

وزارة التعليم و البحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

2000

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة-التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

Réalisation et mise au point d'un
générateur programmable de signaux
pseudo . aléatoires

Proposé par :

D. BERKANI

Etudié par :

F. ABDELLANI
R. SEHAB

Dirigé par :

D. BERKANI

PROMOTION : JUIN 86

DEDICACES

- A mes très chers père et mère ; pour leur dévouement et tous leurs sacrifices.
- A mes frères et soeurs
- A mon oncle KADDOUR Mohammed, sa femme et ses enfants.
- A Saïda KHOBZI , Habiba KEHAL , Samia MAKHLOUF et Houria HAMDI
- A B. ZINEB, B. NAIMA, H. ZOHRA, B. ZOHRA, H. LATIFA, S. ZINEB, D. SABAH et S. KHADIDJA.
- A tous mes amis.

M. ABDELLANI

- A mes parents
- A mes frères et soeurs
- A toute ma famille
- A HASSEN ZINEB et Mme. L. HAMAMI
- A tous mes amis.

R. SEHAB.

REMERCIEMENTS

Nous remercions vivement notre Promoteur M^r D. BERKANI
Chef de Département d'Electronique à l'E N P, pour son
aide remarquable.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à
M R. SAADOUN pour toute l'aide qu'il nous a apportée.

Nos remerciements vont aussi à M^e BESSALLAH du C E N
qui grâce à son aide nous a épargné les problèmes du ma-
tériel.

Que M^r BELKACEM DJILLALI et son équipe de l'E N S I
veuillent bien trouver ici le témoignage de notre sin-
cère gratitude.

Il nous est bien agréable de remercier toute l'équipe
du CNERIB ; spécialement M^r MEZIANE MOKHTAR, pour leur
accueil chaleureux.

Que M^r et Mme. HAMAMI, M^r AMAR ANSEUR et M^r CHIKHI trou-
vent ici l'expression de nos sincères remerciements.

Toute notre reconnaissance à M^r et Mme. BOUGUERA.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à
notre formation ; trouvent dans ces quelques mots
l'expression de notre profonde gratitude.

S O M M A I R E

I - GRANDEURS STOCHASTIQUES

- I-1. Caractéristiques principales
- I-2. Processus aléatoire
- I-3. Correlation.

II - B R U I T

- II-1. Différents types de bruit
- II-2. Densité spectrale énergétique.

III - SEQUENCES PSEUDO-ALEATOIRES

- III-1. Génération d'une S B P A
- III-2. Séquence de longueur maximale
- III-3. Fonction d'auto-correlation
- III-4. Densité spectrale
- III-5. G S P A
 - 1 - G S P A simple
 - 2 - G S P A multi registres
 - 3 - G S P A à étages variables
 - 4 - G S P A commandé.

IV - ETUDE ET REALISATION

V - MISE AU POINT

- CONCLUSION

INTRODUCTION

Traditionnellement, la maintenance des dispositifs numériques consiste à faire un échange de cartes et à envoyer le module défectueux vers un poste de maintenance. Cela implique entre autres, des frais de stockage, l'utilisateur devant disposer en permanence d'un certain nombre de cartes de rechange. Par ailleurs, ce système empêche le dépannage de défauts liés au logiciel du système.

L'objet de notre travail est la réalisation d'un générateur de séquences pseudo-aléatoires qui présente une bonne solution à ces problèmes. Ces séquences seront utilisées pour faire le diagnostic des circuits numériques en détectant la panne jusqu'au niveau du composant.

I - GRANDEURS STOCHASTIQUES :

Une variable aléatoire est une fonction réelle définie dans l'espace des épreuves et dont la valeur dépend du hasard, son comportement statistique est décrit par :

- La fonction de répartition $F(x)$
- La densité de probabilité $w(x)$.

I-1. Caractéristiques principales

a) Fonction de répartition :

Elle exprime la probabilité que la variable aléatoire x soit inférieure à une valeur donnée.

$$F(x) = \text{Prob}(X < x)$$

b) Densité de probabilité :

$$W(x) = \frac{d F(x)}{d x}$$

C'est une fonction positive ou nulle

La probabilité $W(x, dx)$ que la variable aléatoire x soit comprise entre x et $x + dx$ est égale, par définition, à $W(x) dx$ ou $W(x)$ étant la densité de probabilité (voir Fig. 1)

La fonction de répartition s'exprime en fonction de $W(x)$ par :

$$F(x) = \int_{-\infty}^x W(x) dx \quad , \quad \int_{-\infty}^{+\infty} W(x) dx = 1.$$

c) Valeur Moyenne :

Désignée aussi par l'espérance mathématique $E(x)$

Elle est définie lorsque elle existe par :

$$E(x) = \bar{x} = \int_{-\infty}^{+\infty} x W(x) dx$$

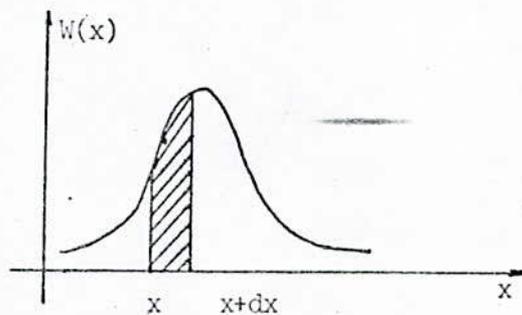


Fig. 1

d) Variance :

C'est l'espérance mathématique de la variable aléatoire centrée

$$\sigma_X^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - E(x))^2 W(x) dx.$$

e) Ecart type :

C'est la racine carrée de la variance :

$$\sigma_X = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} (x - E(x))^2 W(x) dx}$$

Remarque :

La variance et l'écart type caractérisent la dispersion des valeurs de la variable aléatoire autour de la moyenne.

1-2. Processus aléatoire :

Un processus aléatoire $X(t)$ est une fonction aléatoire du temps. C'est en fait un ensemble de fonctions ordinaires du temps $X_k(t)$ où k est un nombre réel quelconque, ayant une certaine probabilité de se réaliser à l'issue d'une expérience (Voir Fig. 2)

L'ensemble peut être des fonctions continues ou à valeurs discrètes. Un processus est caractérisé par ses moyennes statistiques et temporelles.

a) Moyennes statistiques :

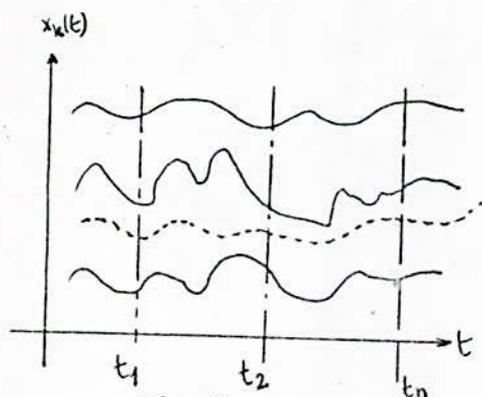


Fig. 2.

On fait la moyenne au sens des probabilités sur l'ensemble des réalisations possibles de $x(t)$ à des instants t_1, t_2, t_n choisies arbitrairement

$$E(x(t)) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n X_k(t)$$

b) Moyennes temporelles :

Les moyennes temporelles de $X(t)$ lorsqu'on considère une durée finie T sont données par :

$$\bar{X}(t) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} X(t) dt \quad \text{où } t_0 : \text{instant d'origine.}$$

c) Ergodicité :

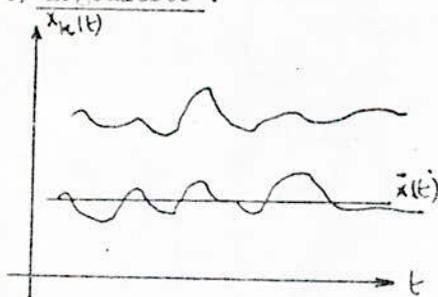


Fig. 3

On conçoit que dans bien des cas, il est préférable de calculer des moyennes temporelles que des moyennes statistiques car en pratique, on n'a pas accès à un grand nombre de réalisations.

Alors, il suffit d'étudier un processus sur une seule réalisation pendant une

durée relativement grande que sur plusieurs réalisations différentes avec des mesures simultanées. Seulement, le problème se pose de savoir si les résultats déduites des deux méthodes ont la même signification.

Alors les processus qui réalisent cette équivalence sont appelées ERGODIQUES. Cependant pour avoir l'égalité entre les moyennes temporelles et statistiques il faut que le temps considéré soit suffisamment long pour que $x(t)$ puisse prendre toutes les valeurs possibles de $X_k(t)$.

Cette caractéristique capitale est une garantie quant à l'utilisation des moyennes temporelles.

d) Stationnarité :

La notion de stationnarité d'un processus aléatoire caractérise la constance de ses propriétés quelque soit le temps.

Dans un nombre de problèmes pratiques, seuls les moments d'ordre 1 et 2 suffisent pour caractériser le processus.

$$C_{XX}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T X(t) \cdot X(t - \tau) dt.$$

Cette propriété permet d'une certaine manière, de prédire le comportement en moyenne des fonctions aléatoires.

I-3. Correlation

Elle exprime la relation, si elle existe, entre deux processus physiques P_x et P_y qui donnent naissance successivement aux fonctions $X_k(t)$ et $Y_k(t)$.

a) Coefficient de corrélation :

Le coefficient de corrélation est défini par :

$$\rho = \overline{X(t) \cdot Y(t)} / \sqrt{\overline{X(t)^2} \cdot \overline{Y(t)^2}}$$

Si $\rho = 1$ $X(t)$ et $Y(t)$ sont totalement corrélées et dans le cas contraire elles ne présentent pas d'énergie d'interaction mutuelle.

b) Fonction de corrélation :

Si on fait la comparaison de deux fonctions $X(t)$ et $Y(t)$ après un décalage τ dans le temps soit $x(t)$ et $Y(t - \tau)$, c'est à dire à des instants différents, on introduit un coefficient de corrélation fonction du décalage qui est donné par :

$$C_{xy}(t, \tau) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n X_k(t) Y_k(t - \tau) = E(x(t) \cdot y(t - \tau))$$

et qui n'est autre que la fonction de corrélation.

c) Auto-correlation

Si l'on compare maintenant dans l'intervalle t_0, t_0+T la fonction $x(t)$ avec elle-même décalée de τ , on aura un moyen de voir en quoi la fonction à un instant donné est influencée par son passé. Ceci donne la possibilité de détecter une périodicité cachée de la fonction.

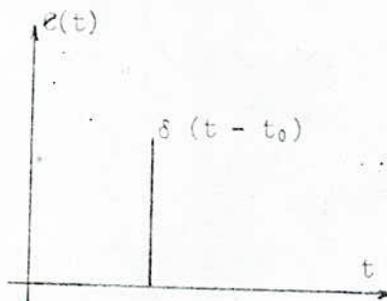
En effet, chaque fois que le décalage τ vaut un nombre entier de fois la période de la fonction, la fonction de corrélation passe par un maximum de ressemblance (comme on le verra plus loin).

$$C(t, \tau) = E(x(t) \cdot x(t - \tau)) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cdot x(t - \tau) dt$$

avec T grande.

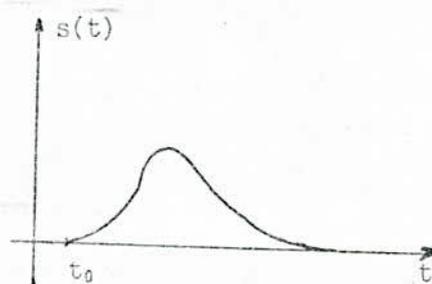
e) Convolution :

La convolution est l'effet que produit un instrument de mesure qui donne d'un phénomène non pas une image nette mais une image floue. Dans l'électronique, une impulsion infiniment brève injectée à l'entrée d'un amplificateur ne donne jamais en sortie une impulsion infiniment brève mais un signal de durée non nulle (Voir Figs. 4a et 4b)



Signal d'entrée

Fig. 4.a



Signal de sortie

Fig. 4.b

La réponse à cette impulsion est appelée réponse impulsionnelle.
Le calcul du signal de sortie est défini par l'intégrale qui donne
l'équation de convolution.

$$S(t) = \int_0^t e(\tau) h(t - \tau) d\tau$$

Elle s'écrit symboliquement :

$$S(t) \equiv e(t) * h(t)$$

$$e(t) \rightarrow \boxed{h(t)} \rightarrow s(t) = e(t) * h(t)$$

L'opération de convolution est distributive, associatrice et commutative.

II - B R U I T S

Avant d'étudier les différents types de bruits, on donne un rappel mathématique sur la transformation de Fourier qui est un outil important dans le traitement du signal.

A - RAPPEL MATHÉMATIQUE

Pour tout signal, il faut connaître les deux représentations suivantes :

$Y = f(t)$ qui est une représentation temporelle et .

$Y = F(f)$ qui est une représentation fréquentielle.

L'importance de la transformation de Fourier c'est qu'elle lie les deux représentations: $f(t) \leftrightarrow F(f)$

La transformée de Fourier d'une fonction $x(t)$ est $X(f)$ avec :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-2j\pi ft} dt$$

$X(f)$ est en général une fonction complexe définie par son spectre d'amplitude et celui de sa phase.

2-1. Quelques propriétés de la transformation de Fourier :

• Opération linéaire :

$$\text{Si } a f(t) \text{ et } g(t) \leftrightarrow G(f) \Rightarrow a f(t) + b g(t) \leftrightarrow a F(f) + b G(f).$$

• Propriété de similitude :

$$x(at) \leftrightarrow X(f/a) \cdot \frac{1}{|a|}$$

* Propriété de translation :

$$x(t) \leftrightarrow x(f) \quad X(t - a) \leftrightarrow e^{-2j\pi a f} X(f)$$

* Dérivation :

$$x(t) \leftrightarrow X(f) \quad \frac{d x(t)}{d t} \leftrightarrow 2j \pi f X(f)$$

A-2. Cas particulier important

A-2.1. Formule de Poisson

$$\text{Si } x(t) \leftrightarrow X(f) \quad \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(n)$$

A-2.2. Distribution de Dirac

$\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac centrée sur $x = 0$, de largeur infiniment étroite et de surface unité.

$$\delta(t) \leftrightarrow 1 \quad \delta(t - t_0) \leftrightarrow e^{-2j\pi f t_0}$$

De la formule de Poisson, on déduit :

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - t_0) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{-2j\pi f t_0}$$

Phénomène aléatoire

On classe dans la catégorie des phénomènes aléatoires dont les lois exactes qui les régissent échappent à l'être humain en raison de leur complexité.

Il existe alors de nombreux phénomènes physiques qui sont soumis aux lois du hasard. Toute fois la théorie de fonctions aléatoires donne le moyen d'approcher la connaissance de ces phénomènes et de calculer leurs conséquences.

II-1. Bruit : ([2] tome I)

Un bruit est reconnu par son caractère aléatoire et considéré comme un signal qui ne comporte aucune composante discrète en fréquence et dont la valeur instantanée varie de manière aléatoire.

Il est défini par sa fonction de corrélation ou son spectre de densité de puissance.

Sa fonction d'auto corrélation est donnée par :—

$$C_{XX}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) x(t - \tau) dt \quad \text{avec}$$

$$C_{XX}(\tau) = C_{XX}(-\tau)$$

La transformée de Fourier est :

$$C_{XX}(\tau) \doteq 2 \int_0^{+\infty} C_{XX}(\tau) \cos 2 \pi f \tau dt .$$

elle est maximale pour $\tau = 0$

et tend vers 0 pour $\tau \rightarrow \infty$

$$|C_{XX}(\tau)| \leq C_{XX}(0)$$

II-1.1. Différents types de bruits :

Le signal bruit possède des propriétés énergétiques telles qu'il a été classé en différents types : Gaussien, blanc, coloré etc....

a) Bruit Gaussien :

Un bruit est dit Gaussien, si sa densité de probabilité suit une distribution gaussienne normale :

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \frac{(x - \mu_x)^2}{\sigma^2}}$$

$f_X(x)$: densité de probabilité du bruit

σ : La variance

μ_x : la moyenne

Une propriété fondamentale des processus gaussiens est de conserver leur caractère gaussien pour toute transformation linéaire.

D'autre part, pour qu'un processus gaussien soit ergodique, il suffit que la densité spectrale énergétique soit une fonction continue.

Pratiquement tout phénomène qui résulte d'un nombre très élevée de causes indépendantes est gaussien.

b) Bruit blanc :

Un bruit blanc est un processus aléatoire dont la densité spectrale énergétique est uniforme. La puissance dans une gamme de fréquence donnée ne dépend pas de la place de cette bande de fréquence sur toute l'étendue possible du spectre.

On dit qu'on est à la présence d'un bruit blanc lorsque toutes les fréquences s'y retrouvent.

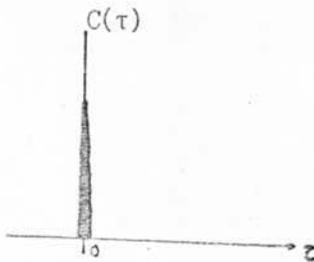
La fonction d'auto-correlation du bruit blanc est une impulsion de Dirac définie par :

$$C(\tau) = \begin{cases} \frac{N_0}{2} \delta(\tau) & \tau = 0 \\ 0 & \tau \neq 0 \end{cases}$$

où N_0 a la dimension d'une énergie.

Son spectre de puissance : $S(f) = T F (C(\tau)) = \frac{N_0}{2}$

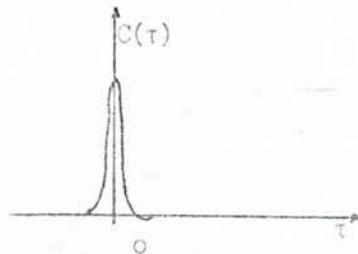
Le terme $\frac{N_0}{2}$ exprime une symétrie du spectre.



c) Bruit coloré :

Un bruit est dit coloré lorsque certaines fréquences sont absentes. Il en est de même pour un bruit dont la densité spectrale n'est pas toujours constante, comme tout système considère filtre les hautes fréquences. Le bruit ne sera pas tout à fait blanc mais plutôt coloré "rosé" par analogie avec la lumière.

La fonction d'auto-correlation n'est plus une impulsion de Dirac mais une courbe étroite

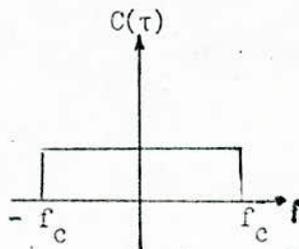


d) Bruit blanc à bande limitée :

C'est un processus idéal dont le spectre de puissance est uniforme jusqu'à une certaine fréquence de coupure f_c au delà de laquelle, il est nul

sa fonction d'auto-correlation est

$$C(\tau) = \frac{N_0 \sin 2 \pi f_c \tau}{2 \pi \tau} = f_c N_0 \frac{\sin 2 \pi f_c \tau}{2 \pi f_c \tau} \quad \tau \neq 0 \quad \frac{k}{2 f_c}$$

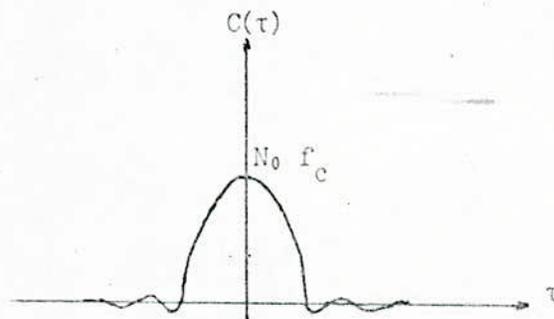


si $\tau \rightarrow 0 \Rightarrow C(\tau) \rightarrow 0$ la valeur moyenne du bruit blanc à bande limitée est nulle, tandis que la puissance moyenne vaut $N_0 f_c$ en effet $C(\tau) \rightarrow N_0 f_c$

car $\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\sin x}{x} \rightarrow 1$

donc $C(0) = N_0 f_c =$ puissance moyenne du bruit blanc à bande limitée

En fait, les bruits à bandes limitées ont un spectre de puissance uniforme dans certaines zones spectrales et décroît continuellement hors de cette zone.



II-2. Densité spectrale énergétique (Théorème de Weirner - Kintchine)

La densité spectrale énergétique ou le spectre de densité de puissance

représente la distribution en fonction de la fréquence, de la puissance moyenne d'un processus,

Elle est notée par $S_{XX}(f)$.

La puissance totale du processus est :

$$C_{XX}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(f) df = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (x(t))^2 dt.$$

Le théorème de Weirner établit que la fonction d'auto corrélation et la densité spectrale sont transformées de Fourier l'une de l'autre.

$$C_{XX}(\tau) \stackrel{\text{F}}{\leftrightarrow} S_{XX}(f)$$

alors :

$$S_{XX}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{XX}(\tau) \cos(2\pi f\tau) d\tau = 2 \int_0^{+\infty} C_{XX}(\tau) \cos(2\pi f\tau) d\tau.$$

avec : $C_{XX}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t - \tau) dt$ pour les signaux à énergie finie

$S_{XX}(f)$ est une densité spectrale énergétique et c'est notre cas.

$$C_{XX}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t - \tau) dt \text{ pour les signaux à énergie finie.}$$

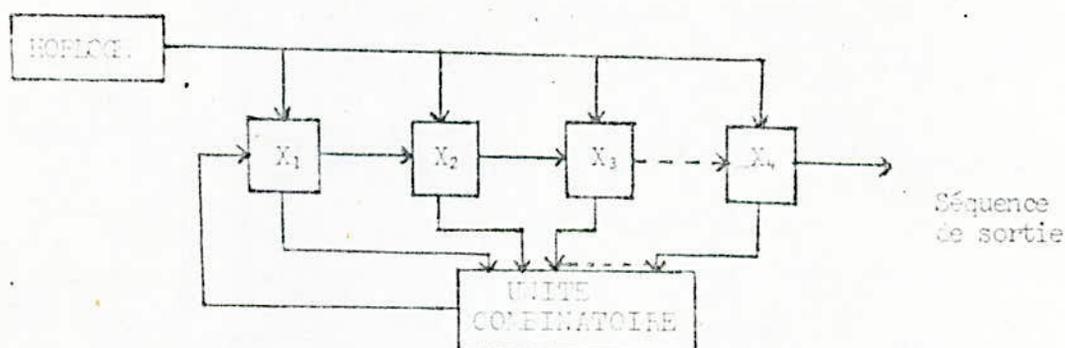
$\Rightarrow S_{XX}(f)$ est une densité spectrale de puissance.

III - SEQUENCE PSEUDO-ALEATOIFE

Une séquence est une suite d'évènements, si elle est pseudo-aléatoire, la suite des évènements peut se déterminer parfaitement à priori, autrement dit elle est créée d'une façon déterministe mais elle apparaît comme aléatoire à un observateur qui ignore la façon dont elle est fabriquée.

III-1. Génération d'une séquence binaire pseudo-aléatoire

Un montage très simple qui permet de générer une suite binaire pseudo-aléatoire de niveau "0" ou "1" comporte un registre à décalage de N digits et une unité combinatoire linéaire qui élabore le signal d'entrée pour la première position du registre. Etant donné que la seule opération logique linéaire est la disjonction (OU EXCLUSIF) ce sera cette opération associée au registre à décalage pour générer la S B P A.



Génération de S B P A

III-2. Séquence de longueur maximale

Le choix des positions qui fournissent les signaux pour la boucle de retour est critique car ceci définira la longueur de la séquence obtenue. La période maximale pour un registre à n positions est de $2^n - 1$, or on est obligé d'avoir cette séquence maximale car en général les séquences non maximales ne

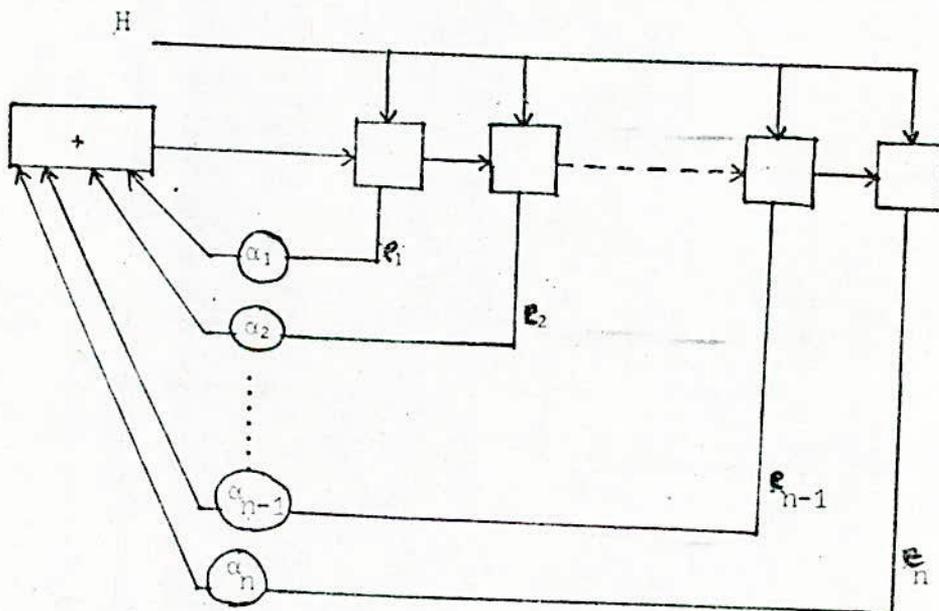
satisfont pas à certaines propriétés de la S B P A (comme on le verra plus loin). De plus la sortie de la dernière bascule doit être toujours prise en compte dans la disjonction sinon on n'atteindra jamais la longueur maximale.

Une S B F A contient 2^n "1" et $2^n - 1$ "0" autrement dit la probabilité des "1" et des "0" est égale environ à $1/2$ pour n assez grand.

$$P(1) = P(0) = 1/2$$

En effet toutes les combinaisons sont obtenues sauf celle qui donne 000...00 qui est évitée car elle donne une sortie constamment nulle.

Considérons le montage suivant :



L'entrée série du montage reçoit un signal obtenu à partir du contenu des N cases. Soit :

$$e_0(K) = \sum_{j=1}^n \oplus \alpha_j e_j(K)$$

$e_j(K)$ étant le contenu de la case de rang j à l'instant K . Le symbole $\Sigma (+)$ indique qu'il s'agit d'une sommation modulo 2. Les α_j sont des coefficients peuvent

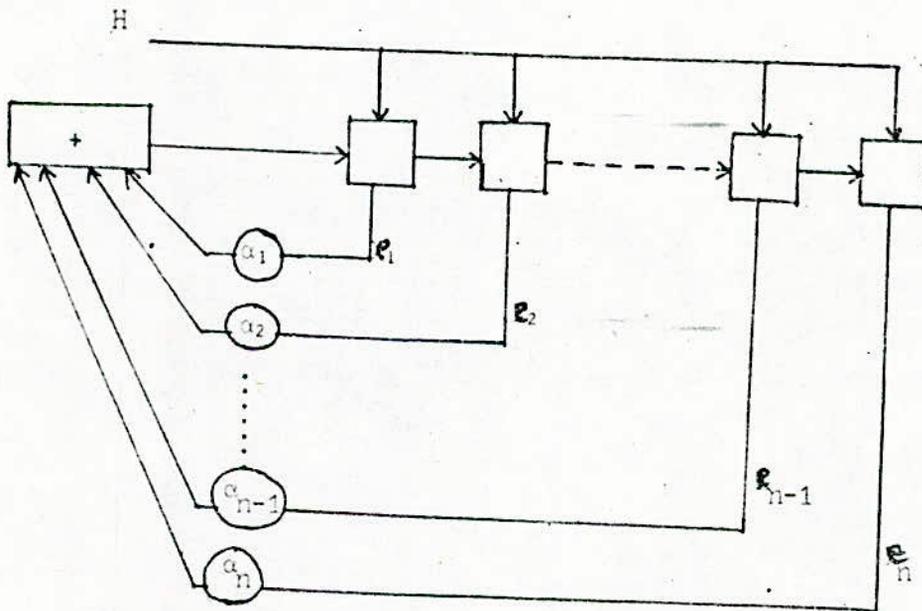
satisfont pas à certaines propriétés de la S B P A (comme on le verra plus loin). De plus la sortie de la dernière bascule doit être toujours prise en compte dans la disjonction sinon on n'atteindra jamais la longueur maximale.

Une S B F A contient 2^n "1" et $2^n - 1$ "0" autrement dit la probabilité des "1" et des "0" est égale environ à 1/2 pour n assez grand.

$$P(1) = P(0) = 1/2$$

En effet toutes les combinaisons sont obtenues sauf celle qui donne 000....00 qui est évitée car elle donne une sortie constamment nulle.

Considérons le montage suivant :



L'entrée série du montage reçoit un signal obtenu à partir du contenu des N cases. Soit :

$$e_0(K) = \sum_{j=1}^n \oplus \alpha_j e_j(K)$$

$e_j(K)$ étant le contenu de la case de rang j à l'instant K. Le symbole $\Sigma (+)$ indique qu'il s'agit d'une sommation modulo 2. Les α_j sont des coefficients pouvant

prendre seulement "0" ou "1". Après le $(K + 1)$ ième coup d'Horloge on peut écrire :

$$\begin{aligned} e_1 (k + 1) &= \alpha_1 e_1 (k) + \alpha_2 e_2 (k) + \dots + \alpha_n e_n (k) \\ e_2 (k + 1) &= e_1 (k) \\ e_3 (k + 1) &= e_2 (k) \\ \vdots \\ e_n (k + 1) &= e_{n-1}(k) \end{aligned}$$

ou sous forme matricielle

$$\begin{pmatrix} e_1 (k + 1) \\ e_2 (k + 1) \\ \vdots \\ e_n (k + 1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \dots & \alpha_n \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e_1 (k) \\ e_2 (k) \\ \vdots \\ e_n (k) \end{pmatrix}$$

c'est à dire :

$$E (k + 1) = A E (k) \tag{1}$$

On montre que ce système est linéaire.

A partir d'un état initial décrit par un vecteur $E(0)$, l'évolution du système (1) est déterminé par les équations :

$$E (1) = A \cdot E(0)$$

$$E (2) = A \cdot E(1) = A^2 E(0)$$

$$E (k) = A^k \cdot E(0)$$

Après un certain nombre d'impulsions d'horloge le même état peut se reproduire.

La périodicité des états est telle que :

$$E (m + U) = E (m) = A^U E(m)$$

qui s'écrit :

$$A^u E(m) = I \cdot E(m)$$

d'où

$$(A^u - I) \cdot E(m) = 0$$

La périodicité est telle que : $A^u = I$

On montre alors que la S B p A générée est de longueur maximale lorsque la périodicité décrite ci-dessus est égale à sa valeur maximale $A^u - 1$.

Ceci est réalisé si certaines conditions sont remplies par les coefficients α_j .

Le polynôme caractéristique de la matrice A est défini par :

$$h(x) = |A - x I| = |A \oplus x I| = \begin{vmatrix} \alpha_1 - x & \alpha_2 & & \alpha_n \\ 1 & -x & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -x & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ \dots & & & & -x \end{vmatrix}$$

En arithmétique modulo 2, l'addition et la soustraction sont identiques, $h(x)$ se développe alors comme :

$$h(x) = x^n \oplus \alpha_1 x^{n-1} \oplus \alpha_2 x^{n-2} \oplus \dots \oplus x^n$$

$$h(x) = x^n \oplus \sum_{j=1}^{j=n-1} \alpha_j x^{n-j} \oplus \alpha_n$$

Pour avoir une séquence de longueur maximale $2^n - 1$, il faut que $h(x)$ soit irréductible et primitif.

Un polynôme est irréductible s'il ne possède pas de polynome diviseur de degré inférieur c'est à dire si $h(x) = n(x) q(x) + r(x)$ et $r(x) = 0$.

Un polynôme de degré n est primitif si la séquence générée correspondante a pour période $2^n - 1$.

La recherche des conditions de bouclage pour obtenir une S E P A de longueur maximale à partir d'un registre de longueur N représente un travail considérable, il existe des tableaux qui fournissent ces conditions, on reproduit ci-dessous les polynômes caractéristiques associées aux principales séquences de longueur maximale pour $n < 40$ au tableau 1.

$\hat{h}(x)$ = étant le polynôme réciproque de $h(x)$ défini comme

$$\hat{h}(x) = x^n h(x).$$

$\hat{h}(x)$ indique les bits de rétroaction à choisir.

III-3. Fonction d'auto-correlation

Ce qui confère une si grande importance aux S E P A cycliques, est la propriété qu'elles ont de répartir au hasard des "0" et des "1" logiques. Or pour définir une distribution régie par les lois du hasard, on utilise la fonction d'auto-correlation. On supposera l'hypothèse de la stationnarité et de l'ergodicité vérifiée, ce qui est toujours dans la pratique.

La fonction d'auto-correlation d'un signal quelconque est :

$$Q_{xx}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) X(t + \tau) dt$$

T étant la période du signal X(t).

Dans le cas d'une séquence binaire synchrone, cette intégrale prend la forme :

$$Q_{xx}(k) = \frac{1}{L} \sum_{j=0}^{L-k} X(j) X(j+k)$$

$$K = 0, 1, 2, \dots, L$$

L = longueur de la séquence.

Il suffit donc pour calculer les valeurs de la fonction d'auto corrélation pour chaque retard, de juxtaposer la suite d'origine et la même suite décalée de $\theta, 2\theta, \dots, 15\theta$ (θ étant le cycle d'horloge) et défectuer la coïncidence bit par bit.

n	$h(X)$	$\tilde{h}(X)$	n	$h(X)$	$\tilde{h}(X)$
2	$X^2 + X + 1$	$1 + X + X^2$	22	$X^{22} + X + 1$	$1 + X^{21} + X^{22}$
3	$X^3 + X + 1$	$1 + X^2 + X^3$	23	$X^{23} + X^5 + 1$	$1 + X^{18} + X^{23}$
4	$X^4 + X + 1$	$1 + X^3 + X^4$	24	$X^{24} + X^4 + X^3 + X + 1$	$1 + X^{20} + X^{21} + X^{23} + X^{24}$
5	$X^5 + X^2 + 1$	$1 + X^3 + X^5$	25	$X^{25} + X^3 + 1$	$1 + X^{22} + X^{25}$
6	$X^6 + X + 1$	$1 + X^5 + X^6$	26	$X^{26} + X^8 + X^7 + X + 1$	$1 + X^{18} + X^{19} + X^{25} + X^{26}$
7	$X^7 + X + 1$	$1 + X^6 + X^7$	27	$X^{27} + X^8 + X^7 + X + 1$	$1 + X^{19} + X^{20} + X^{26} + X^{27}$
8	$X^8 + X^6 + X^5 + X + 1$	$1 + X^2 + X^3 + X^7 + X^8$	28	$X^{28} + X^3 + 1$	$1 + X^{25} + X^{28}$
9	$X^9 + X^4 + 1$	$1 + X^5 + X^9$	29	$X^{29} + X^2 + 1$	$X + X^{27} + X^{29}$
10	$X^{10} + X + 1$	$1 + X^7 + X^{10}$	30	$X^{30} + X^{16} + X^{15} + X + 1$	$1 + X^{14} + X^{15} + X^{29} + X^{30}$
11	$X^{11} + X^2 + 1$	$1 + X^9 + X^{11}$	31	$X^{31} + X^3 + 1$	$1 + X^{28} + X^{31}$
12	$X^{12} + X^7 + X^4 + X^3 + 1$	$1 + X^5 + X^8 + X^9 + X^{12}$	32	$X^{32} + X^{28} + X^{27} + X + 1$	$1 + X^4 + X^5 + X^{31} + X^{32}$
13	$X^{15} + X + X + X + 1$	$1 + X^5 + X^{10} + X^{12} + X^{13}$	33	$X^{33} + X^{13} + 1$	$1 + X^{20} + X^{33}$
14	$X^{14} + X^{12} + X^{11} + X + 1$	$1 + X^2 + X^3 + X^{13} + X^{14}$	34	$X^{34} + X^{15} + X^{14} + X + 1$	$1 + X + X^{20} + X^{33} + X^{34}$
15	$X^{15} + X + 1$	$1 + X^{14} + X^{15}$	35	$X^{35} + X^2 + 1$	$1 + X^{33} + X^{35}$
16	$X^{16} + X^5 + X^3 + X^2 + 1$	$1 + X^{11} + X^{13} + X^{14} + X^{16}$	36	$X^{36} + X^{11} + 1$	$1 + X^{25} + X^{36}$
17	$X^{17} + X^3 + 1$	$1 + X^{14} + X^{17}$	37	$X^{37} + X^{12} + X^{10} + X^2 + 1$	$1 + X^{25} + X^{27} + X^{35} + X^{37}$
18	$X^{18} + X^7 + 1$	$1 + X^{11} + X^{18}$	38	$X^{38} + X^6 + X^5 + X + 1$	$1 + X^{32} + X^{33} + X^{37} + X^{38}$
19	$X^{19} + X^6 + X^5 + X + 1$	$1 + X^{13} + X^{14} + X^{18} + X^{19}$	39	$X^{39} + X^4 + 1$	$1 + X^{35} + X^{39}$
20	$X^{20} + X^3 + 1$	$1 + X^{17} + X^{20}$	40	$X^{40} + X^{21} + X^{19} + X^2 + 1$	$1 + X^{19} + X^{21} + X^{32} + X^{40}$
21	$X^{21} + X^3 + 1$	$1 + X^{19} + X^{21}$			

Tableau 1

Soit la séquence non maximale 111001 engendrée par un registre à décalage de 4 digits.

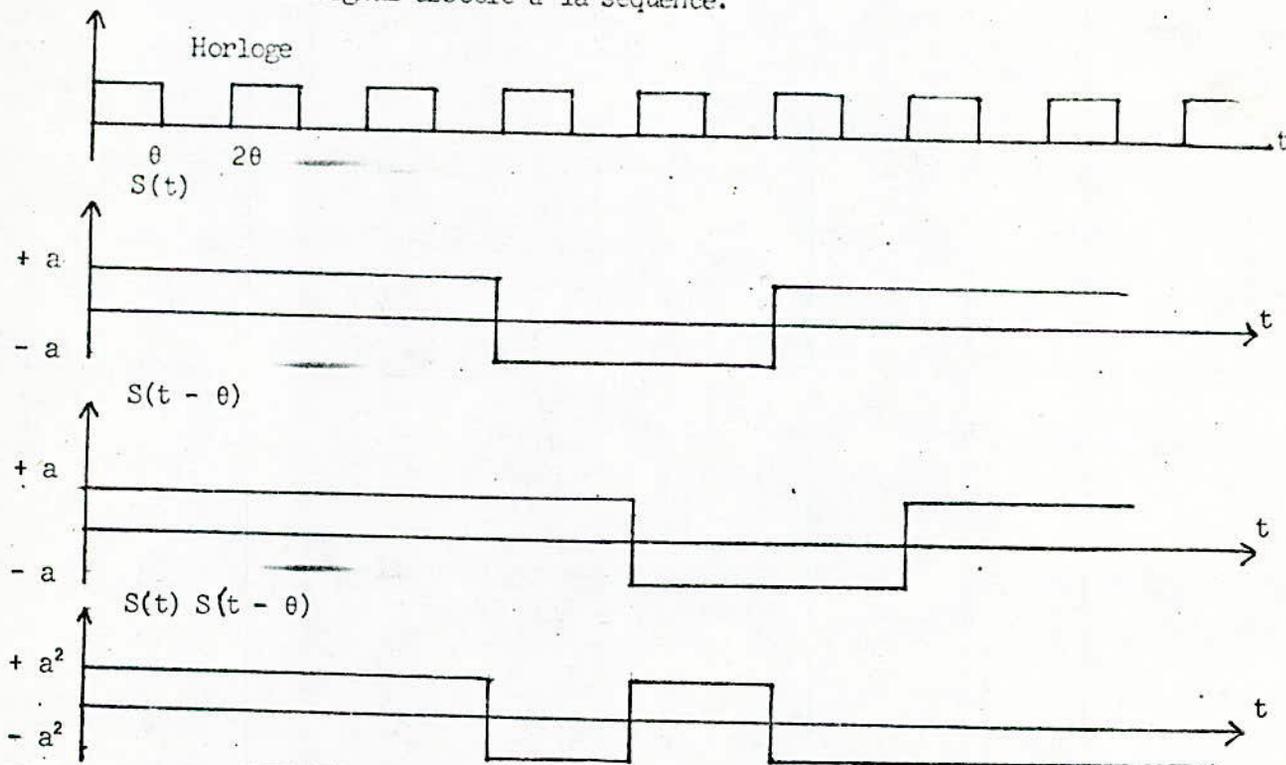
Associés + a au "1" logique et - a au "0" logique et effectuons la coïncidence de la suite d'origine et de la même décalée de θ .

111001	suite d'origine
111100	suite décalée de θ
111010	coïncidence

codons + a² par "1" et - a² par "0" - on obtient ainsi l'opération a \odot b ou \odot représente la coïncidence

$S(t)$	$S(t - \tau)$	$S(t) S(t - \tau)$
- a	- a	+ a ²
- a	+ a	- a ²
+ a	- a	- a ²
+ a	+ a	+ a ²

$S(t)$ étant le signal associé à la séquence.



On démontre que :

$$Q_{XX}(K\theta) = \frac{a^2}{L} (n - p)$$

avec :

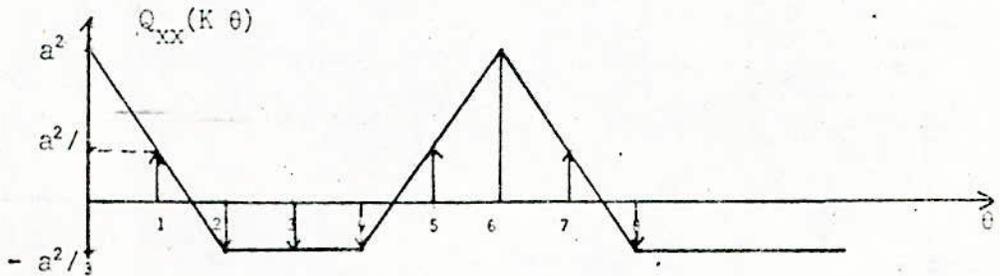
p = nombre de "1"

n = nombre de "0"

L étant la longueur de la séquence.

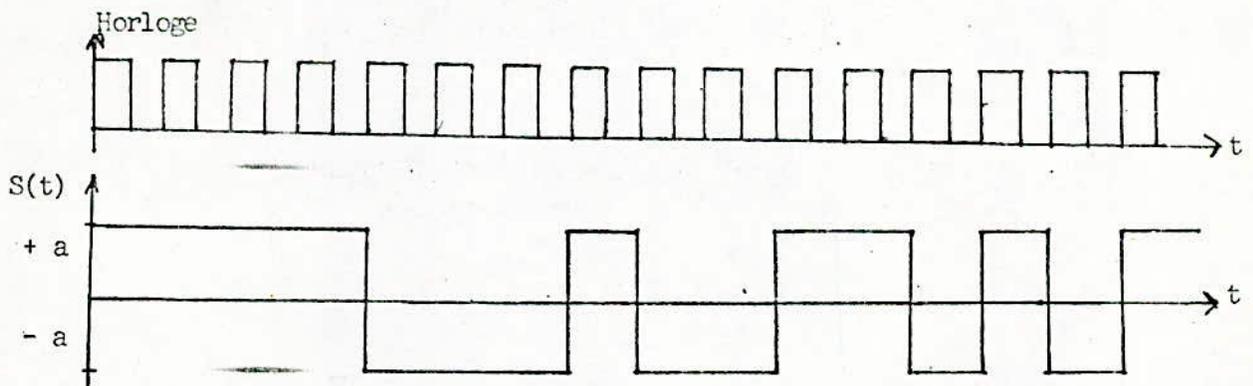
Pour notre cas $k = 1$, $n = 4$ et $p = 2$ ce qui donne $Q_{XX}(\theta) = a^2/3$.

En continuant de même pour $2\theta, \dots, 15\theta$ on obtient la courbe suivante.

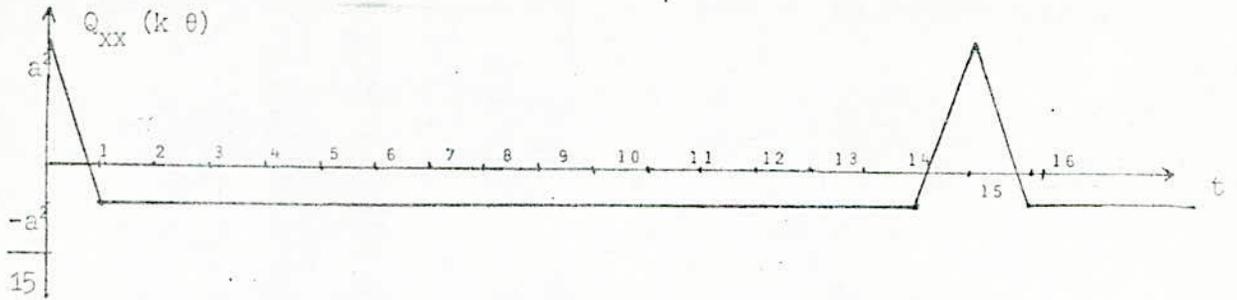


C'est pour un décalage de 2 à 4 θ que la suite décalée a la plus grande ressemblance avec elle-même.

Voici le cas d'une SBPA de longueur maximale 111100010011010
le signal associé est $S(t)$:



corrélé avec lui-même la méthode suivie précédemment permet d'obtenir la courbe suivante :



La S B P A de longueur maximale a une fonction d'auto-correlation constante et voisine de 0 dans tout l'intervalle de la séquence sauf au début de cette séquence où elle a la forme d'une impulsion triangulaire et se rapproche de l'impulsion de Dirac. Elle présente une ressemblance avec le bruit blanc.

Propriétés

La valeur moyenne d'une S B P A de longueur maximale se calcule sur une période comme $E(X) = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L X(j) = a/L$

Pratiquement si L est grand on néglige cette valeur et on considère que la séquence est centrée

$$Q_{XX}(\tau) = \frac{1}{L} \sum X(j) \cdot X(j+k) = \begin{cases} a^2 & \text{si } k = nL \\ -\frac{a^2}{L} & \text{si } k \neq nL \end{cases} \quad n \in \mathbb{N}$$

si l'on cherche la valeur de la fonction d'auto correlation $k\theta < \tau < (k+1)\theta$, 2 cas sont à envisager :

$$k = 0 \quad \text{alors } Q_{XX}(\tau) = a^2 \left(1 - |\tau| \frac{L+1}{L}\right)$$

$$k \neq 0 \quad \text{alors } Q_{XX}(\tau) = -a^2/L.$$

Une S B P A de longueur maximale présente plus d'avantages que celle de longueur non maximale à savoir :

- la valeur moyenne diminue
- la largeur du triangle à l'origine diminue

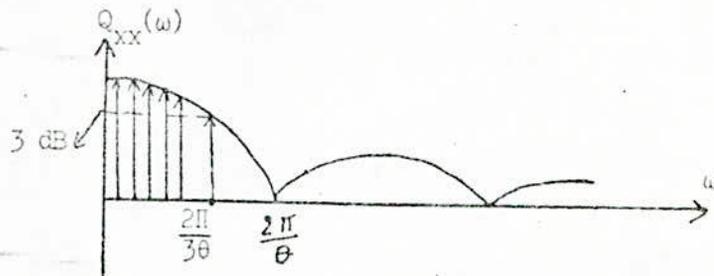
pour plus de détails voir [3]

III.4 Densité spectrale d'une S B P A

Elle est définie par :

$$Q_{XX}(\omega) = 2 \int_0^T Q_{XX}(\tau) \cos \omega \tau d\tau .$$

Pour une S B P A de longueur maximale, elle est représentée par



L'amplitude du spectre décroît de 3 dB pour $\omega = 2\pi/30$.

La constance de la puissance du bruit d'une S B P A et son aspect aléatoire font qu'une application intéressante en serait un générateur de bruit pseudo-aléatoire pour des fréquences allant jusqu'à $1/30$.

On obtient ainsi un bruit qui parce qu'il est périodique présente une densité spectrale de puissance composée de raies espacées de f_H/L avec f_H = fréquence des impulsions d'horloge.

III-5. Différents générateurs de séquences pseudo-aléatoires

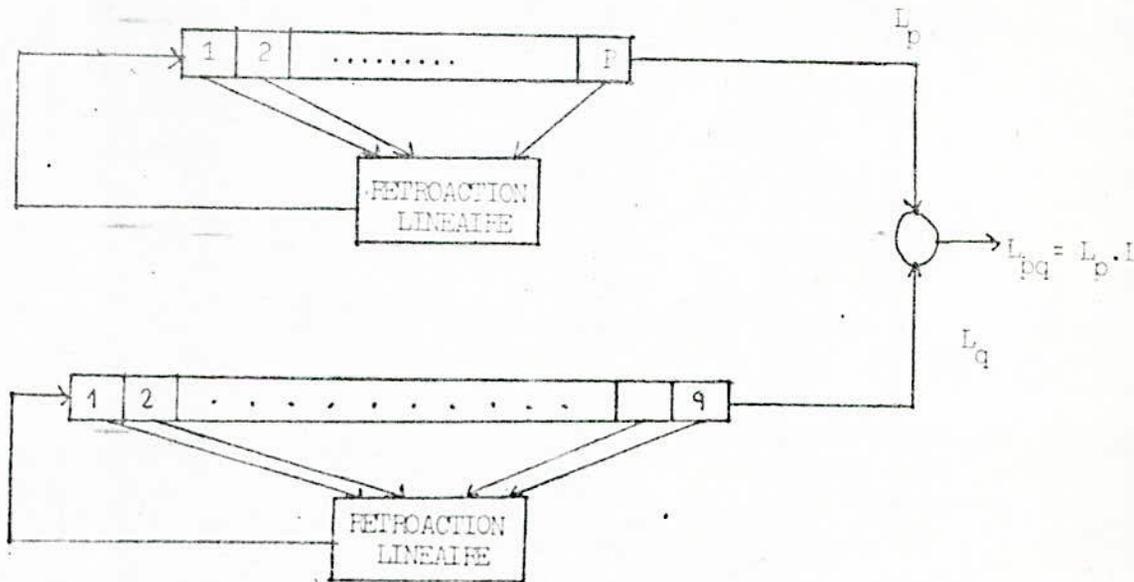
1) G-S-P A simple

Il est identique à celui vu dans la génération des S B P A, le registre à décalage est construit à l'aide de bascules simples, les entrées d'horloge sont reliées entre-elles et la sortie de l'une est connectée à l'entrée de la suivante.

L'élément de rétroaction est réalisé à partir d'une X O R ou plusieurs suivant le nombre de bascules utilisées.

2) Générateur multiregistres

Réalisé à partir de 2 ou plusieurs G S P A simples. Soit la figure suivante.



ce circuit est réalisé à partir de 2 G S P A simples, l'une de longueur L_p et l'autre de longueur L_q .

Si l'on réalise la disjonction des 2 séquences, le résultat est une autre séquence de longueur L_{pq} égale au produit de 2 longueurs soit $L_{pq} = L_p \cdot L_q$.

Si L_p et L_q sont de longueur maximale, alors :

$$L_p = 2^p - 1 \quad L_q = 2^q - 1$$

$$L_{pq} = L_p \cdot L_q = (2^p - 1)(2^q - 1) = 2^{p+q} + 1 - 2^p - 2^q$$

par contre si l'on utilise un seul registre de $p + q$ étages, la longueur maximale sera :

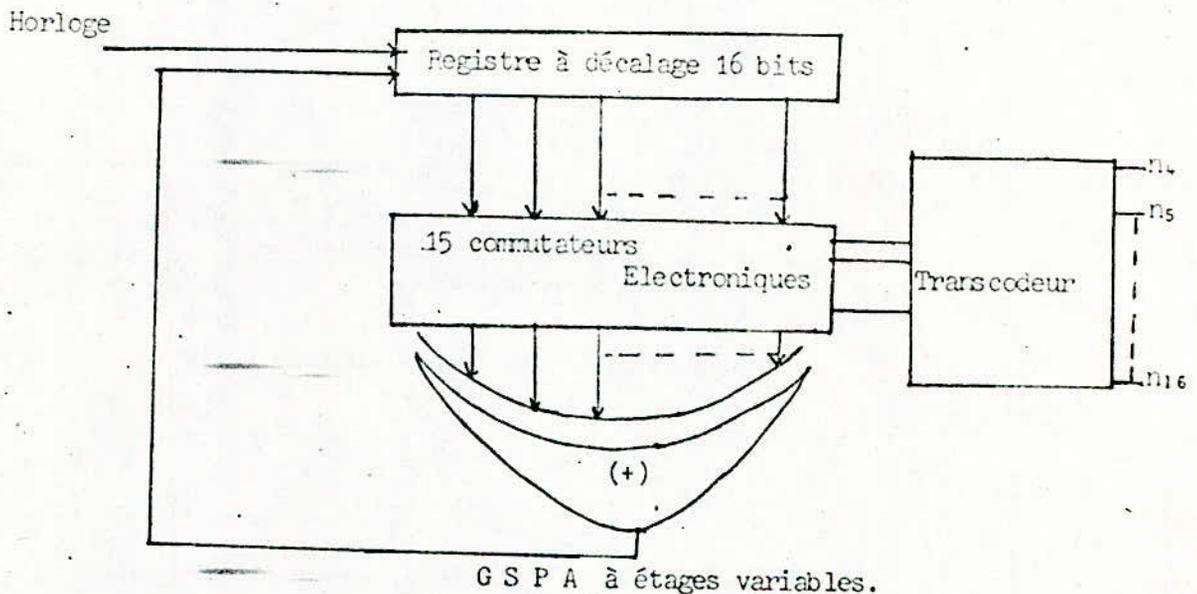
$$L'_{pq} = 2^{p+q} - 1 \quad \text{qui est bien supérieure à } L_{pq}.$$

3) G S P A à étages variables

Ce générateur pulse des séquences de longueur maximale qui peuvent varier selon le nombre utilisé d'étages.

A chaque nombre d'étages, on affecte le polynôme caractéristique dans le but d'obtenir des séquences de longueur maximale.

On donne un exemple de G S P A allant de 4 à 16 étages.



A l'intérieur du commutateur, chaque interrupteur possède une entrée, une sortie et une commande qui le met soit à l'état passant, soit à l'état bloqué.

Pour avoir le schéma du transcodeur, il faut exprimer la sortie en fonction de l'entrée selon le tableau 2.

Pour choisir un générateur de n_1 étages, il suffit de mettre l'entrée du transcodeur correspondant à l'état bas.

Entrée \ Sortie	Sortie															
	C ₂	C ₃	C ₄	C ₅	C ₆	C ₇	C ₈	C ₉	C ₁₀	C ₁₁	C ₁₂	C ₁₃	C ₁₄	C ₁₅	C ₁₆	
n ₄	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
n ₅	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
n ₆	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
n ₇	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
n ₈	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	
n ₉	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	
n ₁₀	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	
n ₁₁	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	
n ₁₂	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	
n ₁₃	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	
n ₁₄	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	
n ₁₅	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	
n ₁₆	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	

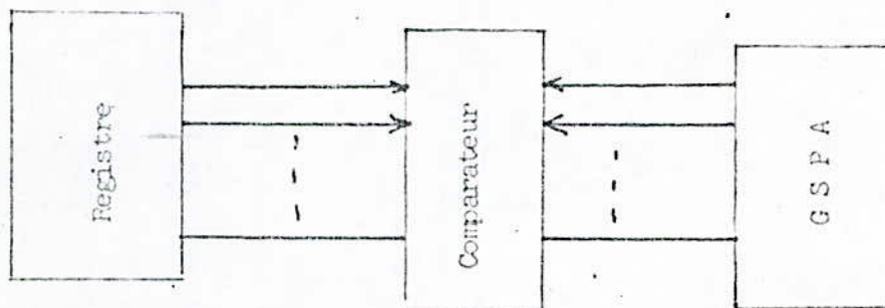
Tableau 2

4) G S P A commandé

Un générateur pseudo-aléatoire génère des séquences dont la probabilité des "1" et des "0" est égale à 1/2. Notre travail consiste à réaliser sur G S P A dans lequel la séquence générée est commandée, c'est à dire que la probabilité des "1" à la sortie est variable selon notre choix.

Principe de base

Le principe de la commandabilité est basé sur un comparateur qui compare le mot venant du G S P A et un autre mot venant d'un registre et ce dernier peut être varié à volonté et nous renseigne sur le nombre de "1" dans la séquence générée, le schéma de principe est comme suit :



Le fonctionnement d'un tel dispositif est résumé dans le tableau (3)

Pour que le nombre de "1" soit bien le mot d'entrée dans la séquence générée, il suffit de réaliser les conditions suivantes :

- Si $A < B$ alors "1" apparaît à la sortie du comparateur
- Si $A > B$ alors "0" apparaît à la sortie du comparateur.

Sortie $A \leq B$

Donnée (B) \ G S P A (A)	0000	0100	1000	1100	1111
1000	0	0	1	1	1
0100	0	1	1	1	1
0010	0	1	1	1	1
1001	0	0	0	1	1
1100	0	0	0	1	1
0110	0	0	1	1	1
1011	0	0	0	1	1
0101	0	0	1	1	1
1010	0	0	0	1	1
1101	0	0	0	0	1
1110	0	0	0	0	1
1111	0	0	0	0	1
0111	0	0	1	1	1
0011	0	1	1	1	1
0001	0	1	1	1	1
Nbr "1"	0	4	8	12	15
P(1)	0	0,2667	0,533	0,8	1

Tableau 3

IV - ETUDE ET REALISATION

Le schéma synoptique est donné en Fig. 4.1, notre générateur est subdivisé en 4 parties :

- G S P A commandée à une seule sortie
- Bloc de synchronisation
- Bloc de sélection
- Bloc de commande

nous joignons un manuel d'utilisation pour tout renseignement concernant les brochages et les tables de vérité des circuits intégrés utilisés.

1) G S P A commandée

Ce générateur est basé sur le même principe que celui vu précédemment.

Le registre à décalage décalage est réalisé par le circuit intégré SN 74 LS 194 et fonctionne avec une fréquence d'horloge de 1 MHz.

Le G S P A seul délivre des séquences qui vérifient $P(0) = P(1) = 1/2$

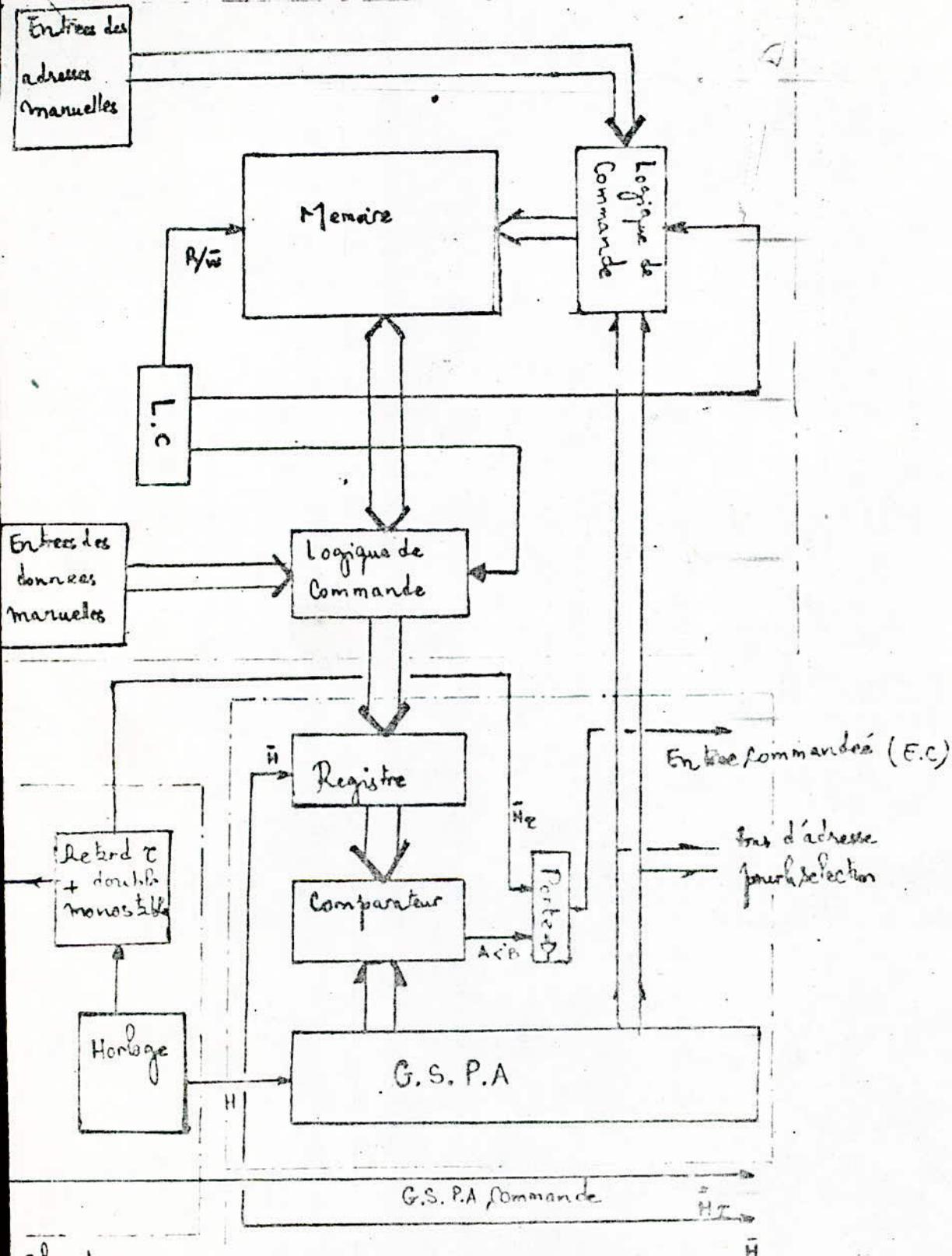
Etant donné qu'on a utilisé 4 boîtiers SN 74 LS 194, la longueur des séquences est de $2^{15} - 1 = 32767$ vu que le dernier bit n'a pas été pris en compte, ceci permet d'avoir une rétroaction à une seule porte OU EXCLUSIF. D'autre part, on n'exploite que 4 bits pour la combinaison et 4 autres pour l'adressage de la R A M et la sélection.

Si $S_0 = 1$ et $S_1 = 0$; on réalise un décalage à droite des registres.

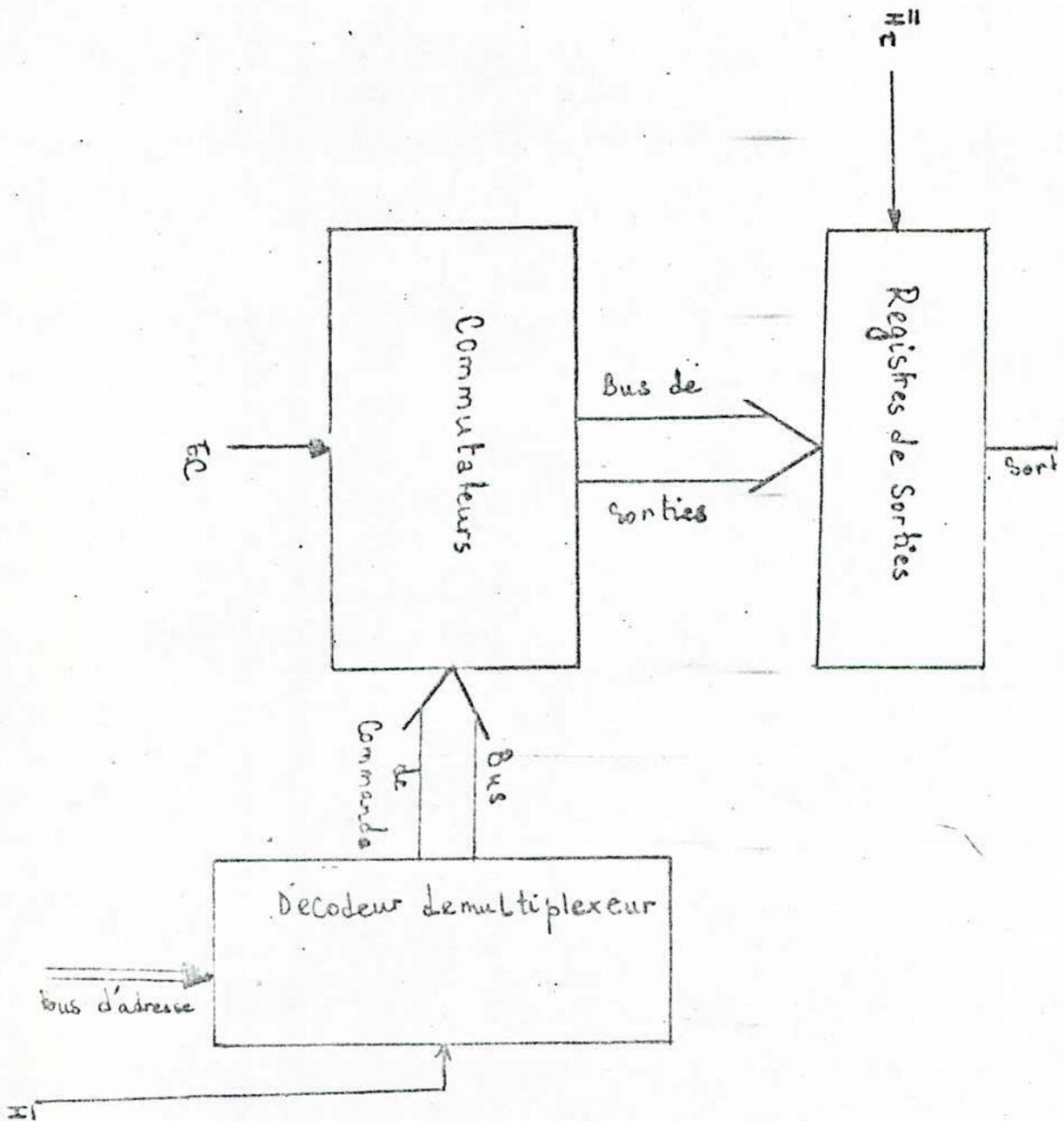
Le comparateur est réalisé à partir du circuit intégré SN 74 LS 85.

Le registre de sortie 4 bits est réalisé à partir du circuit intégré SN 74 LS 75.

Bloc de Commande

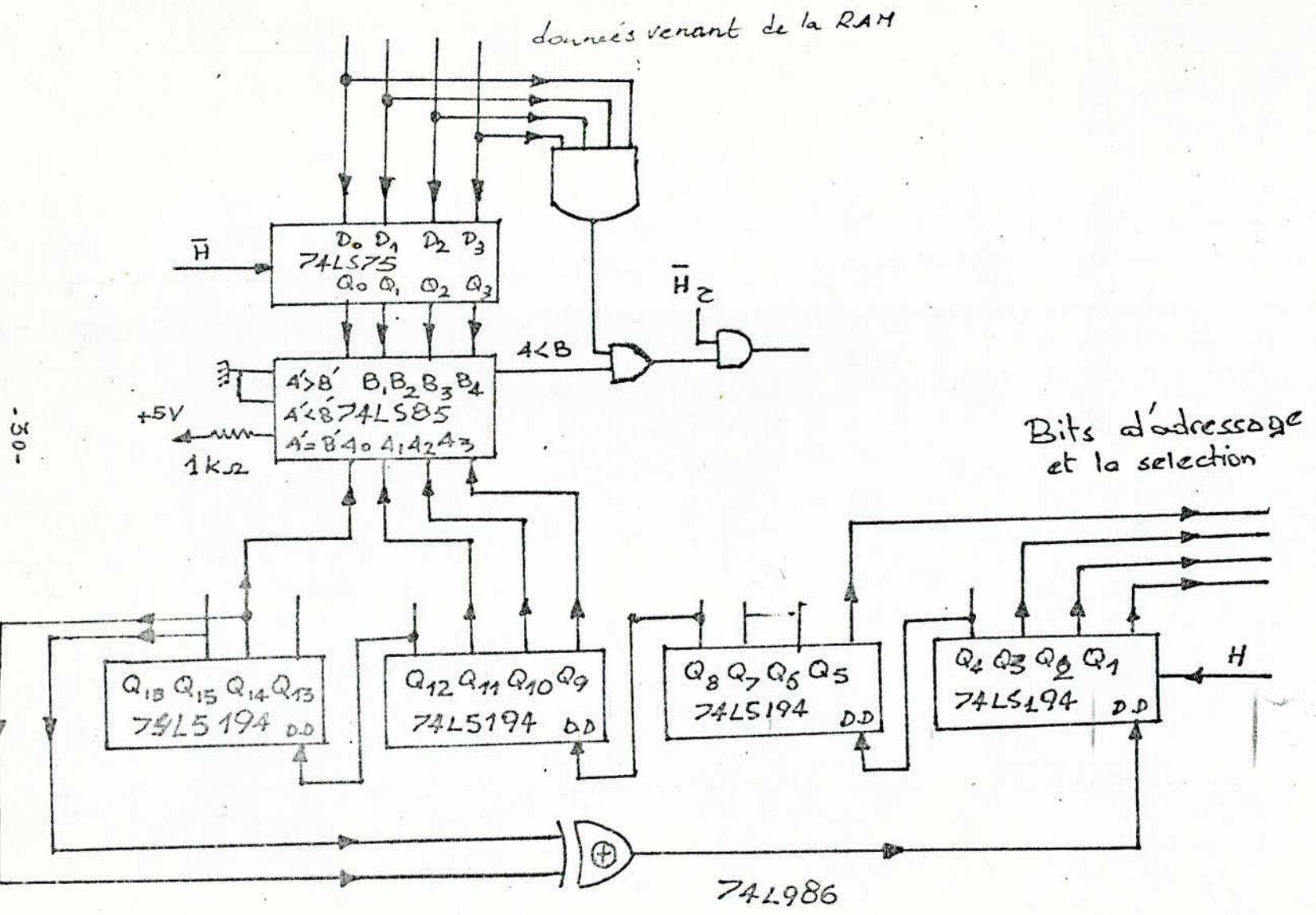


Bloc de synchronisation



Bloc de Selection.

-30-



données venant de la RAM

Bits d'adressage et la selection

fig 4.1

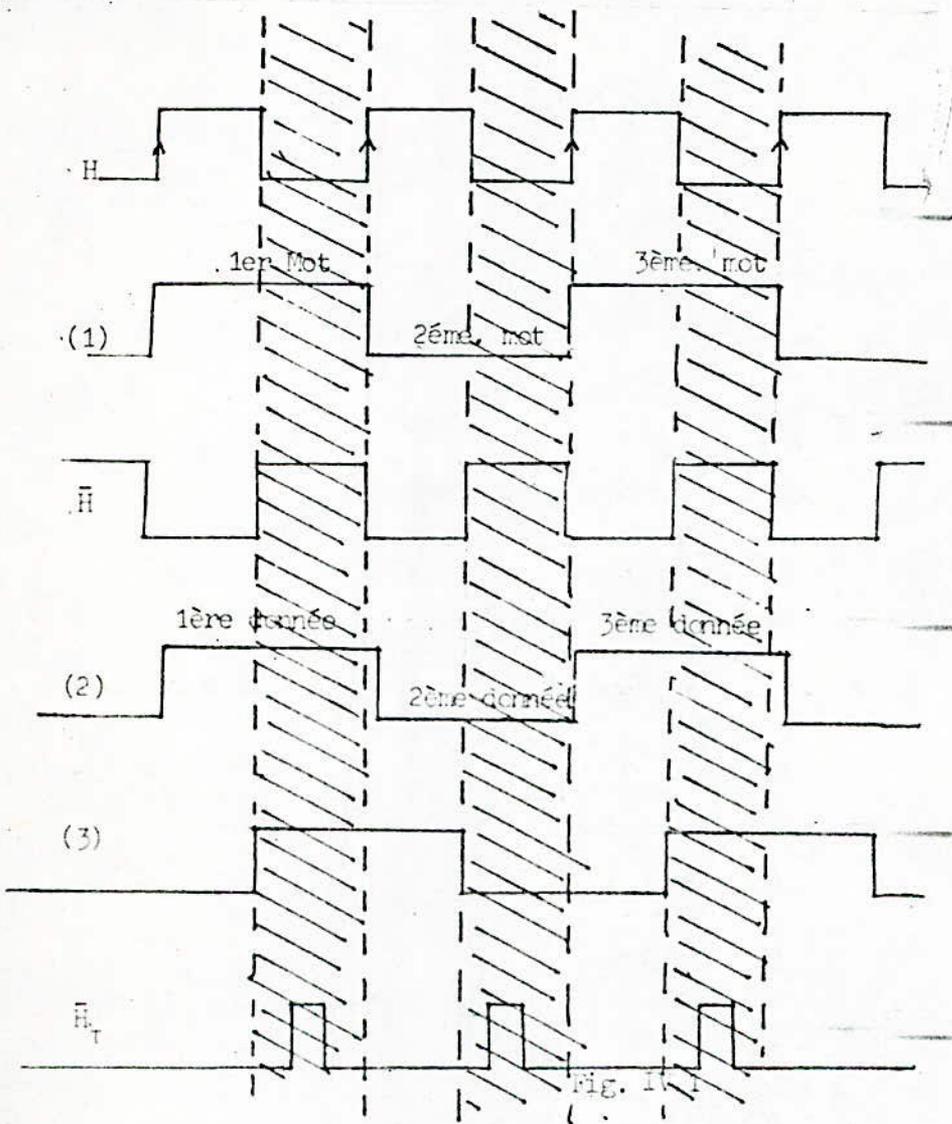


Fig. 1

La zone hachurée est l'intervalle où s'effectue la comparaison

- (1) représente la durée de chaque mot à la sortie du G S P A
- (2) représente la durée de chaque donnée sortant de la mémoire
- (3) représente la durée de chaque donnée à l'entrée du comparateur.

Les niveaux haut et bas de (1), (2) et (3) servent à distinguer 2 mots successifs.

La comparaison s'effectue entre la 1ère donnée venant de la R A M et le 1er mot du G S P A et ceci durant la 2ème alternance du signal d'horloge.

Pour éviter que la comparaison s'effectue d'une façon anormale c'est à dire que la 1ère donnée peut être comparée avec le 2ème mot on crée un autre signal $\bar{H} \tau$ à partir de \bar{H} , qu'on applique à une entrée d'une porte AND dans laquelle l'autre entrée sera la sortie $A < B$ du comparateur et ceci selon les chronogrammes donnés en Fig. (IV.1)

Montrons que si dans une séquence à n bits, on en prend p, la probabilité d'apparition du mot "0" sur celle de n'importe quel autre mot différent de zéro tend vers 1.

Si on prend par exemple un G S P A à 4 bits on aura les combinaisons suivantes :

0001
1000
0100
0010
1001
1100
0110
1011
0101
1010
1101
1110
1111
0111
0011

Dressons un tableau donnant le nombre de mots zéro et des mots différents de zéro en fonction du nombre de bits pris.

Nbr de séquences prises	Apparition du Nbr. "0"	Apparition des mots différents de "0"
4	0	1
3	1	2
2	3	4
1	7	8

Avec un raisonnement analogue on peut généraliser à un G S P A à n bits avec $n > p$

Nbr de bits pris	Apparition du Nbr zéro	Apparition des Nbrs différents de zéro
n	$0 = 2^0 - 1$	$1 = 2^0$
n - 1	$1 = 2^1 - 1$	$2 = 2^1$
n - 2	$3 = 2^2 - 1$	$4 = 2^2$
⋮	⋮	⋮
n - 11	$2047 = 2^{11} - 1$	$2048 = 2^{11}$
⋮	⋮	⋮
n - p	$2^p - 1 = 2^p - 1$	2^p

comme le nombre de séquences p à prendre en considération et suivant le besoin, il faut donc prendre n assez grand pour que le mot zéro apparaisse autant de fois que les autres mots, autrement dit le rapport du nombre d'apparition du mot zéro sur celui de n'importe quel autre mot différent de zéro tend vers l'unité.

On constate qu'on a bien

$$1/2 < 3/4 < 7/8 < \dots < 127/128 \dots < 2^{p-1} < 2^p$$

suivant le nombre d'étages utilisés.

2. Bloc de synchronisation

Réalisé par l'horloge intégré MC 6871 qui délivre des signaux de fréquence 1 MHz à savoir :

- Le signal H (en technologie TTL) appliqué au GSPA
- Le signal \bar{H} (en technologie CMOS) appliqué au décodeur
- Le signal \bar{H} (en technologie CMOS) appliqué au registre 4 bits et au double monostable.

Les signaux $\bar{H} \tau$ et $\bar{H} \tau$ sont réalisés à partir du signal \bar{H} . Pour générer $\bar{H} \tau$, on a besoin à la fois de 2 opérations l'une effectuant le retard, l'autre la réduction du palier. On a choisi pour cela le circuit intégré SN74LS123 qui comprend en fait 2 monostables identiques.

R_1 , P_1 et C_1 ont été choisis de telle sorte que l'impulsion à la sortie se réduise à 100 ns.

R_2 , P_2 et C_2 réduisent le palier du signal $\bar{H} \tau$ à environ 400 ns pour ne pas avoir un chevauchement des 2 informations.

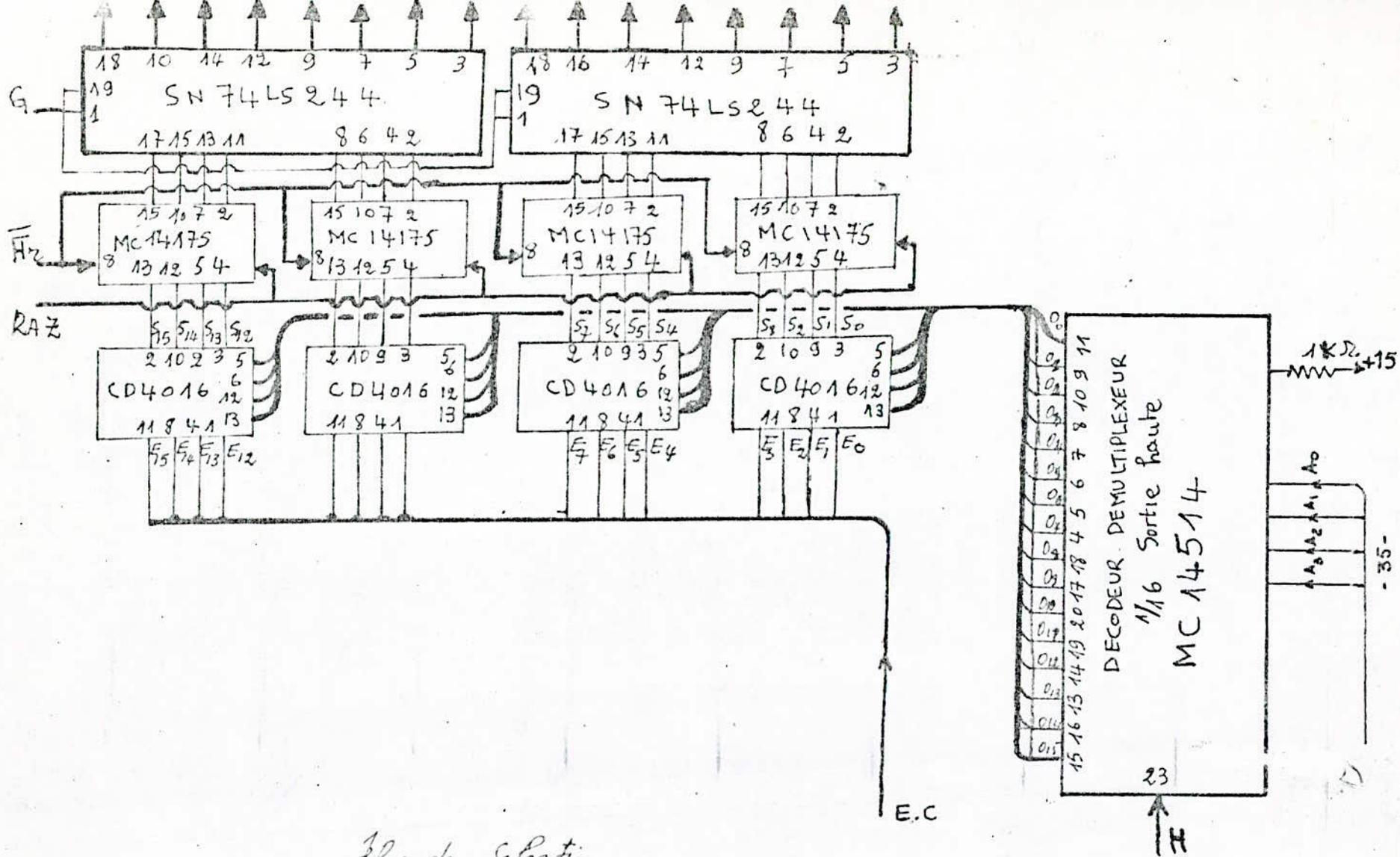
L'ajustage correct se fait à l'aide des potentiomètres P_1 et P_2 .

3. Bloc de sélection

Le bloc permet de sélectionner une sortie parmi 16 selon l'adresse présente à son entrée.

Ce bloc comprend 3 parties :

- Un décodeur démultiplexeur 1/16
- Un commutateur
- Un registre de sortie.

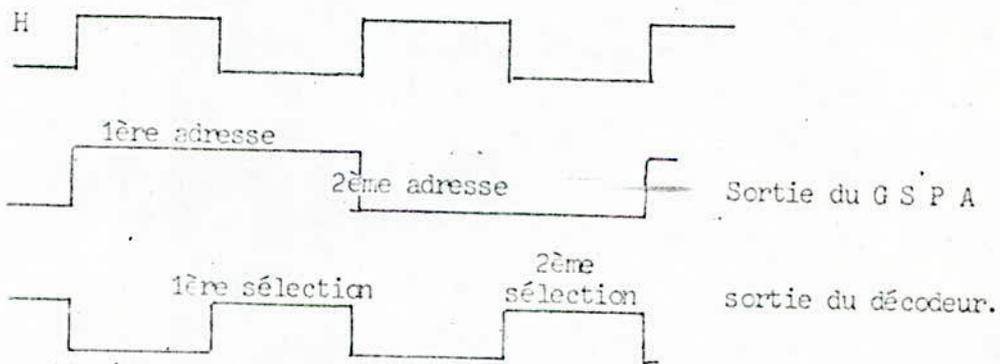


- Bloc de sélection -

Décodeur démultiplexeur

Réalisé à partir du circuit intégré CMOS le MC 14514, il présente l'avantage d'avoir la sortie sélectionnée à l'état haut et les autres à l'état bas conformément à la table de vérité en Fig4.

2 informations arrivent au niveau du commutateur, il faut donc les synchroniser. C'est le signal d'horloge H qui permet de faire fonctionner le décodeur uniquement lorsqu'il est à l'état bas ; comme l'indique la table de vérité ci-dessous.



On voit que cette information sera présente à l'entrée commande du commutateur pendant 1/2 période c'est à dire 500 ns et ceci lorsque H passe de "1" à "0". Parallèlement l'entrée commandée (EC) venant du comparateur se présente elle aussi pendant cet intervalle de temps ; d'où l'on a bien une synchronisation.

Commutateur

Réalisé à partir du circuit intégré CMOS le CD 4016. Ce boîtier contient en fait 4 commutateurs dont chacun possède une entrée, une sortie et une commande d'ouverture ou de fermeture de cet interrupteur électronique. Les commandes sont reliées au décodeur et les entrées sont toutes reliées à l'entrée commandée (EC) figure (1.3). selon l'adresse présente à l'entrée du décodeur, on aura un seul commutateur qui va être fermé, les autres restent ouverts ; et l'information sera récupérée à la sortie correspondante.

Entrées				Sorties																	
E.	A ₀	A ₁	A ₂	A ₃	O ₀	O ₁	O ₂	O ₃	O ₄	O ₅	O ₆	O ₇	O ₈	O ₉	O ₁₀	O ₁₁	O ₁₂	O ₁₃	O ₁₄	O ₁₅	
1	x	x	x	x	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1

Registre de sortie

Il est réalisé à partir du circuit intégré MC 14175. Le signal $\bar{H}t$, attaque l'entrée horloge de ce registre qui garde alors en mémoire chaque mot pendant une période d'horloge.

Vu que le registre de sortie est à technologie CMOS ; chaque sortie est bufférée dans le but d'attaquer plusieurs entrées.

Le buffer utilisé étant le circuit intégré SN74LS244.

Bloc de commande: le schéma de principe est en Fig. IV.4

On distingue 2 types de commande : manuelle et automatique.

Commande manuelle

Elle permet de choisir le ou les probabilités qu'on désire avoir à la sortie.

Etant donné que la longueur du mot est fixée à 4 bits, il nous faut donc une mémoire de 16 mots pour stocker les différentes probabilités. Cette mémoire est réalisée par le circuit intégré MC 6810A, elle possède un bus de données bidirectionnel de taille 128 x 8 bits, pour le réduire à (16 x 4) bits il suffit de mettre à la masse $A_4, A_5, A_6, D_4, D_5, D_6$ et D_7 .

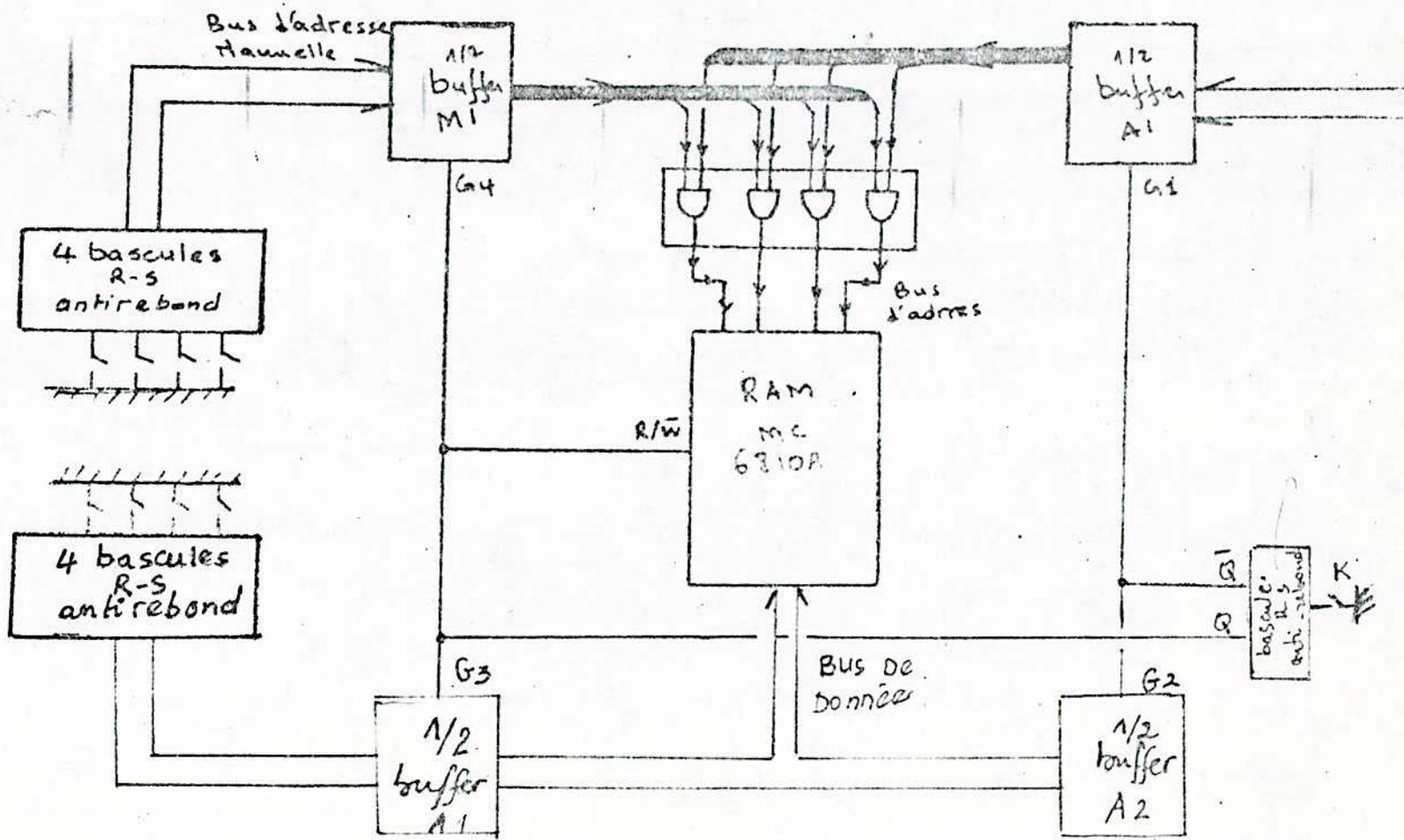
Si $R/\bar{w} = 0$ on obtient le mode écriture qui correspond à la commande manuelle d'où les buffers M_1 et M_2 conduisent par contre les buffers A_1 et A_2 sont à l'état haute impédance. Pour réaliser ceci, il suffit donc d'avoir :

$$R / \bar{w} = G_3 = G_4 = 0$$

et $G_1 = G_2 = 1$

Les entrées G_i permettent de mettre le buffer soit à l'état passant, soit à l'état haute impédance.

fig 4.4.

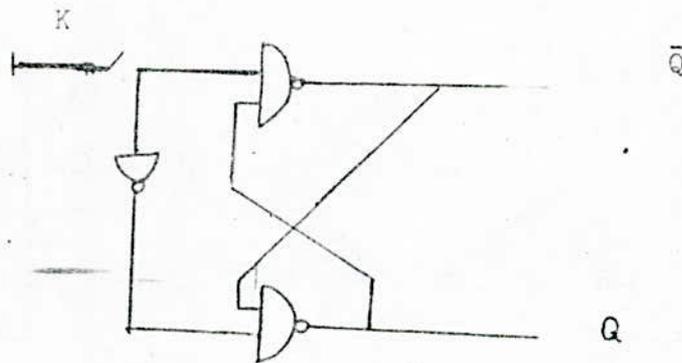


Si $G_i = 0$ le buffer est passant

$G_i' = 1$ le buffer est à haute impédance.

Cette commande peut être faite à l'aide des bascules R-S anti-rebond qui ont pour effet d'éliminer les phénomènes transitoires dus à l'interrupteur, l'entrée des données et l'adressage de la R A M se font également à partir des bascules anti-rebond.

A chaque bit on fait correspondre une bascule R-S. Son schéma électrique est le suivant :



Si k est ouvert $R = 0$, $S = 1$ $\rightarrow Q = 1$ et $\bar{Q} = 0$

k est fermé $R = 1$, $S = 0$ $\rightarrow Q = 0$ et $\bar{Q} = 1$.

Preons $Q = G_1 = G_2$

$\bar{Q} = G_3 = G_4 = R / \bar{w}$

k ouvert correspond au mode manuel, qui permet de stocker les 16 différentes probabilités dans la R A M. Suivant la donnée affectée à l'adresse, on obtient une certaine probabilité au niveau de la sortie commandée correspondante.

Montrons que ces probabilités sont comprises entre 0 et $\frac{1}{16}$.

Etant donné qu'on a utilisé un registre à 16 bits, et qu'on n'en a exploité que 4 pour l'adressage et la sélection, chacune des 16 combinaisons se répète 2^{11} fois (voir tableau du paragraphe IV-1), par conséquent chaque sortie commandée est validée 2^{11} fois sur une période de $2^{15} - 1$ cycles d'horloge.

Le nombre maximum d'apparition de 1 sur une sortie commandée est 2^{11} (cas où la donnée affectée à l'adresse correspondante est 1111). La probabilité d'apparition des 1 est alors $2^{11}/2^{15} = \frac{1}{16}$.

Le minimum du nombre d'apparition de 1, sur 1 sortie commandée est 0 lorsque la donnée 0000 est affectée à son adresse. La probabilité est alors nulle.

Sur une période de $2^{15} - 1$ cycles d'horloge sont obtenues au niveau de l'entrée commandée (EC).

Le tableau 3 nous permet de calculer les probabilités correspondant à chaque donnée.

Prenons par exemple la donnée 1000 ; comparée au 16 différents mots du G S P A , le nombre d'apparition de 1 est 8 et puisque chaque mot se répète 2^{11} fois, la probabilité correspondante est de :

$$\frac{8 \times 2^{11}}{2^{15}} = \frac{8}{16} = 0,5000$$

En continuant de même pour les autres données, on obtient le tableau suivant :

0000	0,0000	1000	0,5000
0001	0,0625	1001	0,5625
0010	0,125	1010	0,625
0011	0,1875	1011	0,6875
0100	0,25	1100	0,7500
0101	0,3225	1101	0,8125
0110	0,385	1110	0,875
0111	0,4375	1111	0,9375

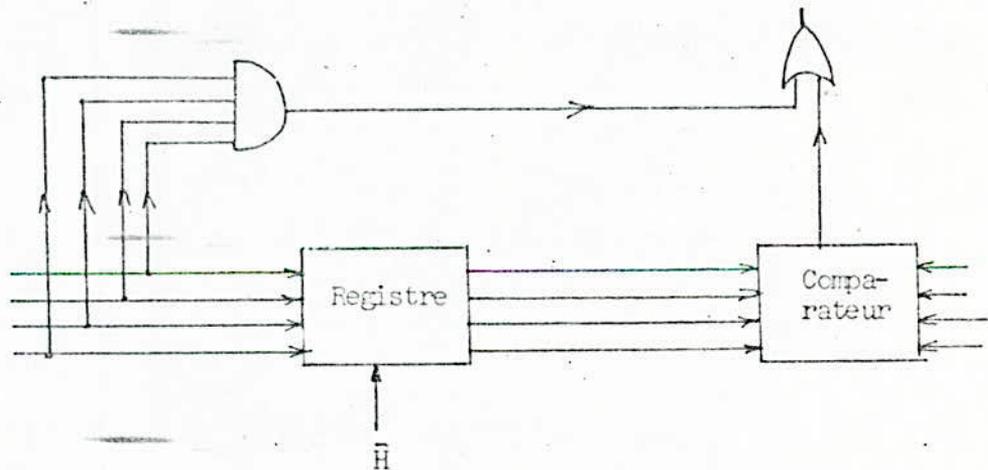
Commande automatique

Correspondant au régime de fonctionnement de notre générateur. Dans ce mode l'entrée R / \bar{w} de la R A M se met à l'état lecture par conséquent les buffers A_1 et A_2 , conduisent, par contre M_1 et M_2 sont à l'état haute impédance, ce qui a pour effet d'interrompre complètement le mode manuel. Le balayage de l'adressage de la mémoire s'opère d'une manière pseudo-aléatoire.

Les 4 portes AND présentent à l'entrée des bits d'adressages ont pour rôle d'éviter de relier deux sorties T T L. (provenant des buffers M_1 et A_1) entre-elles.

On remarque dans le tableau précédent que la probabilité 1 ne figure pas alors que dans la pratique, il est intéressant de l'avoir.

Il suffit donc d'affecter à la donnée 1111 la probabilité 1, pour réaliser ceci on procède comme indiquée à la figure suivante.



La porte AND à quatre entrées détecte la donnée 1111 et quelque soit la sortie du comparateur on aura un "1" à la sortie de la porte OR.

NB : Les probabilités des séquences recueillies au niveau des 16 sorties commandées ne peuvent être calculées théoriquement vu la longueur considérable de la période (32767 cycles d'H), mais elles peuvent être vérifiées par un module de comptage le même principe qu'un fréquencemètre.

basé sur

Chapitre V

V. INTRODUCTION

Les difficultés de production et de contrôle ainsi que la nouveauté des circuits complexes rendent les tests indispensables. Il est nécessaire d'effectuer des contrôles au cours des différentes phases de la vie d'un circuit intégré. On a ainsi notamment des contrôles de production faits en fin de fabrication par le constructeur, des contrôles d'entrée faits par l'utilisateur à la réception des circuits, ou juste ^{avant} leur montage sur les cartes imprimées, des contrôles de maintenance destinés à détecter les défauts dus à une dégradation qui n'apparaît qu'après une certaine période de fonctionnement.

Les causes de défauts sont nombreuses et variées : erreurs de marquage, dérèglages d'appareils de mesures instables, mauvaise programmation... Une autre catégorie de défauts provient des imperfections existant dans l'emploi des méthodes chimiques et physiques d'élaboration des circuits. La plupart de ces défauts sont détectés au niveau du contrôle de production. Certains entraîneront des dégradations qui n'apparaîtront qu'après une certaine période de stockage ou de fonctionnement. C'est pourquoi l'utilisateur devra effectuer des tests d'entrée et de maintenance. Le problème du test des circuits logiques intégrés paraît d'autant plus important qu'il se pose aussi bien aux fabricants qu'aux utilisateurs de tels circuits.

D'une manière générale, un circuit logique est soumis à trois genres de tests :

Les tests paramétriques ont pour but de vérifier les caractéristiques électriques du circuit (tensions, courants, impédances, conditions de charge) ils contrôlent en continu les niveaux ou charges applicables ou obtenus sur les différentes branches du circuit.

Les tests dynamiques indiquent les temps de propagation, les temps de montée ou de descente des signaux et permettent donc de vérifier les temps de réponse et de commutation dans les conditions réelles d'utilisation.

Les tests fonctionnels (ou logiques) ont pour but de vérifier la correspondance du fonctionnement du circuit avec sa table de vérité, indépendamment des temps de réponse.

▼ Mise au point :

Deux problèmes différents, bien que liés, peut être résolu par un test fonctionnel.

1°/ Le problème de la détection

Le test fonctionnel doit permettre de répondre à la question suivante, le circuit ^{ou} test, est-il défectueux ou bon. C'est à dire y'a-t-il un défaut dans le circuit ou non ?

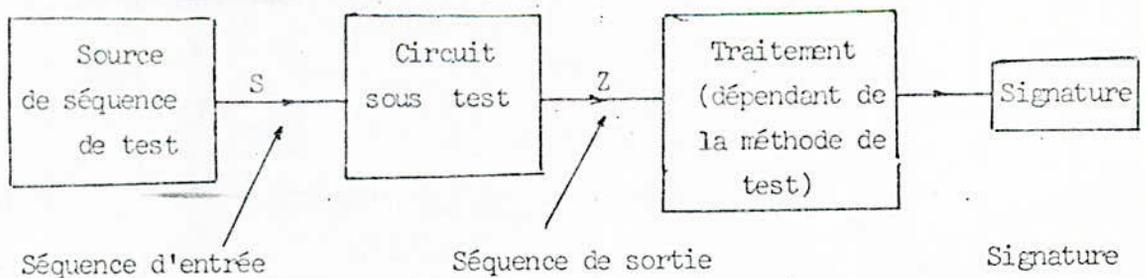
2°/ Le problème de la localisation des défauts ou des diagnostics.

Dans le cas d'un circuit défectueux, le test fonctionnel doit permettre de localiser, l'élément défectueux dans le circuit.

Méthode de test : c'est la méthode de génération de séquences de test et l'observation des sorties des circuits testées.

Il existe quatre (quatre) catégories de méthodes de tests fonctionnels : le test aléatoire, le test déterministe, le test compact et le test statistique.

Quelle soit la méthode de test, elle est conforme au schéma suivant.



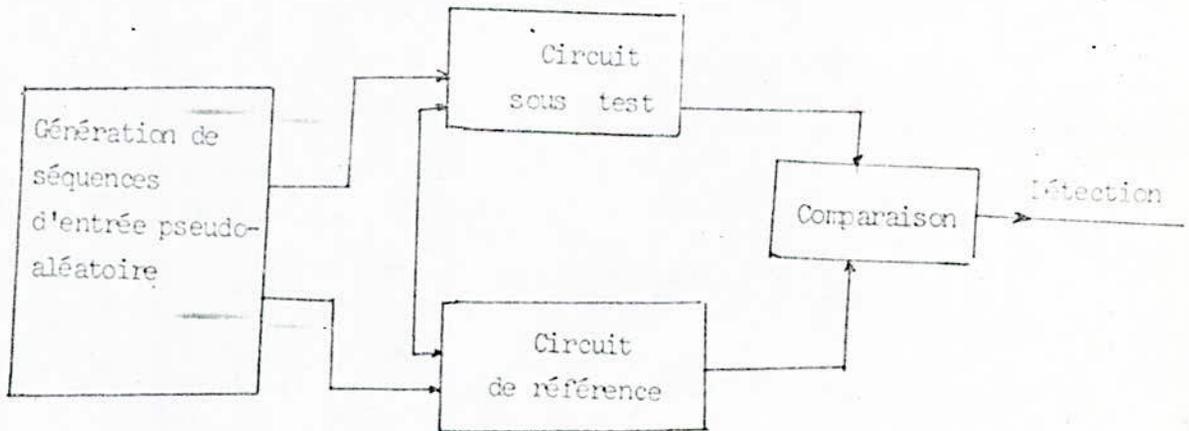
- Schéma général du test fonctionnel

Nous nous intéressons spécialement au test aléatoire.

Principe du test aléatoire

Le test aléatoire consiste à appliquer une séquence aléatoire ou pseudo-aléatoire simultanément au circuit à tester et au circuit de référence supposé bon.

Les sorties des deux circuits sont comparées à chaque pas de test, c'est à dire chaque fois qu'un nouveau vecteur d'entrée a été appliqué. Une discordance sur ces sorties fournit l'indication de la présence d'une panne, et se manifeste par l'apparition d'un "1" à la sortie du circuit représenté ci-dessous.



Principe du test aléatoire

L'avantage de cette méthode est qu'on peut appliquer une séquence de test pseudo-aléatoire très longue (qui se déroule très vite). Intuitivement on sent bien que si on applique par exemple, une séquence d'un million de vecteurs pseudo-aléatoires à un petit circuit, il sera sûrement "bien testé". D'ailleurs, actuellement, des industriels utilisent ce type de test qui est d'une mise en oeuvre bon marché, et dont l'efficacité est constatable.

Ce test étant aléatoire, la confiance que l'on peut lui accorder s'exprime par une probabilité qu'il faut déterminer, c'est l'objectif des travaux de recherches qui ont été faits sur le test aléatoire : il faut évaluer, la longueur de la séquence telle que, si la séquence de sortie est correcte^{et} qu'on applique cette séquence d'entrée, le fonctionnement est considéré comme bon avec une

probabilité fixée d'accepter comme bon un circuit défectueux.

Ce type de test par comparaison nécessite l'emploi d'un système étalon. Mais on peut remplacer l'étalon physique par un autre mathématique qui puisse réaliser les mêmes fonctions (Simulation).

Si la comparaison s'effectue mot à mot, on peut détecter si notre circuit est bon ou défectueux sans localiser la panne.

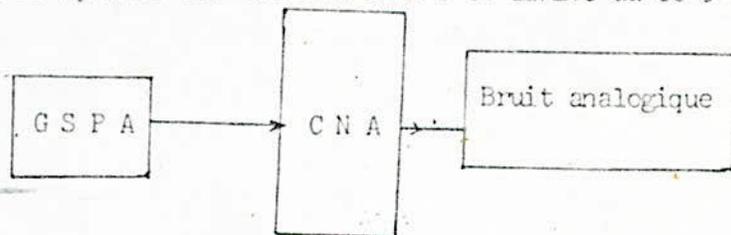
Mais si la comparaison s'effectue bit par bit, on peut localiser la ou les sorties d'où provient l'erreur.

- Application à la génération de bruits :

L'évaluation de la fonction d'auto-correlation et de la densité spectrale d'une S B P A de longueur maximale montre quelle peut être assimilée à un bruit

blanc pour des fréquences allant jusqu'à $\frac{1}{3\theta}$ où θ est la période d'horloge.

Dans notre cas $\frac{1}{\theta} = 1$ MHz d'où $\frac{1}{3\theta} = 333$ kHz. On peut donc générer du bruit analogique dont le spectre est constant en B F et limité du côté des hautes fréquences.



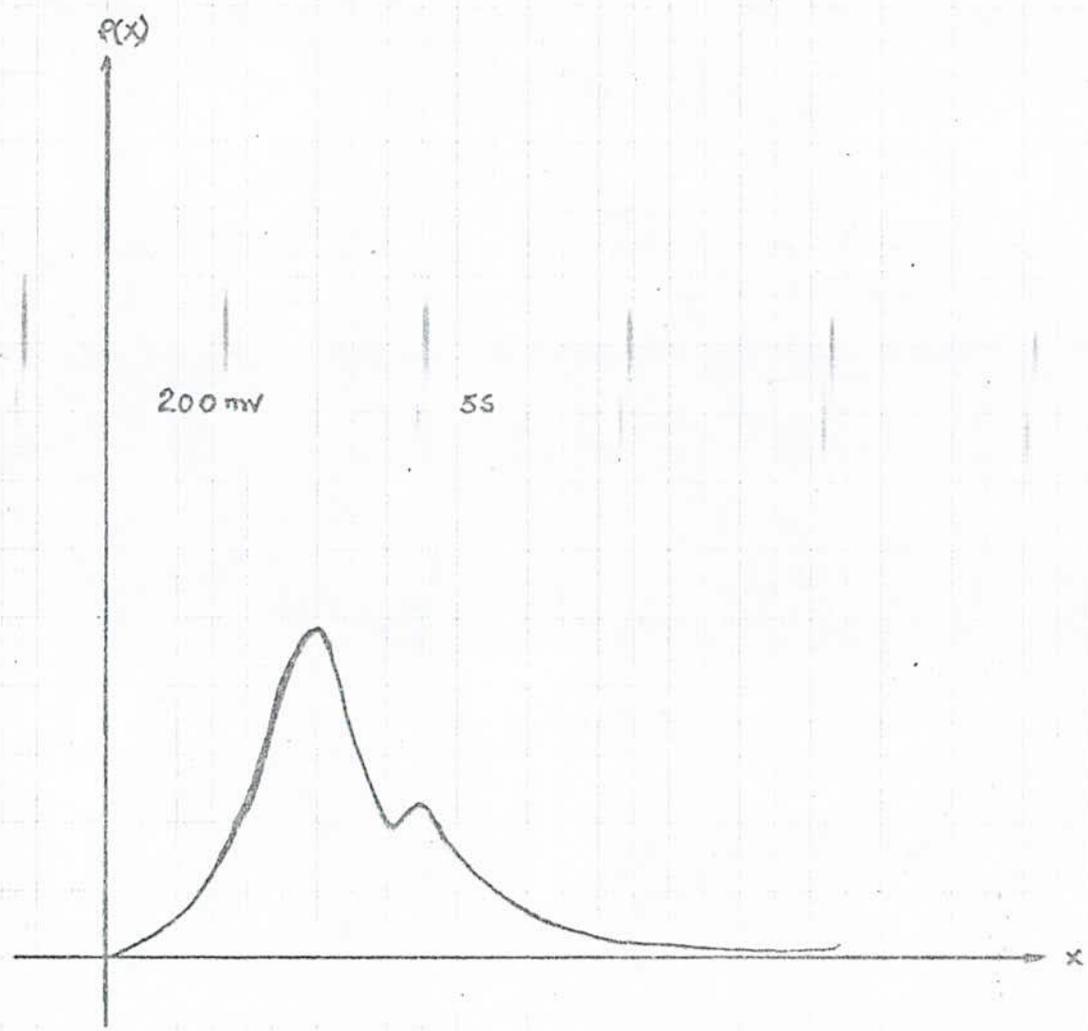
La conversion peut être réalisée à partir d'un filtre passe-bas, pourvu que la bande passante du filtre soit beaucoup plus petite que la fréquence d'horloge.

La densité de probabilité de la S B P A est donnée sur la Fig. 1.

On remarque qu'elle suit une loi pratiquement gaussienne.

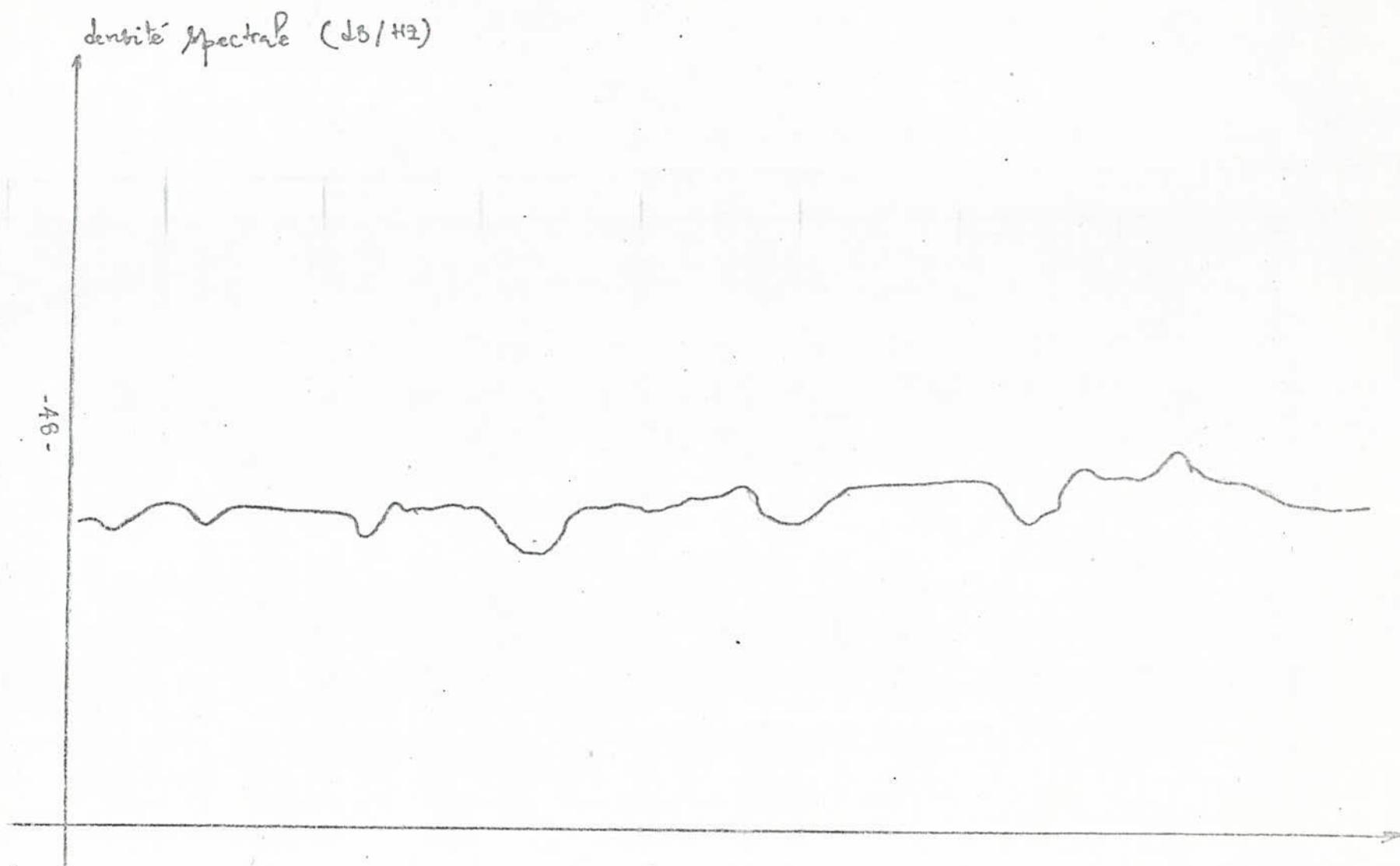
On visualise la densité spectrale de la S B P A sur un analyseur de spectre de BP 20 kHz attaqué par l'EC, on obtient la Courbe en Fig. 2, dont le niveau varie entre 20 et 25 dB. On peut donc l'assimiler à un bruit blanc gaussien.

SEFRAM - PARIS
1 V
D 6
-4-



- Densité de probabilité du signal EC -

fig 1



- fig 2 -

CRITERES D'OPTIMISATIONS

Le test fonctionnel est plus qu'une nouvelle technique de mesure ; c'est plutôt une philosophie de maintenance entièrement nouvelle. Elle nécessite une évaluation soignée d'une décision au moment où le produit est dans son cycle de développement, puisqu'elle a une répercussion sur le matériel. La décision finale est généralement d'ordre financière, et tient compte en particulier des points suivants :

- . augmentation de la valeur du produit, du fait de la diminution des frais de possession, pour l'utilisateur .
- . diminution des frais de garantie pour le fabricant .
- . diminution des frais de fabrication, du fait d'une meilleure détection en fabrication des pannes liées à la vitesse de fonctionnement .
- . diminution des frais de matières, du fait qu'il est moins nécessaire de subdiviser le matériel en modules remplaçables .
- . compensation des frais de matières supplémentaires nécessaires pour ajouter le test fonctionnel
- . augmentation de la durée de développement nécessaire pour améliorer l'aptitude du matériel à la maintenance.

CONCLUSION :

Pour une amélioration de notre appareil, nous prévoyons une alimentation autonome et un module de comptage, il est même possible de prévoir un module de traitement de signature, pour une possibilité de commercialisation grand public.

BIBLIOGRAPHIE

- 1 - Commande et réalisation par ordinateur numérique (1982) :
par Claude Foulard
Sylviane Gentil
Jean-Paul SANDRAZ

Edition Eyrolles
- 2 - Méthodes et techniques du traitement du signal et applications aux
mesures physiques (Tomes I et II) :
par J. MAX
- 3 - Projet de fin d'études : "Etude et réalisation d'un générateur de sé-
quences pseudo aléatoires à plusieurs sorties commandées".
- 4 - Théorie de la transmission de l'information (Tomes I et II) :
par ALEXANDRE SPATARU
- 5 - Principe du traitement statistique du signal - Tome I - :
par LITTELMAN
- 6 - L'analyse de signature
Une nouvelle philosophie de la maintenance :
par PH. SCHWARTZ
- 7 - Extrait de la thèse de doctorat supérieur de Roberts TELLEZ
"Contribution à l'étude du test aléatoire des systèmes logiques",
Grenoble Mars 1974.

la Commande manuelle

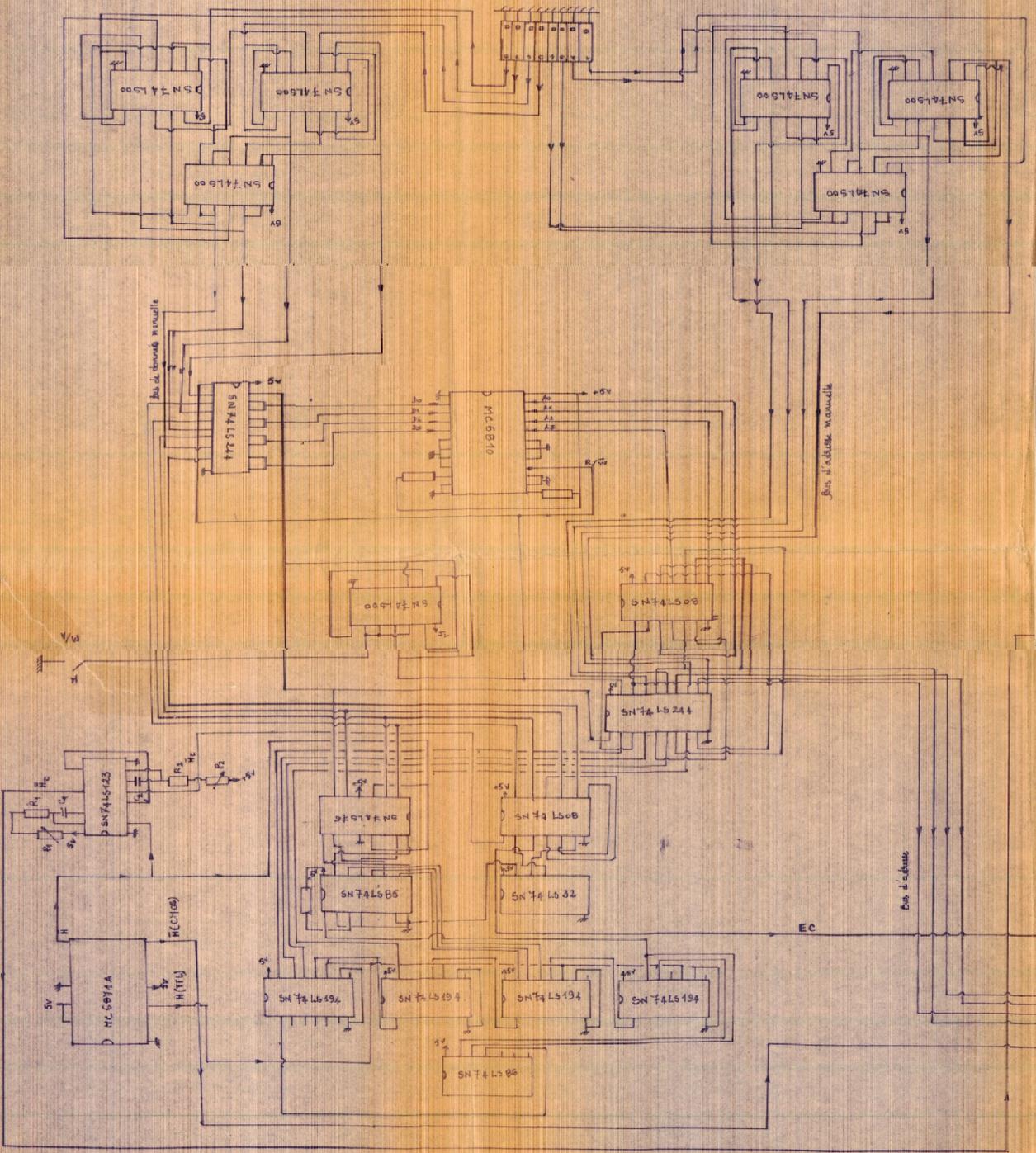
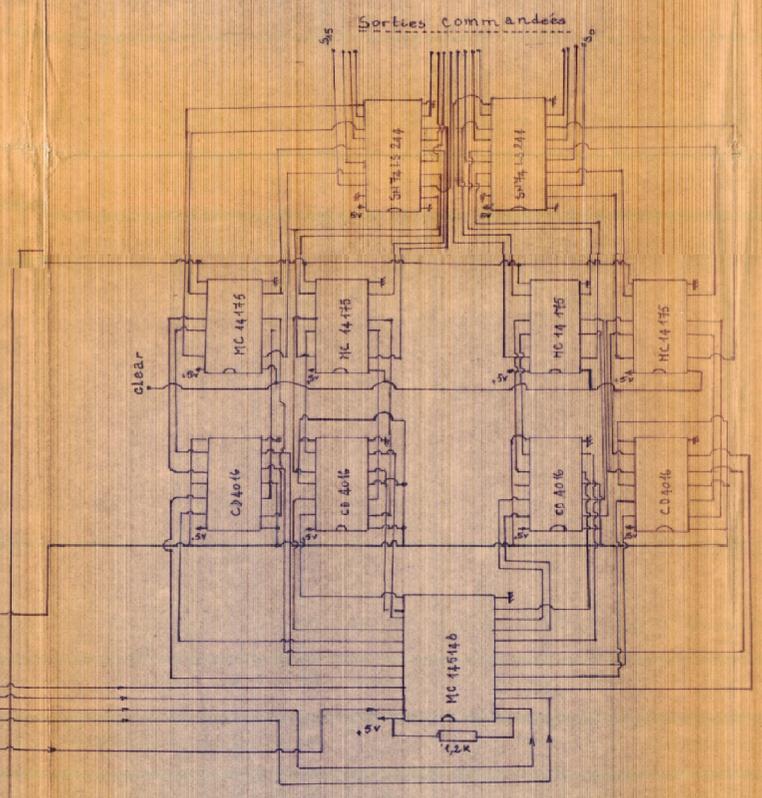


Schéma électrique du générateur



34/86

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

MANUEL D'UTILISATION

ABDELLANI . F
SEHAB . R

JUIN 86

P L A N

- I - INTRODUCTION ET BUT
- II - PRESENTATION
- III - CARACTERISTIQUES techniques
- IV - PRINCIPE
- V - MODE D'EMPLOI

I - INTRODUCTION ET BUT

Rares sont les domaines de l'électronique qui n'ont pas été touchés par la révolution des circuits logiques. Cependant l'ingénieur chargé de la maintenance ne peut plus utiliser les procédés conventionnels de dépannage tels que voltmètres et oscilloscopes ; disposant relativement de peu de points de tests, du fait de la très grande densité d'intégration des circuits, il se trouve confronté avec des configurations de données numériques longues et complexes. L'une des conceptions réalisées pour résoudre ces problèmes est le générateur de séquences pseudo-aléatoires à plusieurs sorties commandées. En effet le remplacement des modules défectueux n'est plus à envisager puisque l'appareil permet la détection des pannes jusqu'au niveau du composant.

Une autre utilisation importante de notre appareil est la génération de bruit dont les applications pratiques sont diverses.

II - PRESENTATION

Notre générateur se présente sous la forme d'un boîtier métallique de dimensions : 9 x 30 x 25 (cm)

Entièrement fait avec des circuits intégrés, ce générateur est conçu avec 2 étages et se présente comme suit : (photo)

- 1 - Interrupteurs de commande manuelle et automatique (1 micro-switch)
- 2 - micro-switch pour programmation de la RAM
- 3 - 16 sorties commandées
- 4 - Alimentation
- 5 - Initialisation des registres à décalage.
- 6 - mise à zéro des registres de sortie (CLEAR).

III , Caractéristiques techniques

- Alimentation : 5 V continu
- Fréquence de fonctionnement : 1 MHz
- Consommation de l'appareil : 400 mA

IV- PRINCIPE :

Le schéma synoptique de la planche (1) donne une vue d'ensemble de la composition et du fonctionnement de l'appareil.

I-1. G S P A commandé :

Il délivre à partir de 4 registres à décalage (SN74LS194) et d'un élément de contre réaction (SN74LS86) une séquence binaire de niveau "0" ou "1" dont la période maximale est $2^{15} - 1 = 32767$ cycles d'horloge. Le CI SN74LS85 définit l'élément de comparaison, celle-ci s'effectue sur 4 bits à chaque impulsion d'horloge entre une donnée venant de la R A M et un mot du G S P A.

I-2. Bloc de commande :

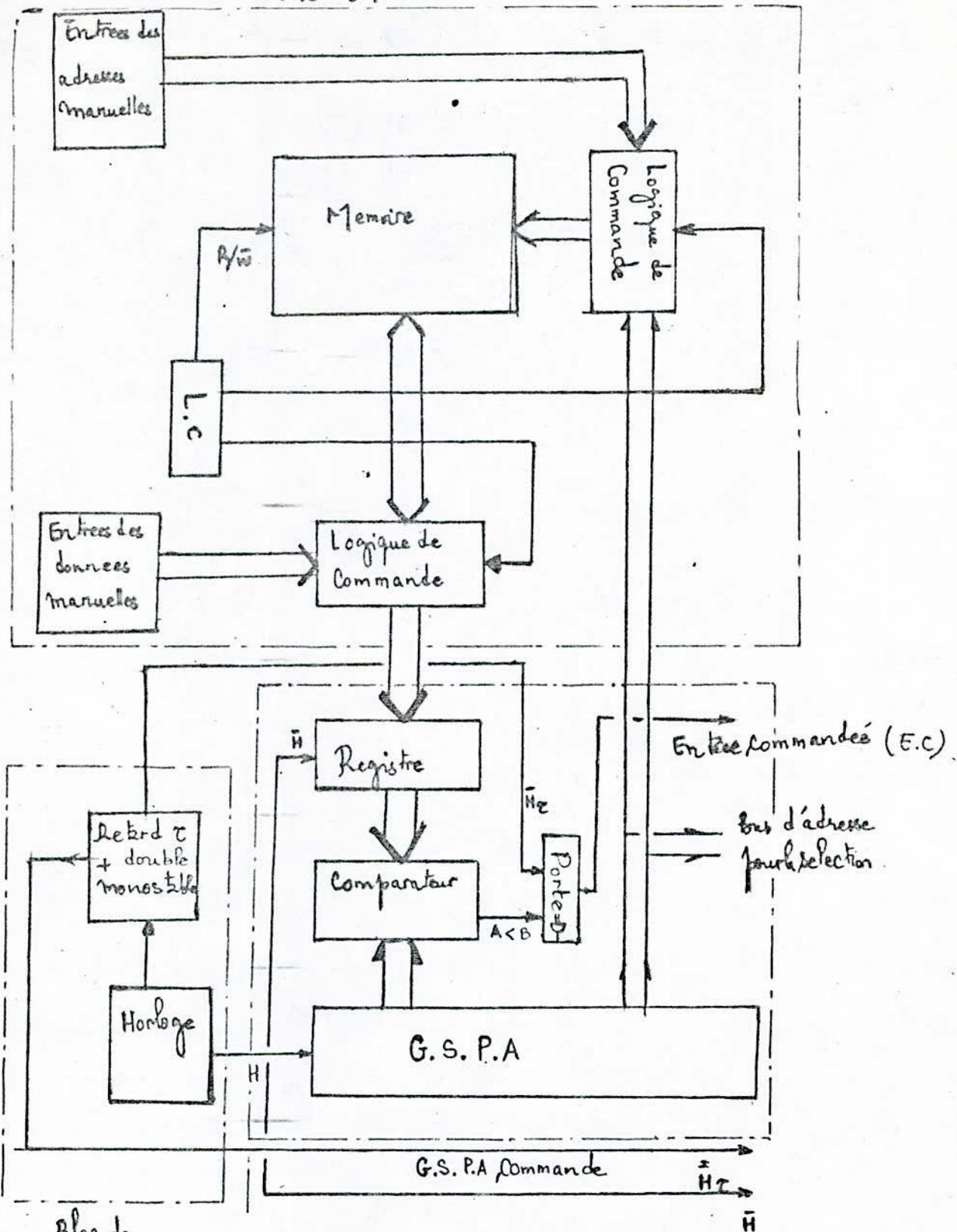
a/ Commande manuelle :

Permet de stocker les 16 différentes probabilités dans la R A M MC 6810A de taille 128 x 8 bits réduite à 16 x 4 bits vu que la longueur du mot a été fixée à 4 bits.

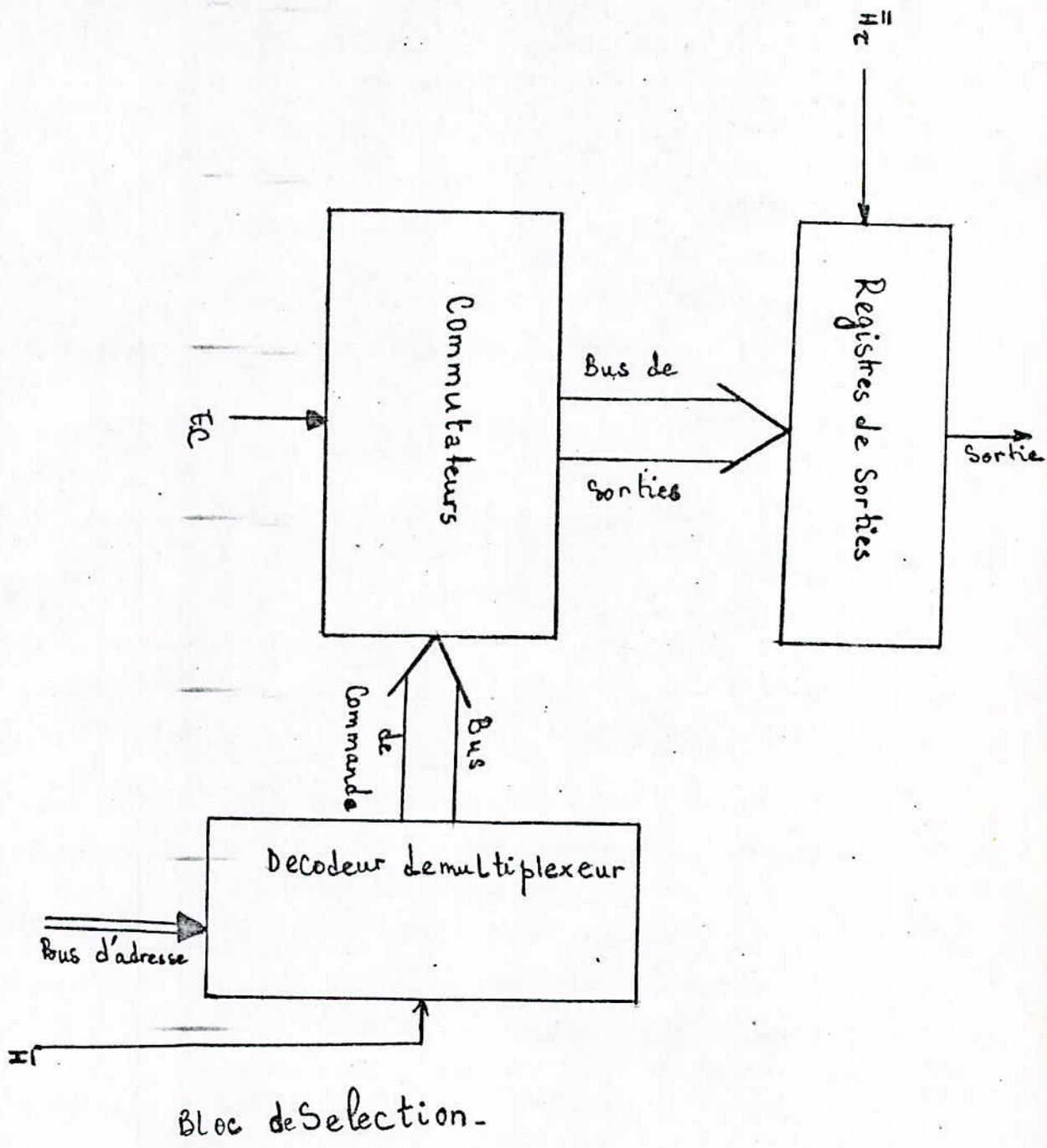
b/ Commande automatique :

Correspond au régime de fonctionnement du générateur.

Bloc de commande



Bloc de synchronisation



IV -3. Bloc de synchronisation :

Réalisé par l'horloge intégrée (MC 6871) et un double monostable (SN74LS 123) donnant des signaux de fréquence de 1 MHz.
Ces différents signaux mettent l'appareil en régime de fonctionnement optimal c'est à dire qu'aucune information utile ne se perd.

IV -4. Bloc de sélection :

Comprend 3 parties

- 1/ Décodeur démultiplexeur, réalisé par le circuit intégré MC14514, il valide une sortie parmi 16 suivant l'adresse présente à son entrée.
- 2/ Commutateur
Réalisé par les circuits intégrés CD4016.
Chaque commutateur possède une commande d'ouverture et de fermeture
- 3/ Registre de sortie
Réalisé par le CI MC14175, ce registre sert à garder chaque mot pendant un cycle d'horloge.

v. Mode d'emploi :

Notre appareil permet d'obtenir des séquences binaires pseudo-aléatoires de probabilité allant de 0 à $\frac{1}{16}$ (0,0625) sur une période de 32 767 cycles d'horloge ($2^{15} - 1$) recueillies au niveau des 16 sorties commandées et ceci suivant le mode de programmation de la R A M. C'est à dire qu'à une donnée peut être affectée une des 16 adresses.

La probabilité de chaque sortie commandée dépend de la donnée affectée à son adresse.

On procède alors comme suit :

1°/ On met la R A M en mode écriture, en ouvrant l'interrupteur 1 (position OFF) du "micro-switch 1.

On introduit les 16 données dans la R A M en actionnant le micro-switch 2. Les interrupteurs (1, 2, 3, 4) correspondent à la donnée et (5, 6, 7, 8) correspondent à l'adresse.

Notons que la position ON de chaque interrupteur représente l'état bas c'est à dire le niveau "0".

Il est possible d'obtenir au niveau de l'entrée commandée, des séquences binaires pseudo-aléatoires de probabilités allant de 0 à 1 sur la même longueur de période.

A chaque donnée correspond une probabilité fixe selon le tableau suivant :

0000	0,000
0001	0,0625
0010	0,125
0011	0,1875
0100	0,25
0101	0,3225
0110	0,385
0111	0,4375
1000	0,5
1001	0,5625
1010	0,625
1011	0,6875
1100	0,7500
1101	0,8125
1110	0,875
1111	1

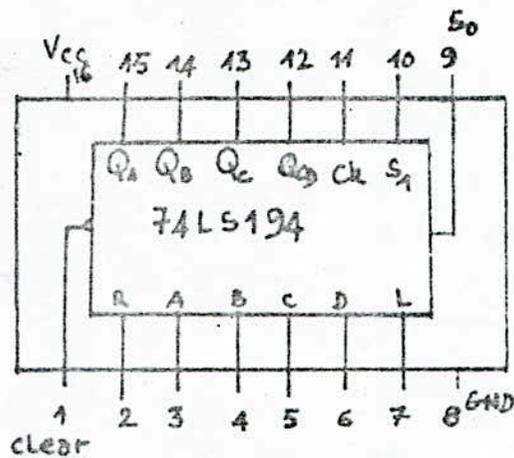
La donnée correspondant à la probabilité choisie est écrite dans les 16 positions de la R A M.

2°/ La R A M se met à l'état lecture en ouvrant l'interrupteur 1 du micro-switch 1 (position ON)

NB : Le calcul théorique des différentes probabilités allant de 0 à $\frac{1}{16}$ s'avère impossible vu la longueur de la période, elles sont obtenues en utilisant un module de comptage basé sur le même principe qu'un fréquencesmètre (voir 3 de la thèse).

- La R A M MC 6810A étant une mémoire volatile, d'où la nécessité de la reprogrammer à chaque mise en marche de l'appareil.

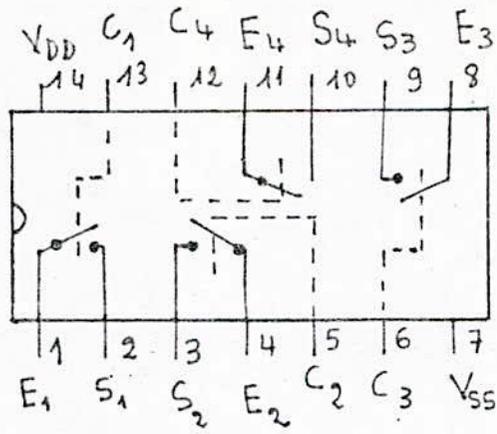
Nous joignons en fin de manuel le circuit imprimé du bloc de synchronisation et de sélection ainsi que le brochage et les tables vérité des différents circuits intégrés utilisés.



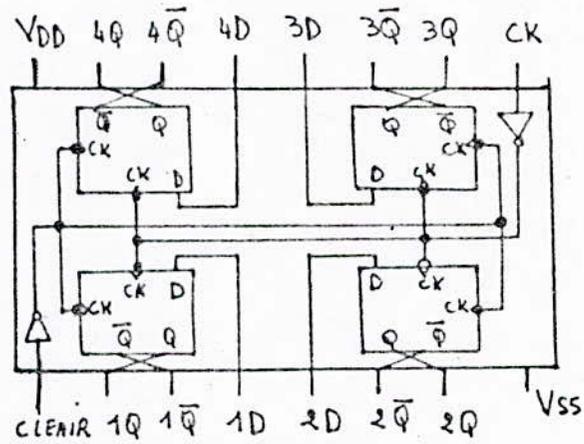
2 : decalage droite entree serial
 7 : decalage gauche entree serial

					Sorties								
Clear	Mode		Clock	Serial		Parallel							
	S ₀	S ₁		D	G	A	B	C	D				
0	x	x	x	x	x	x	x	x	x	0	0	0	0
1	x	x	0	x	x	x	x	x	x	Q _{A0}	Q _{B0}	Q _{C0}	Q _{D0}
1	1	1	↑	x	x	a	b	c	d	a	b	c	d
1	0	1	↑	x	1	x	x	x	x	1	Q _{A1}	Q _{B1}	Q _{C1}
1	0	1	↑	x	0	x	x	x	x	0	Q _{A1}	Q _{B1}	Q _{C1}
1	1	0	↑	1	x	x	x	x	x	Q _{B1}	Q _{C1}	Q _{D1}	1
1	1	0	↑	0	x	x	x	x	x	Q _{B1}	Q _{C1}	Q _{D1}	0
1	1	0	x	x	x	x	x	x	x	Q _{A0}	Q _{B0}	Q _{C0}	Q _{D0}

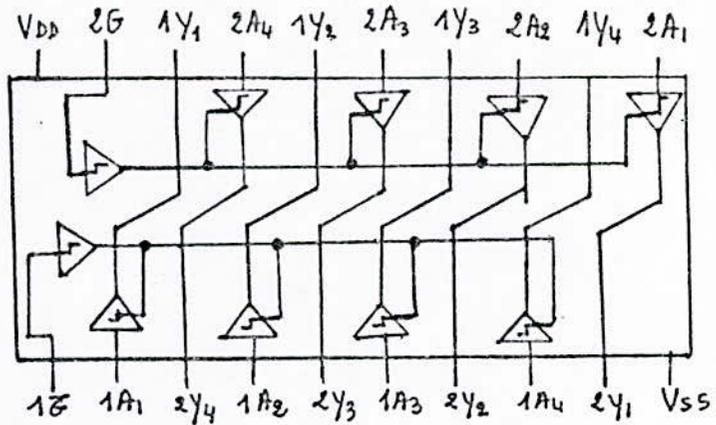
Brochage et table de fonction du circuit
 decodé SN 74LS194



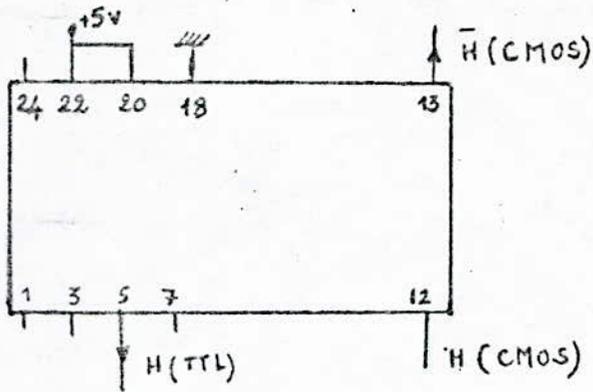
Brochage du CI CD4016



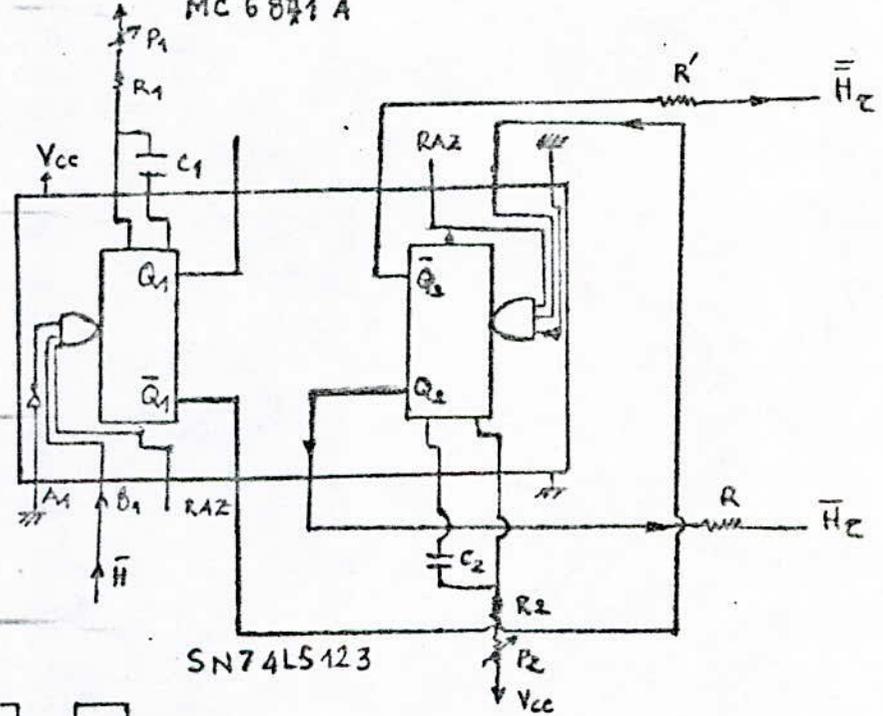
Brochage du CI MC14175.



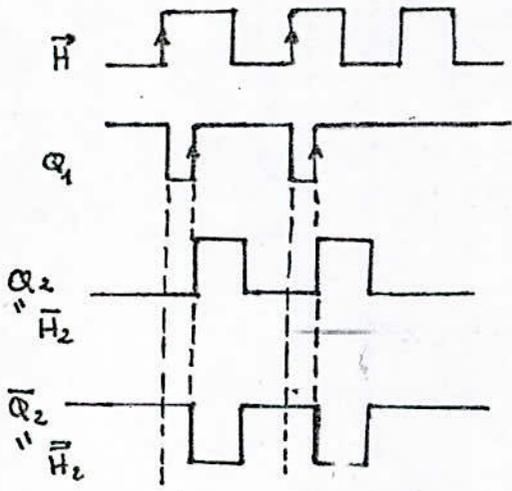
Brochage du CI SN74LS244



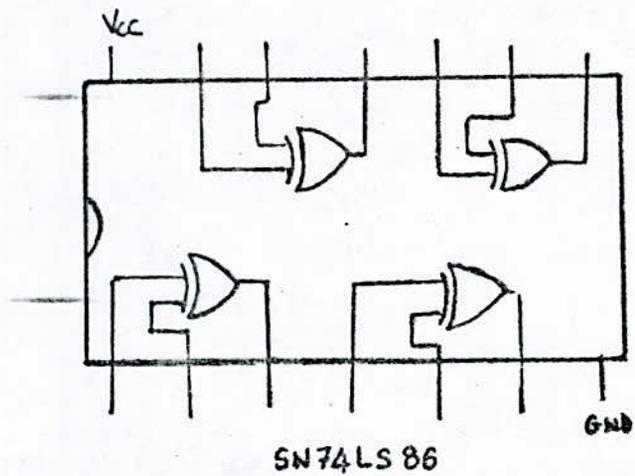
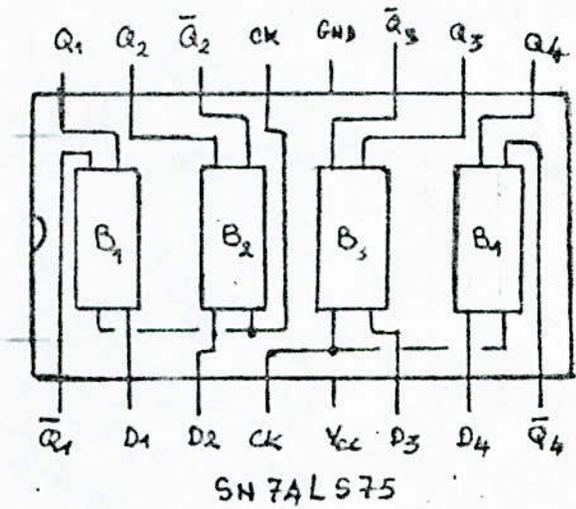
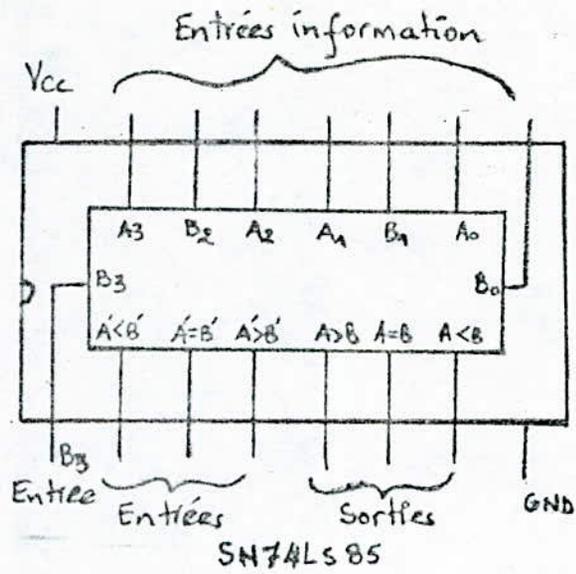
MC 6871 A

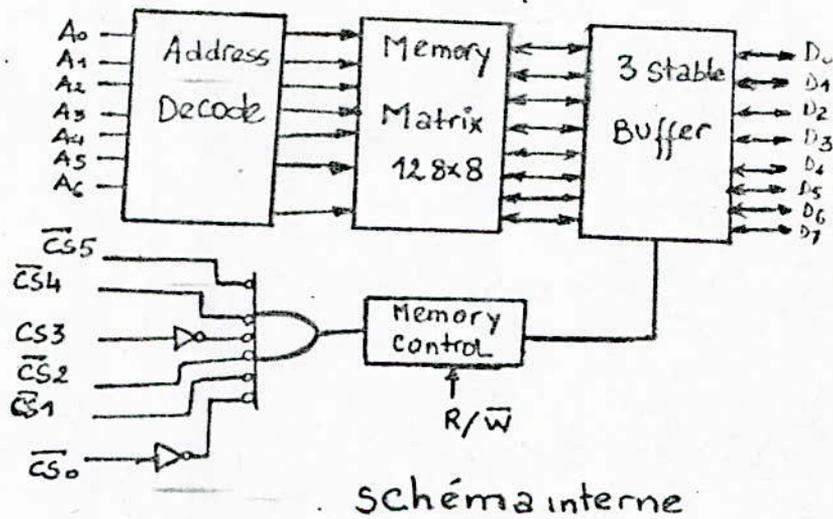
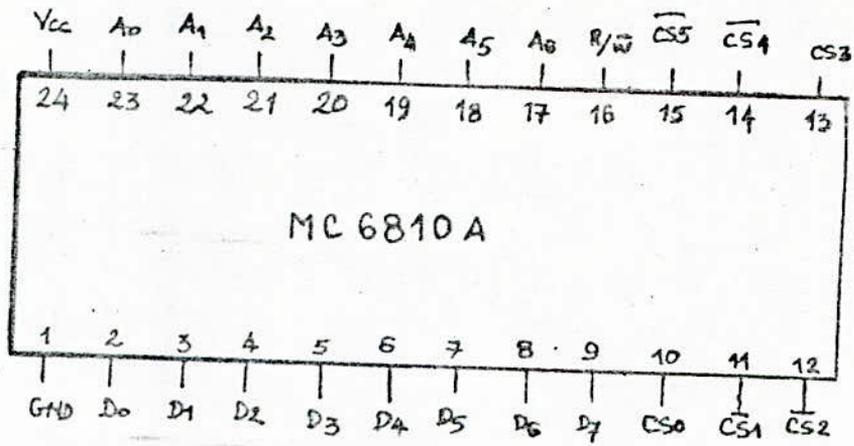


SN74LS123



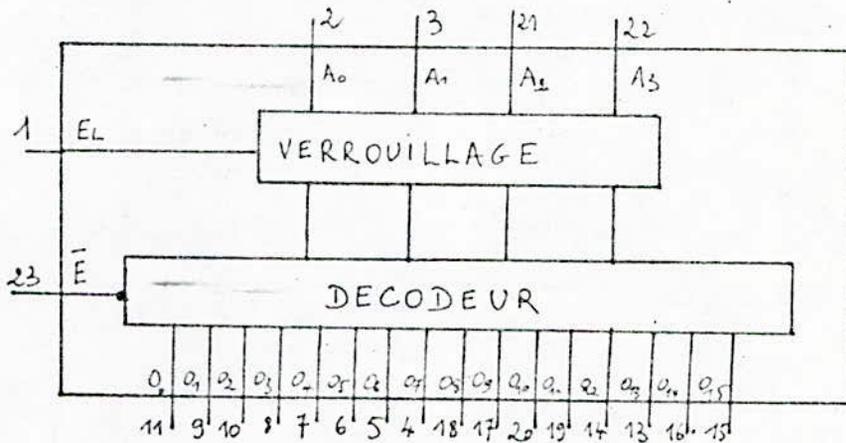
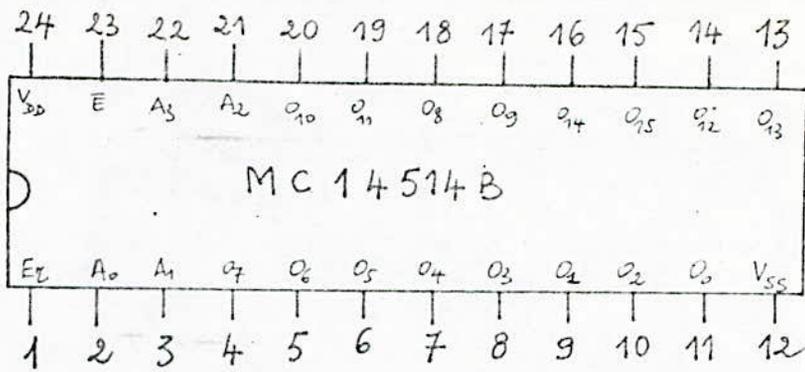
Entrées			Sorties	
A	B	RAZ	Q	\bar{Q}
0	1	1		
1	1	1		
x	x	0	0	1



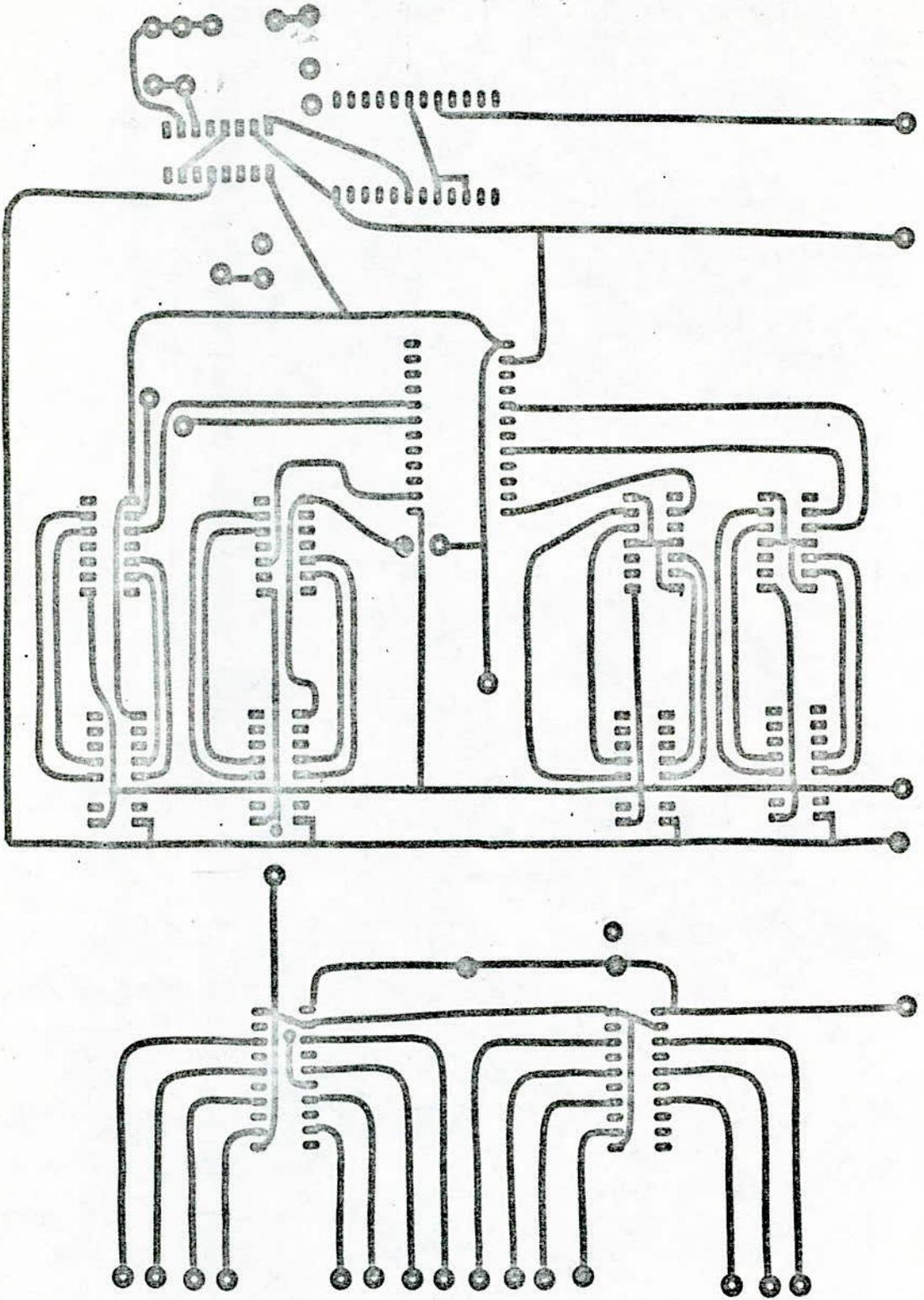


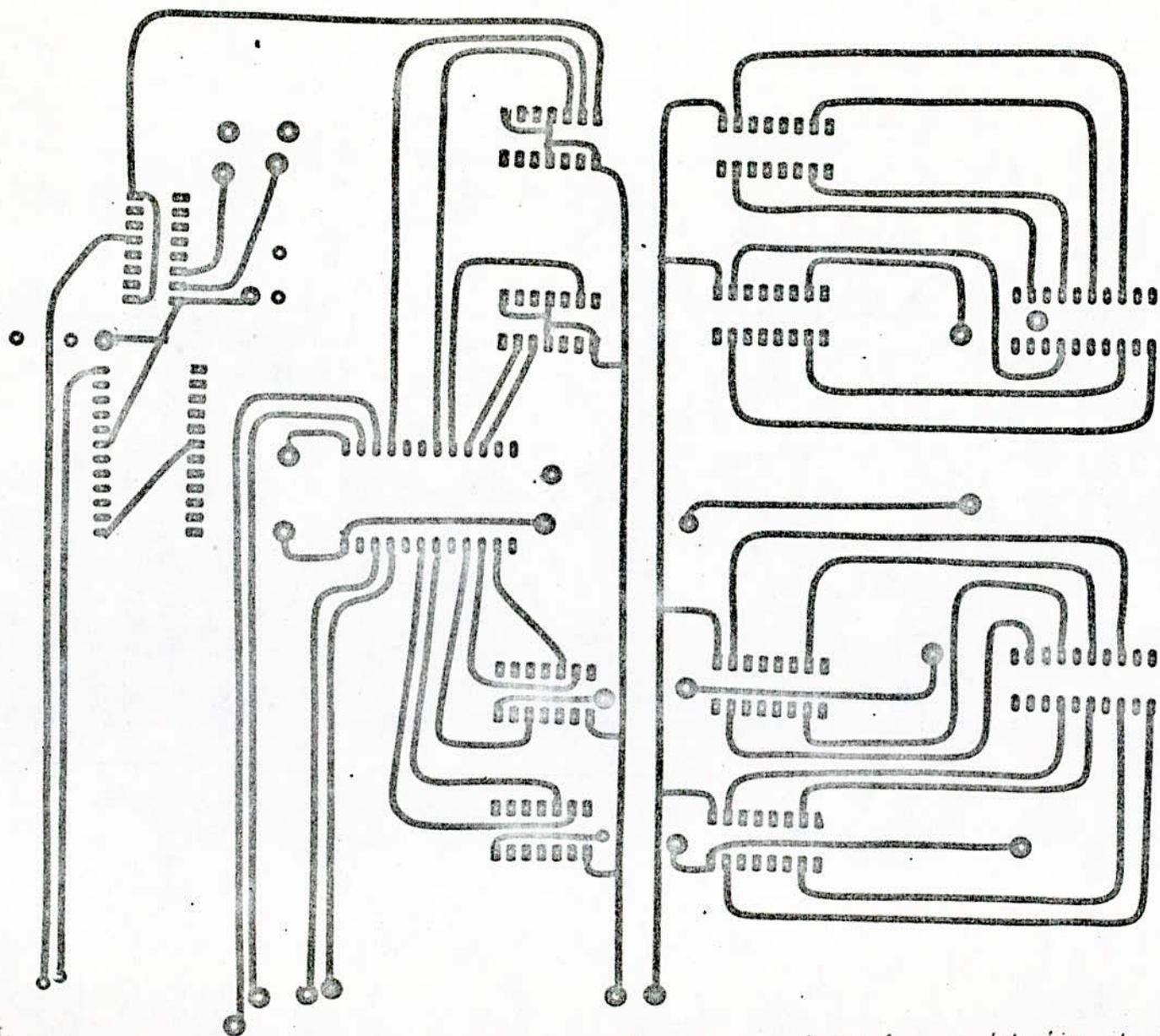
CS ₀	CS ₁	CS ₂	CS ₃	CS ₄	CS ₅
1	0	0	1	0	0

Table de fonction normale



Entrées				Sorties																	
\bar{E}	A_0	A_1	A_2	A_3	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	Q_7	Q_8	Q_9	Q_{10}	Q_{11}	Q_{12}	Q_{13}	Q_{14}	Q_{15}	
1	x	x	x	x	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0





Face composants (blocs de sélection et de synchronisation)

12