de bruit pseudo-aléatoire, nous avons réalisé un montage qui génère une séquence binaire pseudo-aléatoire avec points de contre-réaction réglables.

6-1 PRINCIPE

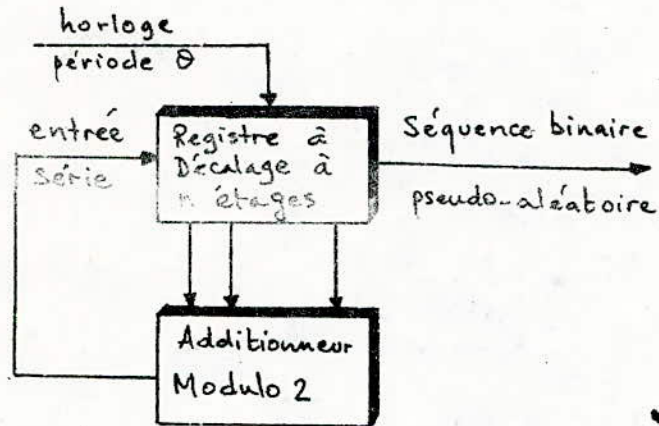


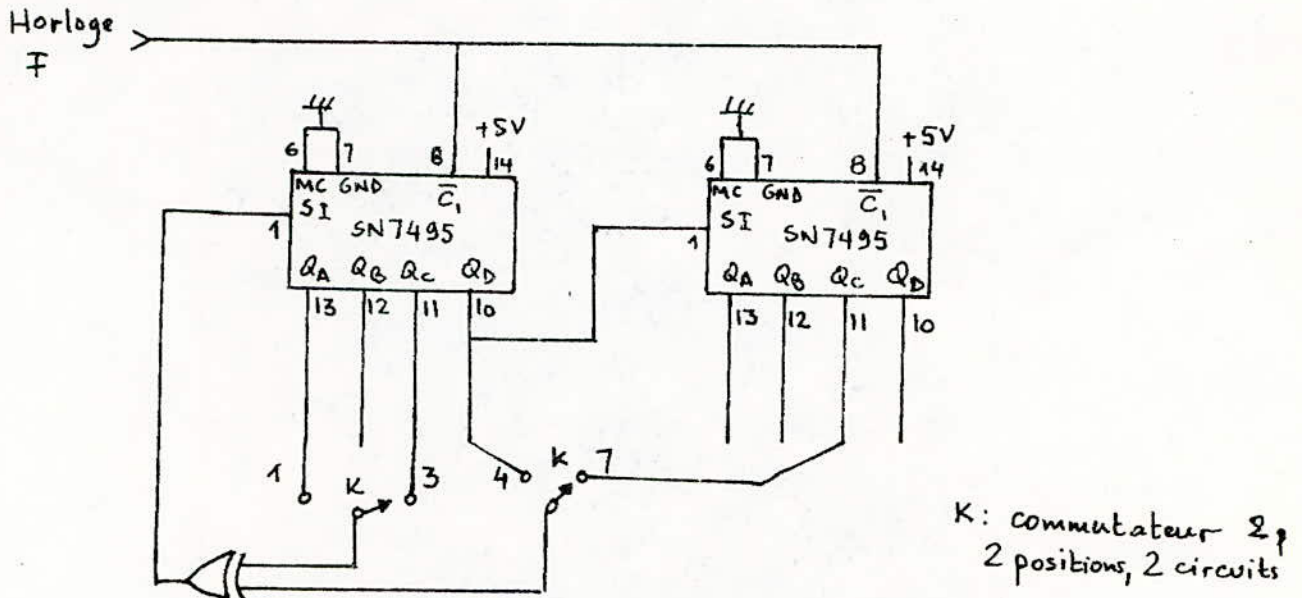
Fig 6-1 : Synoptique d'un générateur de S.P.A.

En attaquant l'entrée série du registre à décalage par le résultat de l'addition modulo 2 des sorties d'un certain nombre d'étages du registre on obtient à la sortie une séquence pseudo-aléatoire (S.P.A.)

Si les contre réactions sont bien choisies, on obtient à la sortie la séquence de longueur maximale soit $T = (2^n - 1)\theta$.

Le choix des points de contre réaction est donné par les polynômes irréductibles de degré $n[2]$.

6-2 REALISATION



position 1,4 : nbre d'etages $n = 4$; contre-réaction 1 et 4.

position 3,7 : nbre d'etages $n = 7$; contre-réaction 3 et 7.

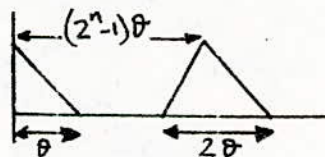
Soit F la fréquence d'horloge :

n : nombre d'etages du registre à décalage.

La fonction d'autocorrélation du signal pseudo-aléatoire ainsi généré est une suite de triangles ayant pour caractéristiques

1/ largeur à la base $\cdot \frac{2}{F} = 2\theta$

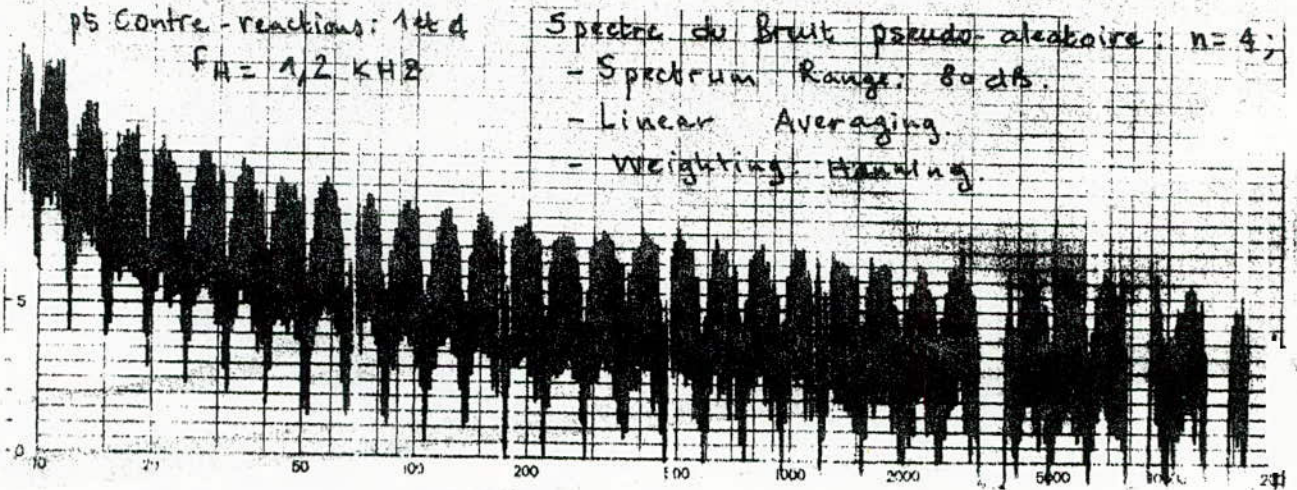
2/ période $T = (2^n - 1)\theta = \frac{N}{F}$. Ou $N = 2^n - 1$



On agit sur l'élargissement du motif par action sur la fréquence d'horloge et en agissant sur le nombre d'etages n du registre à décalage on agit sur le rapport période/largeur.

6-3 SPECTRE DU BRUIT PSEUDO-ALEATOIRE

Le signal d'horloge etant périodique , le spectre du bruit pseudo-aléatoire aura une enveloppe qui se compose de plusieurs lobes de largeur f_H ou f_H : fréquence d'horloge.



La bande passante à -3 dB sera:

$$B = \frac{f_H}{n} \quad n: \text{nombre d'etages}$$

On peut montrer que le bruit pseudo-aléatoire se comporte principalement comme un bruit blanc à bande limitée jusqu'à la fréquence

$$f_b = \frac{f_H}{4n} = \frac{B}{4}$$

CHAPITRE VII

RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les resultats des manipulations que nous présentons, ne représentent qu'une partie des possibilités de notre corrélateur. Nous avons voulu seulement tester le fonctionnement de cet dispositif de corrélation en effectuant des expériences dont le résultat est connu et nous rendre mieux compte de ses avantages, de ses inconvénients et de la précision qu'il convient d'en attendre.

Les principales manipulations que nous avons effectuées sont:

- 1/ Detection d'un signal périodique noyé dans du bruit.
- 2/ Detection d'un signal périodique de période connue noyé dans du bruit.
- 3/ Extraction d'un signal périodique noyé dans du bruit.
- 4/ Mesures des caracteristiques dynamiques.

7-1 DETECTION D'UN SIGNAL PERIODIQUE NOYE DANS DU BRUIT

La detection des signaux noyés dans du bruit constitue l'une des applications fondamentales des corrélateurs.

7 -1-1 Principe

Soit T_1 la période fondamentale inconnue du signal périodique $S(t)$.

Soit $b(t)$ le bruit. Le signal composite disponible est:

$$x(t) = s(t) + b(t). \quad s(t) \text{ et } b(t) \text{ sont centrés.}$$

La fonction d'autocorrélation de $x(t)$ s'écrit:

$$C_{xx}(\theta) = C_{ss}(\theta) + C_{bb}(\theta) + C_{sb}(\theta) + C_{bs}(\theta).$$

En considérant que $s(t)$ et $b(t)$ sont indépendants et selon le chap 2.3

$$\text{on a } C_{sb}(\theta) = C_{bs}(\theta) = 0$$

$$\text{et } C_{bb}(\theta) = 0 \quad \text{pour } |\theta| > \theta_m$$

Soit

$$C_{xx}(\theta) = C_{ss}(\theta) \quad , \quad \text{en pratique on aura: } C_{xx}(\theta) = C_{ss}(\theta) + \xi(\theta)$$

$\xi(\theta)$ depend en grande partie de la constante de temps du filtre passe-bas moyennneur de sortie.

7-1-2 Manipulation

7-2 DETECTION D'UN SIGNAL PERIODIQUE DE PERIODE CONNUE NOYE DANS DU BRUIT

7-2-1 Principe

Soit T_1 la période fondamentale connue du signal périodique $s(t)$.

Soit $x(t) = s(t) + b(t)$ ou $b(t)$ est le bruit.

Considérant un signal auxiliaire $m(t)$ de période fondamentale T_1 .

L'intercorrélation des signaux $x(t)$ et $m(t)$ donne:

$$C_{xm}(\theta) = C_{sm}(\theta) + C_{bm}(\theta)$$

Puisque $m(t)$ et $b(t)$ sont indépendants $C_{bm}(\theta) = 0$

$$\text{soit } C_{xm}(\theta) = C_{sm}(\theta)$$

Selon les propriétés exposés dans le chap 2.1 C_{xm} est périodique de période fondamentale T_1 .

7-3 EXTRACTION D'UN SIGNAL PERIODIQUE NOYE DANS DU BRUIT

7-3-1 Principe

Soit $x(t)$ le signal composite : $x(t) = s(t) + b(t)$; $s(t)$ de période T_1

Soit la fonction " impulsions périodiques " de période T_1 .

Elle est définie par:

$$\mathbb{1}_{T_1}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT)$$

Elle est nulle sauf pour $t = nT$, n entier.

L'intercorrélation de $x(t)$ et $\mathbb{1}_{T_1}(t)$ donne:

$$C_{x\mathbb{1}}(\theta) = C_{s\mathbb{1}}(\theta) + C_{b\mathbb{1}}(\theta)$$

puisque

$$C_{b\mathbb{1}}(\theta) = 0$$

on aura

$$C_{x\mathbb{1}}(\theta) = C_{s\mathbb{1}}(\theta).$$

On peut démontrer que l'intercorrélation d'une fonction périodique avec une fonction peigne de même période donne pour résultat la fonction elle-même.

Soit $C_{s\mathbb{1}}(\theta) = s(\theta)$ et $C_{x\mathbb{1}}(\theta) = s(\theta)$.

on a donc extrait le signal du bruit.

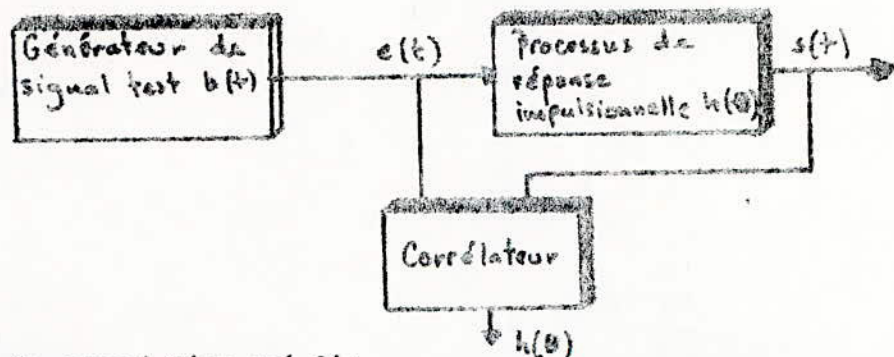
7-3-2 Manipulations

7-4 MESURES DE CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES

(Fonction de transfert, réponse impulsionnelles des systèmes lineaires.)

7-4-1 Principe

Si l'on injecte à l'entrée d'un système linéaire un signal tel que sa fonction d'autocorrélation soit assimilable à une impulsion de dirac. La fonction d'intercorrélation entrée-sortie est la réponse impulsionnelle du système . Sachant que la transformée de laplace de la réponse impulsionnelle est la fonction de transfert du système on a ainsi un moyen rapide d'identifier un processus.



La relation de convolution qui lie

$C_{ee}(\theta)$ et $C_{es}(\theta)$ est:

$$C_{es}(\theta) = C_{ee}(\theta) * h(\theta) \quad * : \text{designe le produit de convolution.}$$

Le signal test $b(t)$ satisfaisant à la condition précédente ,

$C_{es}(\theta)$ est assimilable à une impulsion de Dirac d'où $C_{es}(\theta) = h(\theta)$.

Note: Un signal pseudo-aleatoire dont le principe de génération est exposé au chapitre VI servira de signal de test $b(t)$

7-4-2 Manipulations

CONCLUSION:

L'étude d'un dispositif de corrélation nous a permis de prendre contact avec un domaine assez spécialisé qu'est le traitement du signal.

Quoi que notre travail a surtout été axé sur la réalisation pratique d'un corrélateur à coïncidence de polarité, il n'en demeure pas moins que nous avons eu un aperçu sur les difficultés qui se posent lorsqu'on passe du stade théorique au stade pratique.

N'ayant pu, par manque de temps, explorer toutes les possibilités de notre corrélateur nous souhaiterions que dans les années à venir, les étudiants aient leurs recherches dans les domaines suivants :

- 1^o) Examen des possibilités de détection et d'extraction de signaux acoustiques, biologiques et communication.
- 2^o) Identification de processus.
- 3^o) Simulation du fonctionnement du corrélateur réalisé.
- 4^o) Utilisation d'un ordinateur équipé avec une interface entrée - sortie pour le traitement numérique des signaux.
- 5^o) Estimation des erreurs dans le calcul de la fonction de corrélation.

Ces quelques points ne sont nullement limitatifs et il importe à l'utilisateur intéressé de développer davantage ce sujet.

Pour faciliter le travail futur nous avons prévu plusieurs

options dont l'adjonction d'une deuxième carte secondaire portant le nombre de points de corrélation de 64 à 128 points.

Il est clair que la technologie actuelle en matière de circuits intégrés permet de réaliser ce corrélateur sous forme intégrée. De ce fait, si la possibilité se présentait, notamment par l'acquisition d'un laboratoire de conception de circuits hybrides, on pourra avantageusement remplacer les filtres passe-bas par leur équivalents intégrés.

Finalement, nous souhaiterions que notre réalisation fasse l'objet d'une utilisation intensive.

El Harrach le 15-06-85.

A N N E X E

A-1 LE CIRCUIT INTEGRE SN 74164

Le circuit intégré SN 74164 est un registre à décalage dont le schéma de brochage est le suivant:

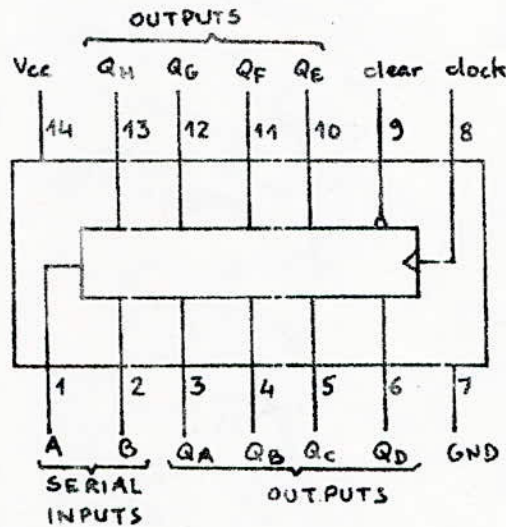


Fig 1 : Brochage du SN 74164

Ce circuit est constitué de huit bascules du type R-S. C'est un registre huit bits entrée série, sortie parallèle. La table des états est la suivante:

INPUTS				OUTPUTS			
CLEAR	CLOCK	A	B	QA	QB	---	QH
L	X	X	X	L	L		L
H	L	X	X	QA ₀	QB ₀		QH ₀
H	↑	H	H	H	QA _n		QB _n
H	↑	L	X	L	QA _n		QB _n
H	↑	X	L	L	QA _n		QB _n

Tableau 1.

H : état haut
L : état bas
X : état indifférent

QA, QB, ..., QH : L'état initial de QA, QB, QH.
QA_n, QB_n : Etat de QA, QB avant le front montant de l'horloge.

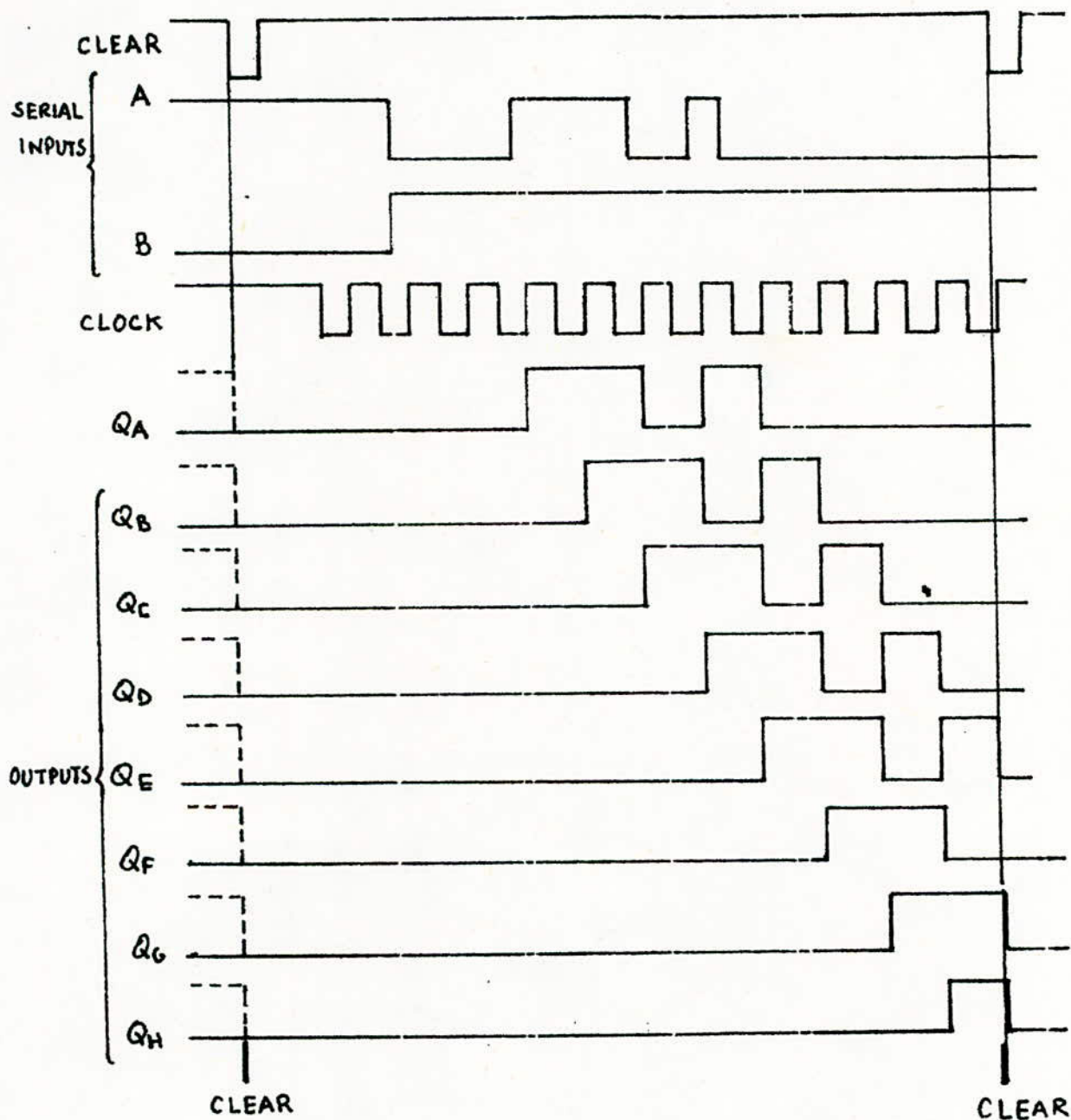


Figure 2: CHRONOGRAMME DE FONCTIONNEMENT SN74164.

A N N E X E

A-2 LES CIRCUITS INTEGRES SN 7490 ET SN 7493

Les circuits intégrés SN 7490 et SN 7493 sont des compteurs dont le schéma de brochage est le suivant:

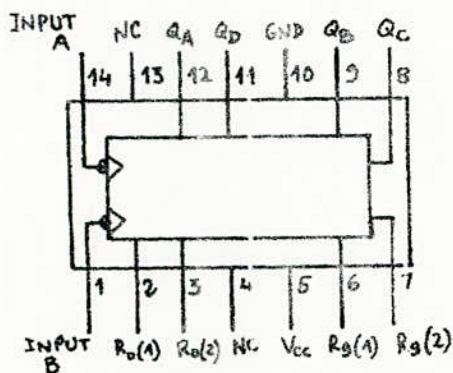


Fig 3 : Brochage du SN 7490

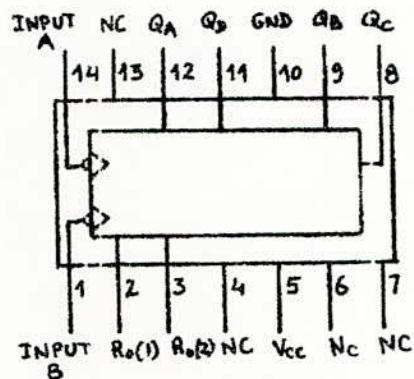


Fig 4 : Brochage du SN 7493

Ces deux circuits sont constitués de quatre bascules en cascade du type J-K.

Les tables des états sont les suivantes:

Tableau 2 :
SN 7490

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
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

Tableau 3 :
SN 7493

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

La table de comptage/RAZ POUR SN 7493 est:

Tableau 4.

RESET INPUTS		OUTPUT			
R ₀ (1)	R ₀ (2)	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
H	H	L	L	L	L
L	X	COUNT			
X	L	COUNT			

Une division de fréquence par dix peut être obtenu en utilisant le SN 7490.

On connecte la sortie Q_D à l'entrée A et on applique le signal à diviser à l'entrée E, la sortie sera Q_A.

A-4 LE CIRCUIT INTEGRE NE 555

Le circuit intégré NE 555 peut être utilisé comme monostable, astable,..
En montage astable, la fréquence du signal de sortie et le rapport
cyclique sont control s par deux résistances extérieures et une capacité.
De plus, il est capable de fournir, en sortie, un courant atteignant
200 mA.

Il peut donc attaquer les circuit TTL.

Le brochage est le suivant:

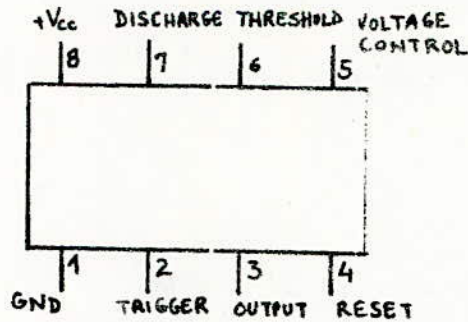


Fig 5 : Brochage du NE 555.

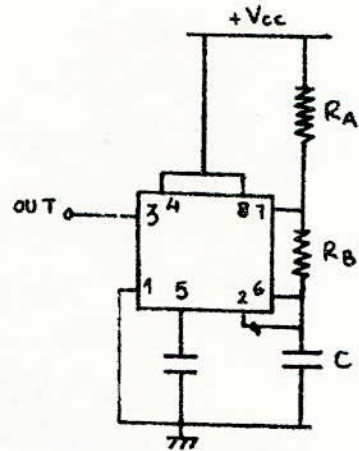


Fig 6 : Montage en astable.

Le temps de charge de la capacité est donné par:

$$t_1 = 0,693 (R_A + R_B) . C$$

Le temps de décharge est donné par:

$$t_2 = 0,693 . R_B . C$$

La periode est : $T = t_1 + t_2 = 0,693 (R_A + 2R_B) . C$

Le rapport cyclique est donné par: $n = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B}$

A N N E X E

A-3 LE CIRCUIT INTEGRE MC 710

Le circuit intégré MC 710 est un comparateur à très grande vitesse.
Ce circuit a une entrée différentielle et une sortie unique.
Les sortie sont compatibles TTL.

Le brochage est le suivant:

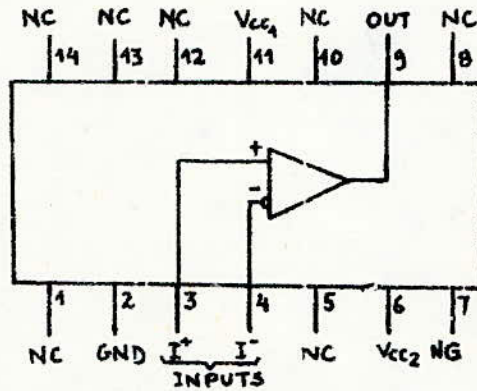


Fig 7 : Brochage du MC 710

V_{cc1} max : +14 Volts.

V_{cc2} max : -7 Volts.

Tention d'entrée différentielle max : \pm 5 Volts.

A N N E X E

A-5 LE CIRCUIT INTEGRE CD 4051

Le circuit intégré CD 4051 est un multiplexeur- démultiplexeur avec entrées de controle digitales ayant une très faible resistance à l'etat " ON " et une très grande resistance à l'etat " OFF ". Le CD 4051 est essentiellement un switch à huit voies. Il possède une entrée d'inhibition.

Le brochage est le suivant:

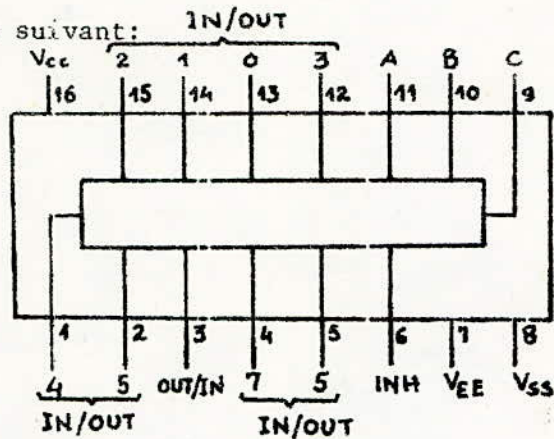
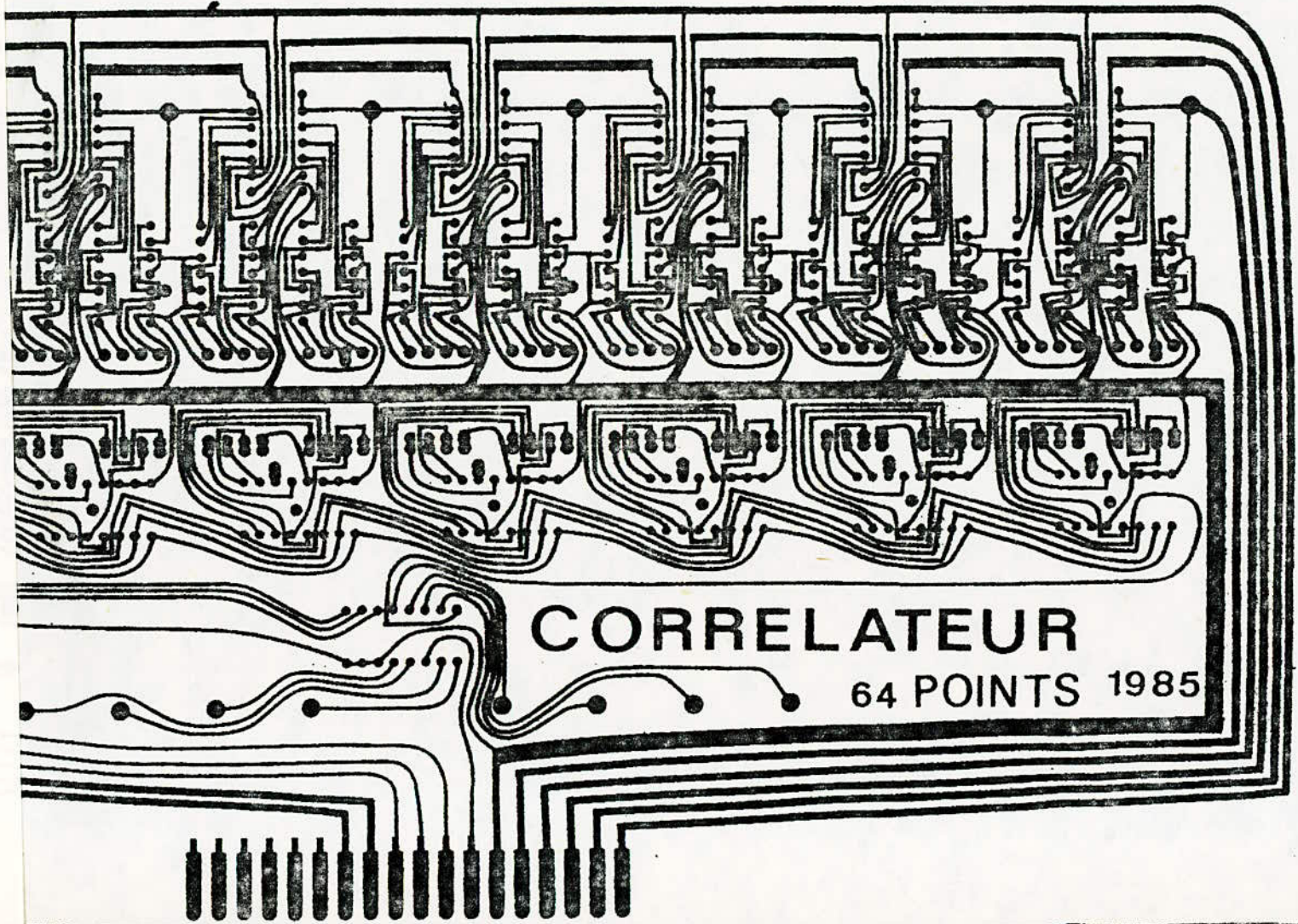


Fig 8 : Brochage du CD 4051

Circuit Imprimé n°2: Carte Secondaire.

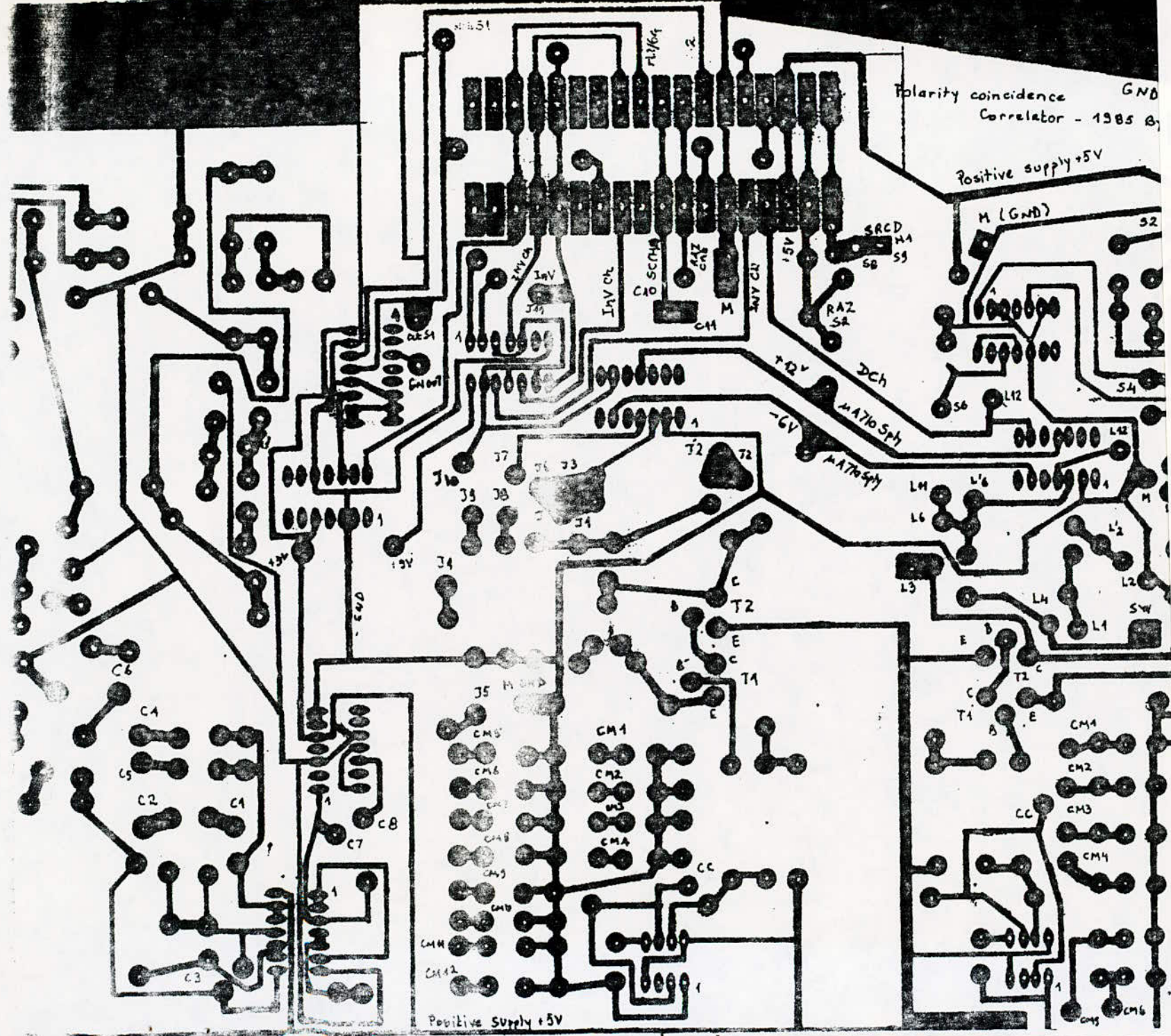


Polarity coincidence Correlator - 1985 B

Positive supply +5V

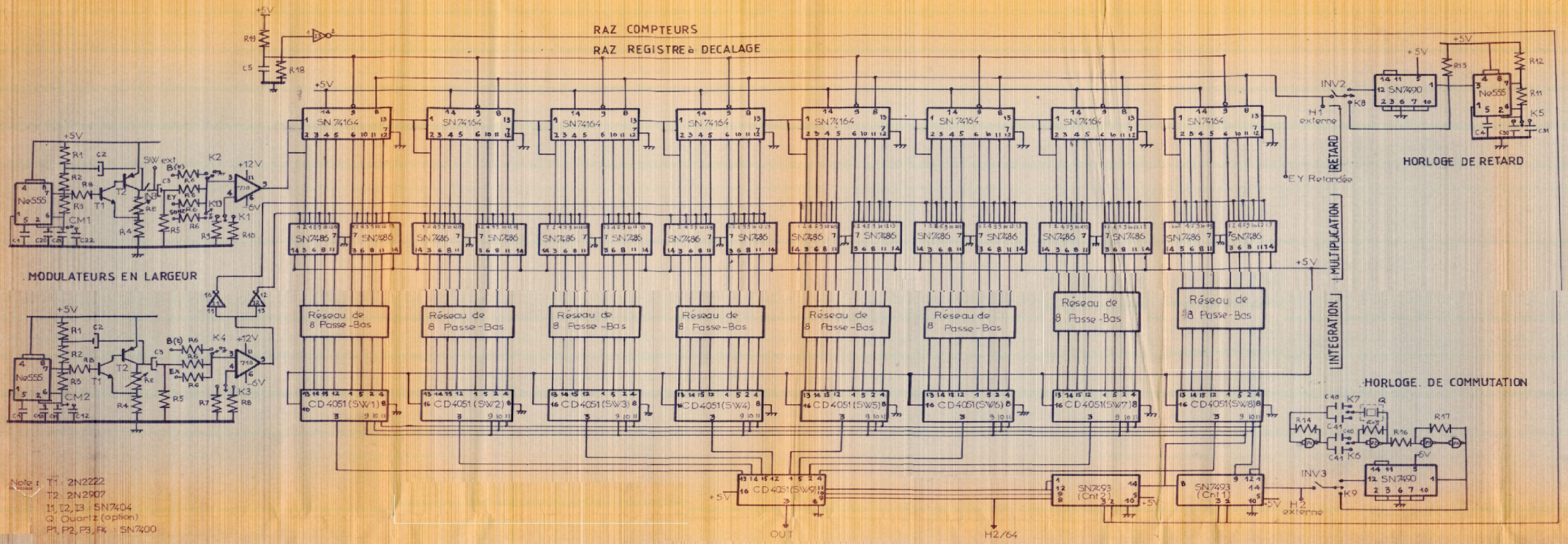
M (GND)

Positive supply +5V



BIBLIOGRAPHIE:

- [1] SPATARU: Théorie de la transmission de l'information. TI
MASSON
- [2] J-MAX : Methodes et techniques de traitement du signal TI,II
MASSON
- [3] LEE : Statistical theory of information. Jhon wiley and sons.
- [4] TTL Data Book . NATIONAL
- [5] Linear Data Book. NATIONAL
- [6] ONDE ELECTRIQUE : Octobre 1966.



Note :
 T1 : 2N2222
 T2 : 2N2907
 I1, I2, I3 : SN7404
 Q : Quartz (option)
 P1, P2, P3, P4 : SN7400

