

26/83

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

FILIERE D'INGENIEUR

امدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
PROJET DE FIN D'ETUDES
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

Sujet :

Filtrage de:
L'électrorétinogramme
Par micro processeur

Proposé par :

M^{er} H. DAHMANI

Étudié par :

Grouche Lakhdar
Zeroual Abdelmalek

Janvier 1983

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

FILIÈRE D'INGENIEUR

PROJET DE FIN D'ETUDES

Sujet :

Filtrage de :

L'électrorétinogramme

Par micro processeur

Proposé par :

M^{re} H. DAHMANI

Étudié par :

Grouche Lakhdar

Zeroual Abdelmalek

Janvier 1983

) EDICACES

- * A mes parents.
- * A mes frères et soeurs.
- * A tous mes amis (es).

GROUCHE LAKHDAR.

- * A la mémoire de ma grande mère.
- * A mon père qui a illuminé le chemin
de ma vie.
- * A ma mère.
- * A mes frères et soeurs.
- * A tous ceux qui me sont chers.

ZEROUAL ABDELMALEK.

REMERCIEMENTS

Nous tenons particulièrement à remercier notre promoteur :
M. DAHMANI de nous avoir proposé ce sujet et de nous avoir guidé
durant notre travail.

Nous remercions également :

Mlle. KAJUA MALIKA.

Mlle. ZIZI MALIKA.

Mr. B. UDRAA BACHIR.

Mr. FARAH HACENE , Enseignants à l'ENPA.

Mr. BOUHALI ABDELLALI, Enseignant à l'ENT.

pour l'aide matérielle et le soutien moral qu'ils nous ont fournis.

Nos remerciements vont également à tous ceux qui ont contribué
à l'élaboration de ce modeste travail.

Que tous les professeurs de notre cursus universitaires trouvent
ici l'expression de notre profonde gratitude.

SOMMAIRE

	Pages
<u>I</u> ntroduction	1
<u>I</u> chapitre I.	
Initiation à l'électrophysiologie oculaire	2
<u>I</u> chapitre II.	
Les principales méthodes de traitement	10
<u>I</u> chapitre III.	
Etude des différents étages de la chaîne de traitement ..	27
<u>I</u> chapitre IV.	
Réalisation de l'électrorétinographe	57
<u>I</u> onclusion	77
<u>A</u> nnexe	78

INTRODUCTION:

Dans le domaine des sciences biologiques et médicales, les méthodes modernes de traitement du signal ont fait leur apparition depuis quelques années et ont pour objectif d'accroître les informations extraites des mesures.

Il n'est pas question de passer ici en revue tous les cas possibles de ce domaine, mais on s'intéresse uniquement au traitement des signaux de l'électrophysiologie oculaire, et tout ce qui va être cité ici peut s'étendre aux autres signaux physiologiques.

Une différence de potentiel recueillie en électrophysiologie peut être modifiée passagèrement sous l'action d'une cause extérieure contrôlée que l'on appelle stimulation, cette modification peut être d'amplitude faible par rapport au signal recueilli en l'absence de stimulation donc difficile à observer de plus il se superpose à notre signal d'autres signaux indésirables (exemple: E.E.G, les parasites sécteurs etc.....) qui représentent en général un bruit de fond, donc le signal recueilli est un signal de faible niveau et noyé dans du bruit.

L'électrorétinographie consiste à recueillir ce signal composite après stimulation, l'amplifier, le filtrer puis l'enregistrer, tout cela facilite la tâche des médecins pour comparer les résultats et établir leurs diagnostics.

Dans notre travail on s'intéresse uniquement à l'extraction du signal utile noyé dans du bruit.

En électrophysiologie oculaire, trois grands types d'exams sont nécessaires: ce sont l'électrorétinographie (ERG), le potentiel évoqué visuel (PEV) et l'électro-oculographie (EOG) et chacun d'eux permet la vérification de l'activité d'une partie de l'oeil humain.

Pour mieux comprendre le pourquoi de l'électrophysiologie oculaire essayons de voir brièvement ce qui se passe à l'intérieur de l'oeil et ce qui nous permettra de recueillir cette activité électrique.

CHAPITRE: I

INITIATION A L'ELECTROPHYSIOLOGIE OCCULAIRE.

	Pages
I.1: Rappel anatomique et physiologique	3
I.2: L'electrophysiologie oculaire	4
I.3: Les examens de l'electrophysiologie oculaire.....	5
a) E.R.G (Electrorétinographie).....	5
b) P.E.V (Potentiel Eyoqué Visuel).....	6
c) E.O.G (Electro-oculographie).....	9
I.4: Conclusion.....	9

CHAPITRE I :

INITIATION A L'ELECTROPHYSIOLOGIE OCCULAIRE.

I.1.- RAPPEL ANATOMIQUE ET PHYSIOLOGIQUE :

Rappelons brièvement la structure de l'oeil humain :

Trois tuniques se superposent :

- La scrélotique qui devient vers l'avant la cornée, c'est une membrane très solide qui protège l'oeil et lui donne sa forme grâce à la pression interne.
- L'uvée qui se décompose si l'on va de l'arrière vers l'avant en Choroides, corps ciliaires et iris. Elle présente la membrane nourricière de la rétine et constitue en même temps la chambre noire de l'appareil photographique.
- La rétine qui est une membrane sensorielle.

Très schématiquement le système optique se compose :

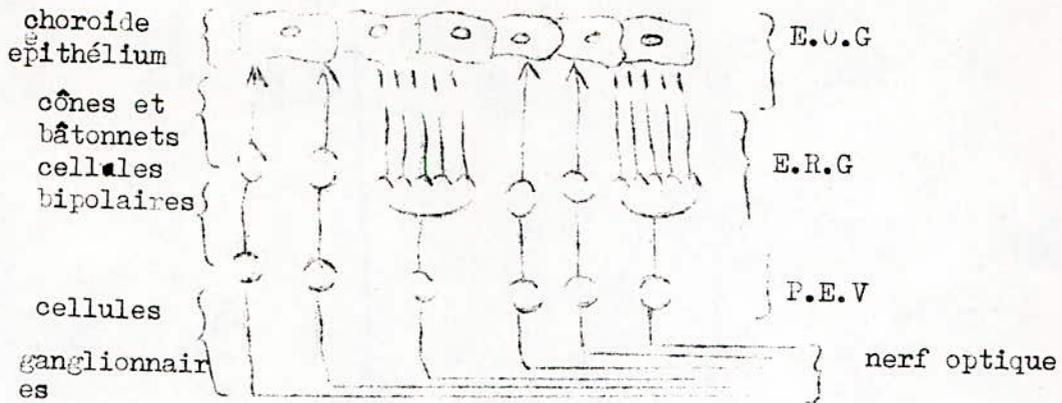
- Du hublot d'entrée de la lumière : La cornée.
- D'un diaphragme : l'iris.
- D'une lentille biconvexe : le cristallin.
- Et d'une masse gélatineuse transparente : Le vitré.

Entre le vitré et la cornée circule un liquide : l'humeur aqueuse. Pour étudier parfaitement l'Electrophysiologie oculaire, comprendront en détail tout d'abord la structure et le rôle de la rétine.

STRUCTURE DE LA RETINE :

Les cellules réceptrices sont situées dans les couches les plus internes de la rétine qui sont transparentes et l'on distingue la superposition de cinq éléments :

- L'épithélium pigmentaire : constitué des pigments qui arrêtent les rayons lumineux et jouent un rôle dans la nutrition des cônes et des bâtonnets.
- Les cônes et les bâtonnets, éléments récepteurs de la sensation visuelle.
- Les cellules ganglionnaires constituent la face interne de la rétine.
- Les fibres optiques groupés au niveau de la papille formant le nerf optique.
- Les cellules bipolaires codifient la sensation.



D'après le schéma ci-dessus, on déduit que les cônes ont une plus grande sensibilité que les bâtonnets, et l'on peut conclure que :

Les bâtonnets sont très sensibles aux basses luminances, donc indispensables à la vision nocturne, tandis que les cônes ne fonctionnent qu'à des luminances plus élevées, ils permettent donc la vision des formes et des couleurs. De cette dualité rétinienne, découlent deux types de vision :

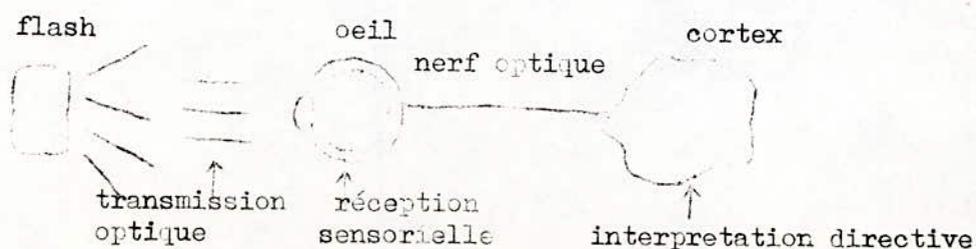
- La vision photopique, diurne, nette et colorée correspondant au fonctionnement des cônes.
- La vision scotopique, nocturne, floue, incolore correspondant au fonctionnement des bâtonnets.

I.2. L'ELECTROPHYSIOLOGIE OCCULAIRE :

Si l'on envoie un faisceau lumineux sur l'oeil, il sera transmis par le système optique sur la rétine.

La réception sensorielle est effectuée par les cônes et les bâtonnets, le codage par des cellules bipolaires et la transmission au cortex, par le nerf optique.

La sensation sera interprétée et le cortex donnera éventuellement les ordres moteurs qui s'imposent.



Tout trouble des milieux constituant l'oeil humain qui empêchera l'observation directe de la rétine sera une indication pour l'Electrophysiologie oculaire.

I.3. LES EXAMENS DE L'ELECTROPHYSIOLOGIE OCCULAIRE :

On distingue trois grandes classes d'Examens :

a) E.R.G. (Electrorétinographie) :

L'E.R.G. mesure les variations du potentiel d'action de la rétine soumise à une stimulation lumineuse, il s'obtient en plaçant sur la cornée un verre de contact muni d'une Electrode positive, l'autre électrode négative se place sur le lobe de l'oreille.

L'E.R.G. étudie la valeur fonctionnelle des cônes et des bâtonnets, la réponse donnée est une réponse globale de la rétine, puisque toute sa surface a été stimulée. Le même examen nous permet également d'étudier séparément la réponse des cônes et celle des bâtonnets et tout cela dépend du choix de la longueur d'ondes du filtre interférentiel pris pour l'Examen.

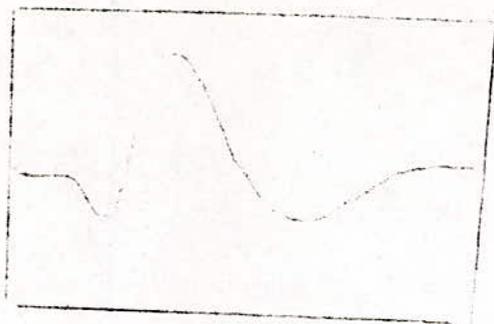
L'Etude pratique nous a permis quelques caractéristiques sur le signal physiologique récupéré :

- Bande passante : ($\alpha - 3$ dB) 0,35 ---- 500 HZ.
- Durée d'analyse: 256 mS.
- Fréquence de Stimulation : 4 HZ.
- Nombre de Stimulations: 48.

REMARQUE :

Le nombre de stimulations peut être doublé ou triplé suivant le choix, mais à chaque fois on augmente le nombre de stimulations, le signal physiologique sera de plus en plus net, et le bruit s'élimine totalement.

La réponse d'un tel examen est donnée par la figure ci-dessous :



La figure 1-a) illustre le recueil de l'électrorétinogramme de l'oeil humain.

b) P.E.V. (Potentiels Evoqués Visuels).

Ils mesurent les variations du potentiel électrique de l'aire visuelle corticale, provoquées par une stimulation lumineuse de l'oeil. La stimulation se fait pour chaque oeil séparément. Le recueil s'effectue grâce à deux électrodes placées au niveau des deux aires visuelles corticales sur la peau du crane.

Le P.E.V. permet de contrôler si la transmission du message lumineux s'effectue correctement jusqu'au cortex.

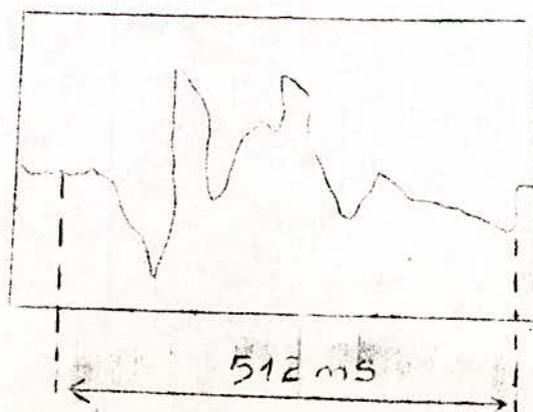
La figure 2 illustre le recueil des P.E.V. pour chaque oeil. De même façon que l'E.R.G., le P.E.V. nous donne des réponses différentes en prenant plusieurs types de filtres interférentiels.

Les caractéristiques du signal physiologique obtenu sont

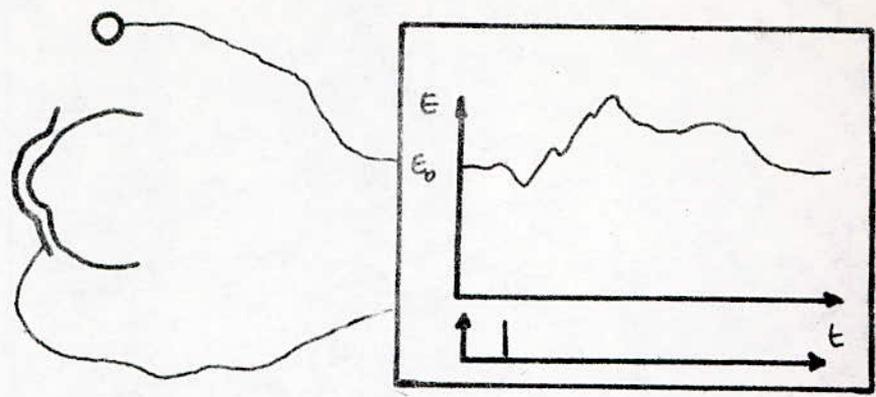
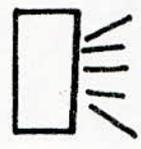
- Bande passante: (à -3dB) 0,35 ----- 35 hz.
- Durée d'analyse : 512 mS.
- Fréquence de stimulation : 1hz.
- Nombre de stimulation = 96.

La remarque précédente concernant le nombre de stimulation, reste valable pour tous les examens.

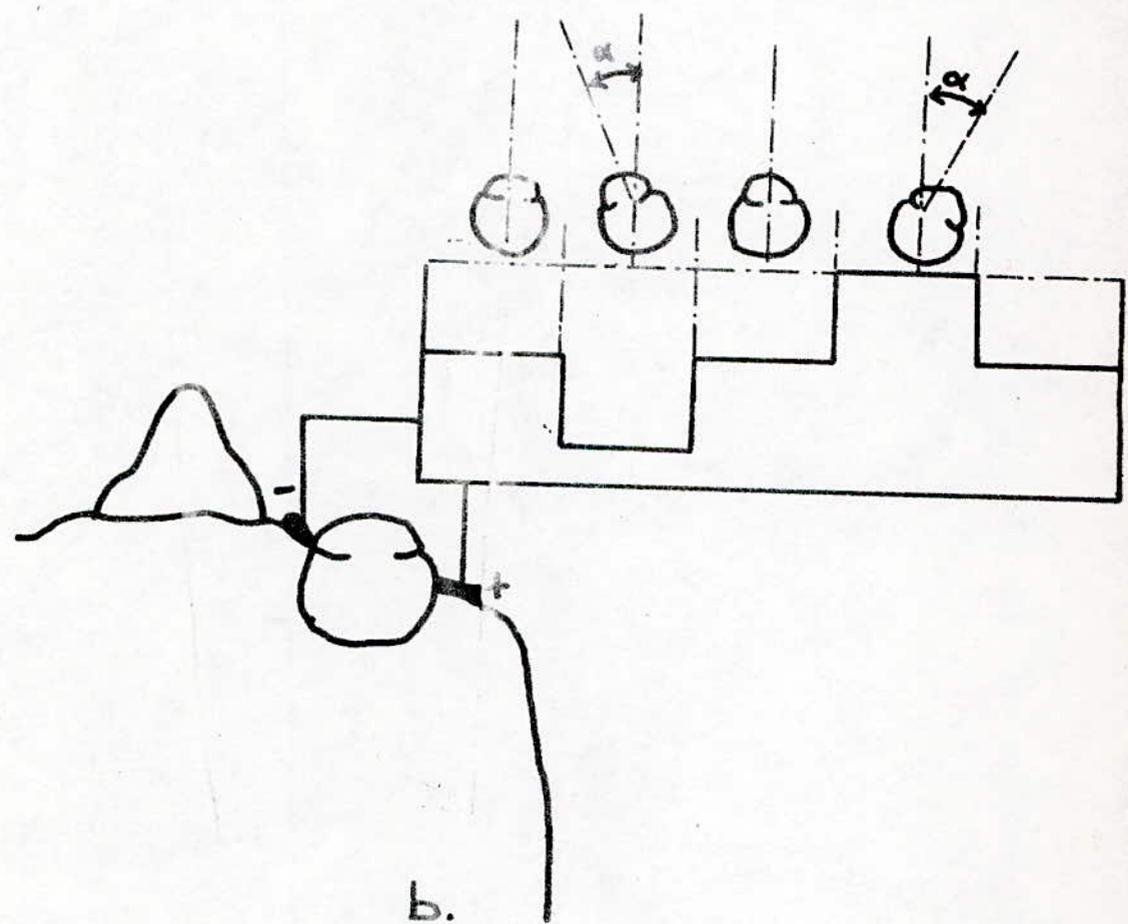
La réponse d'un tel examen peut avoir l'allure suivante:



Flash



a.



b.

fig: 1

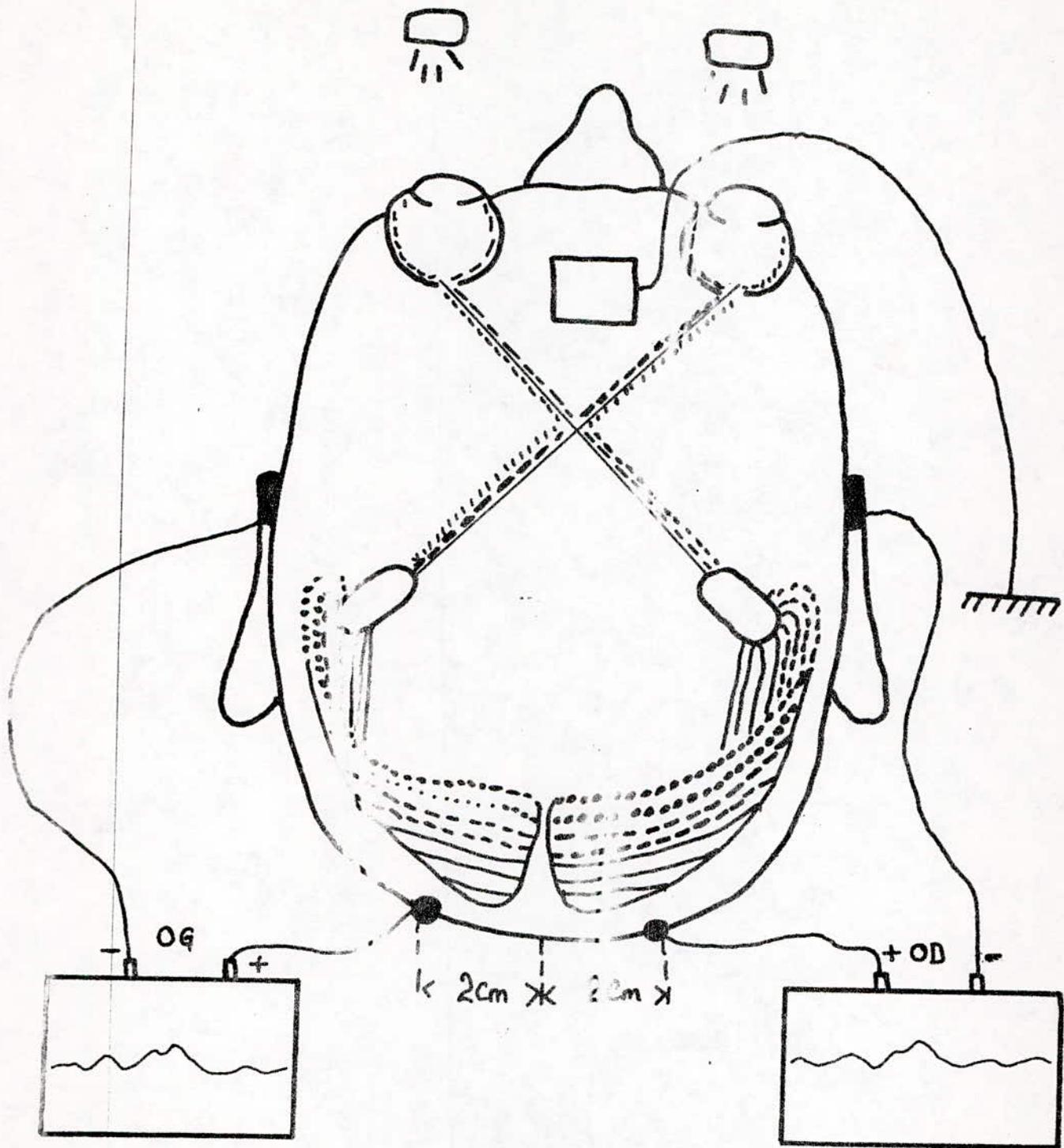


fig: 2

c) E.O.G. (Electro-oculographie).

L'E.O.G. permet de mesurer les variations du potentiel de repos cornéo-rétinien, il permet d'étudier l'épithélium rétinien, mais aussi les cônes et les bâtonnets.

L'E.O.G. s'obtient en plaçant de part et d'autre du globe oculaire des électrodes et en faisant effectuer aux yeux du malade un mouvement de poursuite lumineux qui se déplace.

La figure 1-b) illustre le recueil de l'électro-oculogramme.

Les caractéristiques du signal physiologique et de l'examen sont:

- Bande passante: (à -3dB) 0,35 — 100Hz.
- Durée de l'allumage de chaque voyant: réglable de 0,8 à 2S.
- Nombre d'allumages de chaque voyant: par période d'une minute est 4

I.4: CONCLUSION:

L'étude physique de la lumière, et le compte tenu du principe de Purkinje sur la courbe d'efficacité lumineuse ont conduit à ce que les examens d'électrophysiologie seront effectués dans des luminences faibles, ce qui est très intéressant du point de vue physiologie, puisque l'on étudiera la réponse provoquée par un petit stimulus, mais s'il est évident que cette façon de procéder permet de mieux déceler une lésion débutante, il y'aura un inconvénient: le signal faible peut être faussé par du bruit de fond (saute de courant, bruit parasite etc).

Pour extraire ce signal du bruit, ce qui fait l'objet de notre travail, il va falloir exposer les différentes méthodes d'extraction du signal utile contaminé par du bruit et d'en choisir la plus convenable, en tenant compte de la nature de notre signal physiologique.

CHAPITRE: II

LES PRINCIPALES METHODES DE TRAITEMENT.

	Pages
II.1: Introduction.....	11
II.2: Le filtrage adapté.....	12
II.3: La détection synchrone.....	15
3.1: Principe.....	15
3.2: Modulation, démodulation synchrones.....	15
3.3: La détection synchrone.....	16
3.4: Calcul du gain en rapport signal sur bruit apporté par la détection synchrone.....	17
II.4: Le moyennage.....	17
4.1: Extraction d'un signal périodique noyé dans le bruit, Principe.....	17
4.2: Extraction d'un signal répétitif noyé dans du bruit lorsque l'on connaît les instants de l'apparition du signal.....	21
Principe de l'extraction par moyennage.....	22
a) Hypothèses sur le bruit $b(t)$	22
b) Moyennage.....	23
Le rapport signal sur bruit.....	24
II.5: Optimisation de la méthode de traitement.....	25
II.6: Conclusion.....	26

II. CHAPITRE II.

LES PRINCIPALES METHODES DE TRAITEMENT.

II.1: INTRODUCTION :

Le bruit est l'environnement naturel de tout signal, le traitement du signal intervient chaque fois que l'on a besoin de séparer un message du bruit qui le dégrade.

Ce traitement intervient au niveau du récepteur pour nous aider à retrouver au mieux le signal original malgré le bruit qui lui a été superposé.

En pratique les signaux périodiques sont très utilisés comme véhicules d'informations, c'est ce caractère répétitif de l'information qui est essentiel pour les méthodes d'extraction et de détection des signaux noyés dans le bruit.

Notre signal physiologique défini précédemment, est un signal électrique trop faible, noyé dans des bruits perturbateurs de caractères aléatoire ou périodique.

Il est donc nécessaire de recourir à des méthodes appropriées pour le traiter, et à des circuits électroniques pour l'extraire.

On définit d'abord quelques notions physiques utilisées:-

- La puissance instantanée d'un signal:

$$P_{xx}(t) = x(t) \cdot x^*(t).$$

- La puissance instantanée d'interaction de deux signaux $x(t)$ et $y(t)$:

$$P_{xy}(t) = x(t) \cdot y^*(t) \text{ (de même } P_{yx}(t) = y(t) \cdot x^*(t) \text{)}.$$

- De la même façon, on définit les puissances moyennes:

$$P_{xx}(t_0, T) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cdot x^*(t) dt.$$

$$P_{xy}(t_0, T) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cdot y^*(t) dt.$$

(x^* désigne ici le complexe conjugué de x)

Rappelons aussi deux notions mathématiques fondamentales:-

- La convolution: est une opération linéaire ; Par définition la convoluée de x et y est $z = x * y$ tel que/:

$$z(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) y(\tau - t) dt.$$

- La corrélation: La fonction de corrélation entre deux signaux est:

$$C_{xy}(t_0, \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) y(t - \tau) dt$$

On voit bien qu'elle est étroitement reliée à la convolution.

Si $x = y$, c'est une auto-corrélation.

Dans tout ce qui suit, on note par:

- . $S(t)$ le signal utile périodique de période T .
- . $b(t)$ le bruit perturbateur.
- . $x(t) = S(t) + b(t)$ le signal composite.

II.2: LE FILTRAGE ADAPTE:

Soit un signal connu $s(t)$, transitoire (de durée finie T). Supposons $S(t)$ mélangé à du bruit $b(t)$, $b(t)$ étant supposé indépendant de $S(t)$, et stationnaire au deuxième ordre.

On veut avec un tel filtre, rendre maximal le rapport signal sur bruit. Ce rapport signal sur bruit est défini comme le rapport de l'énergie du signal à l'énergie du bruit considéré sur la durée T .

Soit $h(t)$ la réponse impulsionnelle d'un filtre, la sortie de ce filtre à l'instant T lorsque l'entrée est $S(t)$, est:

$$Y_s(T) = \int_0^T S(T-u) \cdot h(u) \cdot du.$$

La sortie lorsque l'entrée est le bruit $b(t)$ est:

$$Y_b(T) = \int_0^T b(T-u) \cdot h(u) \cdot du.$$

$$|Y_s(T)|^2 = \int_0^T \int_0^T S(T-u) \cdot S^*(T-v) \cdot h(u) \cdot h^*(v) \cdot du dv.$$

c'est la puissance de $Y_s(t) \Big|_{t=T}$.

De même:

$$|Y_b(T)|^2 = \int_0^T \int_0^T b(T-u) \cdot b^*(T-v) \cdot h(u) \cdot h^*(v) \cdot du dv.$$

La puissance moyenne du bruit sera:

$$\begin{aligned} E\{|Y_b(T)|^2\} &= \int_0^T \int_0^T E b(T-u) \cdot b^*(T-v) \cdot h(u) \cdot h^*(v) \cdot du dv. \\ &= \int_0^T \int_0^T C_{bb}(u-v) \cdot h(u) \cdot h^*(v) \cdot du dv. \end{aligned}$$

Le rapport signal sur bruit à l'instant T est alors défini par:

$$R(T) = \frac{|Y_s(T)|^2}{E\{|Y_b(T)|^2\}} \quad \dots\dots(1)$$

On voit bien que ce rapport demeure inchangé si au lieu de prendre comme réponse impulsionnelle $h(t)$, on prend $k \cdot h(t)$.

Introduisons une normalisation par la contrainte ($Y_s(T) = 1$) pour trouver $h_{op}(t)$ (réponse impulsionnelle optimale qui rende $R(T)$ maximal; on appellera $R_M(T)$ cette valeur de $R(T)$).

D'après (1) on pose :

$$\lambda = |Y_s(T)|^2 - R_M(T) \cdot E\{|Y_b(T)|^2\}$$

Calculons cet optimum en appliquant à λ le calcul des variations

$$\delta \lambda = \delta \left[\int_0^T \int_0^T S(T-u) \cdot S^*(T-v) \cdot h(u) \cdot h^*(v) \cdot du dv - R_M(T) \int_0^T \int_0^T C_{bb}(u-v) \cdot h(u) \cdot h^*(v) \cdot du dv \right]$$

On va donc annuler la variation première de par rapport à $h^*(v)$ ou $h(u)$.
 En tenant compte de la contrainte, on trouve l'équation du filtre optimal

$$\int_0^T C_{bb}(u-v) \cdot h(u) \cdot du = \frac{1}{R_M(T)} \cdot S^*(T-v) \quad \text{pour } 0 \leq v \leq T \quad \dots\dots\dots (2)$$

Supposons que $b(t)$ est un bruit blanc, $C_{bb}(u-v) = \sigma_b^2 \cdot \delta(u-v)$

L'équation (2) devient:

$$h(v) = \frac{S^*(T-v)}{R_M(T) \cdot \sigma_b^2}$$

On peut alors calculer $R_M(T)$ à partir de la contrainte:

$$\int_0^T S(T-u) \cdot h(u) \cdot du = \frac{1}{\sigma_b^2} \cdot \frac{1}{R_M(T)} \cdot \int_0^T S^*(T-v) \cdot S(T-u) du = 1$$

d'où:
$$\frac{1}{\sigma_b^2} \cdot \int_0^T |S(T-u)|^2 du = R_M(T) = \frac{E_S}{\sigma_b^2} \quad (\text{énergie du signal } S(t))$$

d'où
$$h(v) = \frac{S^*(T-v)}{\frac{E_S}{\sigma_b^2} \cdot \sigma_b^2} = \frac{1}{E_S} \cdot S^*(T-v) \quad \text{si } S(t) \text{ est réel}$$

$$h(v) = \frac{1}{E_S} \cdot S(T-v).$$

Mais comme le rapport signal sur bruit en sortie ne change pas si l'on affecte $h(t)$ d'un coefficient constant, on peut écrire $h(t) = S(T-t)$.
 Réaliser ce filtre adapté au signal $S(t)$ revient donc à filtrer $x(t)$ dans un filtre de réponse impulsionnelle $S(-t)$.

De plus cette notion de filtre adapté n'est valable en haute rigueur que si le bruit $b(t)$ peut être considéré comme blanc, c'est à dire à densité spectrale constante; Or si $b(t)$ a une densité spectrale variable dans la bande de fréquence considérée, on ne peut plus parler de filtrage adapté.

Le filtre adapté ne dépend pas de l'amplitude du signal $S(t)$; On aurait le même filtre adapté si le signal était $k.S(t)$ au lieu de $S(t)$.

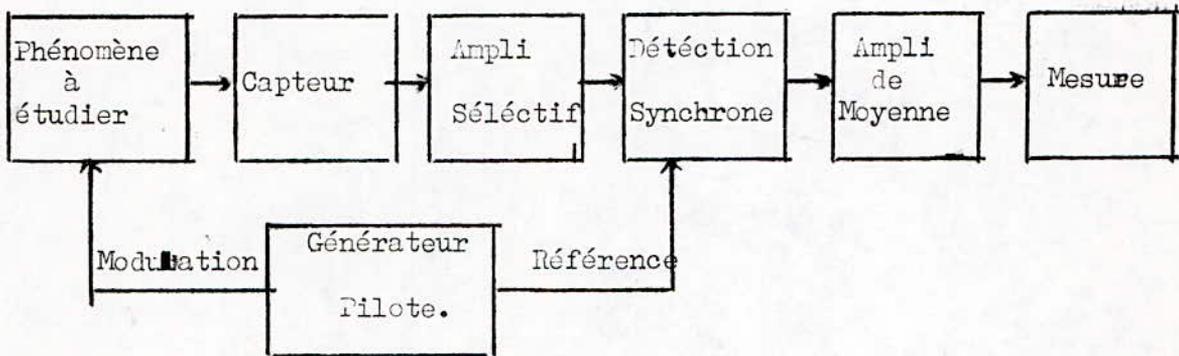
On voit que l'opération de filtrage linéaire est identique à l'opération mathématique de convolution, et dans le cas du filtre adapté $h(t) = S(-t)$ on retrouve l'opérateur corrélation à un coefficient près.

Nous pouvons donc en conclure que , réaliser le filtre adapté de $x(t)$ par $S(t)$ revient , soit à réaliser la convolution de $x(t)$ et $S(-t)$, soit à réaliser la corrélation de $x(t)$ et $S(t)$.

II.3: LA DETECTION SYNCHRONE:

Cette détection est un procédé utilisé lorsque le signal util est faible et noyé dans du bruit aléatoire ou périodique.

II.3.1: PRINCIPE:



II.3.2: MODULATION , DEMODULATION SYNCHRONES:

Le signal $S(t)$ de très basse fréquence , de plus il est noyé dans du bruit à plus large bande. On module (multiplie) $x(t)$ par une porteuse sinusoïdale à la fréquence f_0 , $S(t)$ occupe après modulation une étendue spectrale $f_0 - \Delta B$, $f_0 + \Delta B$.

Comme $f_0 \gg \Delta B$, $S(t)\cos 2\pi f_0 t$ peut être considéré comme une sinusoïde pure, le problème maintenant est d'extraire $S(t)\cos 2\pi f_0 t$ du signal $x(t)\cos 2\pi f_0 t$.

Cela on sait le faire en intercorrélant $x(t)\cos 2\pi f_0 t$ avec un signal sinusoïdal à fréquence f_0 .

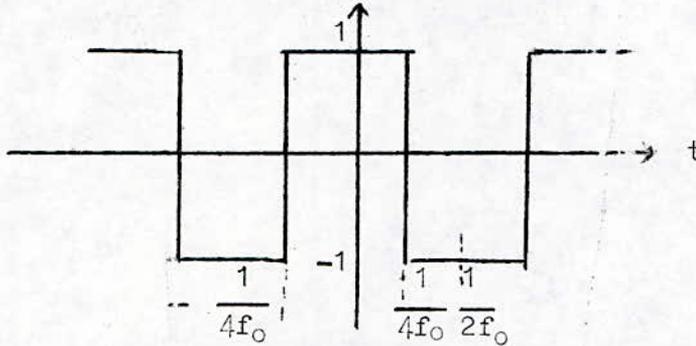
$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\cos 2\pi f_0 t \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt = \frac{1}{2} \cdot \overline{S(t)} \cos \varphi.$$

On voit que l'on obtient non pas $S(t)$ mais $\overline{S(t)}$, donc cette méthode reste valable si $S(t)$ est constant.

II.3.3: LA DETECTION SYNCHRONE:

C'est une simplification technologique de la démodulation synchrone. Au lieu de multiplier $x(t)\cos 2\pi f_0 t$ par $\cos 2\pi f_0 t$, on multiplie par un signal rectangulaire de fréquence de récurrence f_0 .

Le détecteur synchrone se ramène donc à un " double inverseur " commandé par le générateur pilote à la fréquence f_0 .



Supposons maintenant que $S(t)$ varie lentement avec le temps, $S(t)$ a une étendue spectrale $2\Delta B$ et après modulation par $\cos 2\pi f_0 t$ a une étendue spectrale $f_0 - \Delta B$ et $f_0 + \Delta B$. Comme on n'intègre jamais sur une durée T infinie, le démodulateur extraira non seulement la fréquence f_0 mais les fréquences contenues dans une bande $\pm \frac{\Delta f}{2}$, en fonction de la durée d'intégration.

Le démodulateur correspondant à l'harmonique $3f_0$ pourra extraire les fréquences $3f_0 \pm \frac{\Delta f}{2}$ mais si l'on fait le multiplier $f_0 \gg \Delta B$, $S(t)$ ne contient pas de fréquences $3f_0 \pm \frac{\Delta f}{2}$ et tout se passe comme si avec le détecteur on a démodulé.

Toutefois, il est prudent de placer un amplificateur sélectif autour de f_0 , mais le fait de multiplier lors de la modulation le bruit $b(t)$ va réaliser une transposition. S'il avait une bande B , on aura pour le nouveau spectre du bruit $B_1(t)$, $B_1 = f_0 \pm B$.

Si B est suffisamment grand pour que $f_0 + B$ soit supérieur à $3f_0$, le démodulateur va agir sur le bruit.

Ces résultats sont simples, si on fait l'hypothèse que $T \rightarrow \infty$, mais T est une durée limitée d'où la nécessité d'évaluation du gain en rapport signal sur bruit.

II.3.4: CALCUL DU GAIN EN RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT APPOURTE PAR LA
DETECTION SYNCHRONE:

Soient a l'amplitude de $S(t)$ et σ^2 la puissance du bruit .
Le rapport signal sur bruit avant traitement est:

$$R_e = \frac{a^2}{\sigma^2} .$$

Supposons que la densité spectrale du bruit est constante dans l'intervalle $-B, +B$ et soit ΔF la largeur de bande équivalente* de l'amplificateur sélectif. Le rapport signal sur bruit à l'entrée du détecteur synchrone est:

$$R'_e = \frac{a^2}{\sigma^2 \frac{\Delta F}{B}}$$

On a donc à traiter un signal de largeur de bande ΔF .
Soit T la durée d'intégration , le rapport signal sur bruit en sortie du détecteur synchrone est

$$R_s = 2 \cdot \Delta F \cdot T \cdot R'_e = 2 \cdot \Delta F \cdot T \cdot \frac{a^2}{\sigma^2 \frac{\Delta F}{B}} = 2 \cdot T \cdot B \cdot R_e$$

$$G = \frac{R_s}{R_e} = 2 \cdot T \cdot B \quad \text{ou en valeur efficace} \quad g = \sqrt{2 \cdot T \cdot B}$$

Ce rapport ne dépend pas de B , étendue spectrale du bruit carcar si B augmente , G augmente , mais R_e diminue.

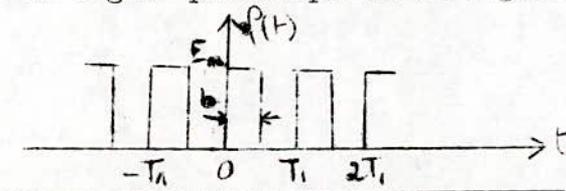
II.4: LE MOYENNAGE;

II.4.1: EXTRACTION D'UN SIGNAL PERIODIQUE NOYE DANS LE BRUIT, MOYENNAGE:

Il s'agit ici , non plus de détecter la présence du signal périodique, mais l'extraire, c'est à dire restituer sa forme.

PRINCIPE:

Considérons le signal périodique de la figure ci-dessous:



*Bande équivalente c'est la largeur de bande du filtre rectangulaire qui laisse passer la même énergie que le filtre sélectif.

Le spectre complexe sera alors:

$$F(n\omega) = \frac{1}{T_1} \int_0^b E_m e^{-jn\omega_1 t} dt = \frac{E_m \cdot b}{T_1} \left(\frac{\sin n b / T_1}{n b / T_1} \right) \cdot e^{-jn\omega_1 b / 2}$$

f(t) étant périodique, s'écrit dans le cas général sous la forme:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jn\omega_1 t} \cdot \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{+T_1/2} f(\tau) e^{-jn\omega_1 \tau} d\tau$$

En changeant l'ordre d'intégration-sommation:

$$f(t) = \int_{-T_1/2}^{+T_1/2} f(\tau) d\tau \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T_1} e^{jn\omega_1 (t - \tau)} \dots\dots\dots(2)$$

Supposons que l'on fasse subir à f(t) un décalage de quantité b/2 vers la gauche le résultat est une autre fonction que l'on notera g(t).

Le spectre de g(t) s'écrira alors :

$$G(n\omega) = \frac{E_m \cdot b}{T_1} \cdot \frac{\sin n\pi b / T_1}{n\pi b / T_1}$$

Si l'on suppose que chaque impulsion rectangulaire garde une aire constante et unitaire quand la largeur b, devient infiniment petite, la fonction g(t) ne sera autre que la fonction peigne $\Psi_{T_1}(t)$, (fonction périodique d'impulsion unité).

Donc si $E_m \cdot b = 1$ pour tout b

$$\lim_{b \rightarrow 0} g(t) = \Psi_{T_1}(t) \quad \text{et} \quad \lim_{b \rightarrow 0} G(n\omega) = \frac{E_m \cdot b}{T_1} = \frac{1}{T_1}$$

$$\text{Or } g(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} G(n\omega) \cdot e^{jn\omega_1 t}; \quad \text{à la limite } \Psi_{T_1}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T_1} \cdot e^{jn\omega_1 t} \dots(3)$$

En comparant les expressions (2) et (3) on identifie la sommation dans l'expression (2) comme étant la fonction $\Psi_{T_1}(t - \tau)$.

Par substitution dans (2) on obtient:

$$f(t) = \int_{-T_1/2}^{+T_1/2} f(\tau) \Psi_{T_1}(t - \tau) d\tau \quad \text{Au facteur } 1/T_1 \text{ près.}$$

Ceci est une intégrale de convolution et qui exprime le fait que la convolution d'une fonction périodique donnée, avec une fonction peigne de même période laisse la fonction inchangée.

$$\text{On a donc: } \frac{1}{T_1} \cdot f(t) = \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{+T_1/2} f(\tau) \psi_{T_1}(t - \tau) d\tau \quad \dots (4)$$

Comme $\psi_{T_1}(t)$ est paire la fonction d'intercorrélation $C_{f\psi}(t)$ est la même que la fonction de convolution, d'où:

$$\frac{1}{T_1} \cdot f(t) = C_{f\psi}(-t) = C_{f\psi}(t)$$

Comme $f_{T_1}(t)$ et $\psi_{T_1}(t)$ sont des fonctions périodiques de même période, on peut écrire l'équation (4) sous forme d'une moyenne sur un intervalle infini:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_1} \cdot f(t) &= \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{+T_1/2} f(\tau) \psi_{T_1}(\tau - t) d\tau \quad \text{puisque } \psi_{T_1}(t) \text{ est paire} \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f(\tau) \cdot \psi_{T_1}(\tau - t) d\tau. \end{aligned}$$

En échangeant les variables t et τ on obtient/:

$$\frac{1}{T_1} f(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot \psi_{T_1}(t - \tau) d\tau.$$

qui est une forme plus familière.

Soit maintenant un signal bruité : $x(t) = S(t) + b(t)$.

$S(t)$ signal périodique de période T_1 .

$b(t)$ bruit aléatoire.

On a alors

$$\begin{aligned} C_{x\psi}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [S(t) + b(t)] \psi_{T_1}(t - \tau) dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T S(t) \psi_{T_1}(t - \tau) dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T b(t) \psi_{T_1}(t - \tau) dt. \end{aligned}$$

D'après les résultats précédents:

$$C_{x\psi}(\tau) = \frac{1}{T_1} S(\tau) + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T_1} \int_0^T b(t) \psi_{T_1}(t - \tau) dt \quad \dots (5)$$

montrons sommairement que le second terme du second membre est nul.

Pour cela considérons une impulsion particulière à $t = 0$, les autres impulsions étant nulles; $\psi_{T_1}(t - \tau)$ se réduit alors à :

$$\psi(t - \tau) = b(t - \tau).$$

Soit l'intégrale:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T b(t) \delta(t - \tau) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T b(t) \delta(\tau - t) dt. \quad \delta(t) \text{ paire.}$$

On reconnaît la convolution de $b(t)$ et $\delta(t)$ qui laisse $b(t)$ inchangé d'où:

$$b(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T b(t) \delta(t - \tau) dt$$

On voit que l'expression/:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T_1} \int_0^T b(t) \psi_{T_1}(t - \tau) dt$$

est la moyenne d'une série infinie de valeurs de $b(t)$ prises à des intervalles de temps T_1 ; en d'autres termes c'est le nombre de valeurs de $b(t)$ par période T_1 .

On peut donc l'écrire sous la forme suivante:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T b(t) \psi_{T_1}(t - \tau) dt = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{k=0}^N b(\tau + kT_1)}{(N+1)T_1} \quad \dots (6)$$

Etant donné que la moyenne de $b(t)$ est nulle, l'expression (6) est nécessairement nulle pour toute valeur de τ .

$$\text{Donc } \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T b(t) \psi_{T_1}(t - \tau) dt = 0$$

Et on aboutit donc au résultat:

$$C_{x\psi}(\tau) = \frac{1}{T_1} S(\tau). \quad \dots\dots(7)$$

En fait lors de la mesure des fonctions de corrélation par les systèmes physiques réels, le calcul porte toujours sur une durée d'intégration finie.

De ce fait les résultats (5) et (6) ne seront que des estimations des valeurs théoriques. Par conséquent le résultat final (7) n'est vrai qu'aux erreurs d'estimation près. De plus l'expression (7) n'est rigoureusement valable que si on intègre sur un nombre entier de périodes T_1 .

Dans le cas contraire on pose $M =$ partie entière de T/T_1 et (7) devient:

$$C_{x\psi}(\tau) = \frac{M}{T} S(\tau) \quad \dots\dots(8)$$

avec T durée d'intégration.

En termes pratiques, ce résultat signifie que l'on peut restituer la forme d'un signal noyé dans du bruit en l'intercorrélant avec des impulsions périodiques très étroites générées localement.

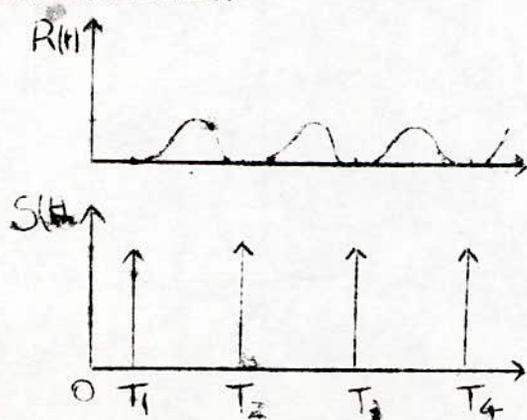
Physiquement cette opération équivaut à prendre des échantillons du signal à des intervalles réguliers et en faire la moyenne (Echantillonneur-moyenneur).

II.4.2: EXTRACTION D'UN SIGNAL REPETITIF NOYÉ DANS DU BRUIT LORSQUE L'ON CONNAIT LES INSTANTS DE L'APPARITION DU SIGNAL:

On est dans le cas général où l'on veut extraire un signal du bruit, il s'agit donc de: -1- Détecter la présence du signal.

- 2- Extraire ce signal avec le moins d'erreur possible.

Le signal $R(t)$ se reproduit identique à lui même est reperé par rapport à des événements antérieurs.



On voit facilement qu'être dans le cas périodique ou dans le cas où $R(t)$ est reperé par rapport à la stimulation $S(t)$, cela revient au même.

Pour simplifier les calculs on supposera donc qu'on est dans le cas périodique. La méthode d'extraction dans ce cas est connu sous le nom de Moyennage (ou accumulation de données).

Les deux cas d'applications les plus importants sont:

*L'obtention de la réponse impulsionnelle d'un système lorsque la réponse observée est la réponse impulsionnelle dégradée par du bruit.

*En physiologie, l'étude des potentiels évoqués.

Une différence de potentiel, recueillie en electrophysiologie, peut être modifiée passagèrement sous l'action d'une cause extérieure controlée (stimulation). On appelle temps de latence l'intervalle de temps qui sépare l'instant de la stimulation (supposée de durée très courte) de l'instant d'apparition de la réponse (dite réponse évoquée).

Deux hypothèses fondamentales qu'il ne faudra jamais perdre de vue:

- Le signal se répète identique à lui même, sans déformation.
- Le signal est dans le temps lié à la stimulation, c'est à dire on suppose que le temps de latence est constant.

PRINCIPE DE L'EXTRACTION PAR MOYENNAGE:

Les hypothèses citées précédement sont supposées remplies, on se ramène donc au cas d'un signal périodique $R(t)$ auquel est superposé du bruit $b(t)$.

a) Hypothèses sur le bruit $b(t)$:

On suppose que $b(t)$ est stationnaire au deuxième ordre, c'est à dire sa moyenne:

$$m = \frac{1}{T} \int_0^T b(t) dt$$

Sa puissance moyenne:

$$\sigma_b^2 = \frac{1}{T} \int_0^T |b(t)|^2 dt$$

et sa fonction d'autocorrélation:

$$C_{bb}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T b(t)b(t-\tau) dt$$

sont indépendantes de l'emplacement de la tranche de durée T considérée.

On supposera de plus que $b(t)$ n'a pas de composante continue $\Rightarrow m=0$ ($b(t)$ centré)

Les paramètres définies ci-dessus $m, \sigma_b^2, C_{bb}(\tau)$ sont d'autant plus vraies que T est plus grand.

$$\frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt, \text{ est une estimation de } \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

b) Moyennage:

Soit $x(t) = R(t) + b(t)$ le signal composite, $R(t)$ périodique de période T_0 , on peut écrire $R(t - kT_0) = R(t)$, $k \in \mathbb{N}$, le rapport signal sur bruit se chiffre par $\rho = \frac{|R(t)|}{\sigma_b}$. Supposons que l'on somme M fois le signal $x(t)$ à la suite de M stimulations. On a:

$$Z(t) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x(t - kT_0) \quad \text{soit } t = t_i \text{ telque } 0 < t_i < T_0$$

$$\begin{aligned} Z(t_i) &= \frac{1}{M} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} r(t_i - kT_0) + \sum_{k=0}^{M-1} b(t_i - kT_0) \right\} \\ &= \frac{1}{M} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} r(t_i) + \sum_{k=0}^{M-1} b(t_i - kT_0) \right\} = r(t_i) + \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} b(t_i - kT_0) \end{aligned}$$

$$E(Z(t_i)) = r(t_i) + E \left\{ \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} b(t_i - kT_0) \right\} = r(t_i) + \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} E \left\{ b(t_i - kT_0) \right\}$$

d'après le théorème de Fubini.

Comme $b(t)$ est centré, on aura donc $E\{Z(t_i)\} = r(t_i)$.

Calculons la variance:

$$\begin{aligned} \text{Var}\{Z(t_i)\} &= E\left\{ \left| Z(t_i) - E\{Z(t_i)\} \right|^2 \right\} = E\left\{ \left| \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} b(t_i - kT_0) \right|^2 \right\} \\ &= \frac{1}{M^2} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{M-1} E\left\{ b(t_i - kT_0) b(t_i - nT_0) \right\} \\ &= \frac{1}{M^2} \sum_k \sum_n C_{bb}[(k - n)T_0] \end{aligned}$$

Après décomposition de cette double somme

$$\text{Var}\{Z(t)\} = \frac{1}{M^2} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} C_{bb}(0) + \sum_{\lambda=1}^{M-1} (M - \lambda) C_{bb}(\lambda T_0) + \sum_{\lambda=-1}^{-(M-1)} (M + \lambda) C_{bb}(-\lambda T_0) \right\}$$

mais $C_{bb}(\lambda T_0) = C_{bb}(-\lambda T_0)$.

d'où:
$$\text{Var}\{Z(t)\} = \frac{1}{M} \sigma_b^2 + \frac{2}{M} \sum_{\lambda=1}^{M-1} \left(1 - \frac{\lambda}{M}\right) C_{bb}(\lambda T_0)$$

$$\text{Var}\{Z(t)\} = \frac{\sigma_b^2}{M} \left\{ 1 + 2 \sum_{\lambda=1}^{M-1} \left(1 - \frac{\lambda}{M}\right) \cdot \frac{C_{bb}(\lambda T_0)}{\sigma_b^2} \right\}$$

LE RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT:-

a) Si la fonction de corrélation du bruit est nulle pour tout retard en valeur absolue supérieure ou égale à T_0 , il reste

$$\text{Var}\{Z(t)\} = \frac{\sigma_b^2}{M} \Rightarrow \sqrt{\text{Var}\{Z(t)\}} = \frac{\sigma_b}{\sqrt{M}}$$

Dans ces conditions le rapport signal sur bruit ρ' sera:

avant moyennage

$$\rho = \frac{|R(t)|}{\sigma_b}$$

après moyennage

$$\rho' = \frac{|R(t)|}{\sigma_b \sqrt{M}} = \sqrt{M} \cdot \frac{|R(t)|}{\sigma_b}$$

Donc ce rapport après moyennage sera multiplié par \sqrt{M} .

b) Si par contre la fonction d'autocorrélation n'est pas nulle pour $|\tau| \gg T_0$.

$$\rho_{\text{après moyenn.}} = \frac{|R(t)|}{\frac{\sigma_b}{\sqrt{M}} \cdot \left\{ 1 + 2 \sum_{\lambda=1}^{M-1} \left(1 - \frac{\lambda}{M}\right) \cdot \frac{C_{bb}(\lambda T_0)}{\sigma_b^2} \right\}^{1/2}}$$

$$\rho''_{\text{après moyenn.}} = \frac{\sqrt{M} \cdot |R(t)|}{\sigma_b \sqrt{1 + \frac{2}{\sigma_b^2} \sum_{\lambda=1}^{M-1} \left(1 - \frac{\lambda}{M}\right) C_{bb}(\lambda T_0)}}$$

On voit donc que si la fonction d'autocorrélation s'éteint au bout de quelques périodes la perte en rapport signal sur bruit ne sera pas très importante, et on pourra admettre que le rapport signal sur bruit après M sommations est multiplié par \sqrt{M} .

II.5: OPTIMISATION DE LA METHODE DE TRAITEMENT:

Dans la présente partie, on se propose de choisir une méthode parmi ces méthodes de traitement exposées; Dans ce choix on va se baser sur les deux critères suivants:

1^{er} Critère:

On veut que notre signal soit bien traité et ça revient à dire que le gain "g" en rapport signal sur bruit soit élevé.

-Le filtrage adapté: Le rapport signal sur bruit à l'instant T est:

$$R(t) = \frac{\left| \int_0^T S(T-u)h(u)du \right|^2}{E \left\{ \left| \int_0^T b(T-u)h(u)du \right|^2 \right\}}$$

Ce rapport demeure inchangé si au lieu de prendre comme réponse impulsionnelle $h(t)$, on prend $kh(t)$.

- La détection synchrone: On a trouvé $g = \sqrt{2} \cdot 4T$. Ceci montre que l'on peut espérer un gain aussi grand que l'on veut, car pour cela il faudrait augmenter T, et il n'est plus certain que si T est très grand on puisse considérer S(t) comme constant.

Donc il y a deux exigences contradictoires:

T doit être le plus grand possible, pour que g soit grand.

T ne doit pas être trop grand, afin que S(t) soit transmis sans déformation.

- Le moyennage: $g = \sqrt{M}$, M étant le nombre de cycles sur lesquels, on fait des sommations ceci montre que l'on peut avoir un gain aussi élevé en augmentant le nombre de périodes sur lesquelles on effectue le moyennage.

Deuxième Critère:

On veut que la méthode choisie comme solution de notre problème soit réalisable.

- Le filtrage adapté: On peut réaliser des filtres adaptés par la méthode de pondération, on considère une ligne à retard constituée de n éléments donnant chacun le retard τ_1 et disposées en cascade. En injectant $x(t)$ à l'entrée de la ligne et on échantillonne S(t) en (n + 1) points d'intervalle τ_1 .

$$S(0), S(\tau_i), S(2\tau_i), \dots, S(k\tau_i), \dots, S(n\tau_i)$$

$$\lambda_k = \frac{S[(n-k)\tau_i]}{|S_{\max}|}$$

Ces coefficients de pondération sont compris entre +1 et -1.
Supposons que le signal provenant de la sortie de l'élément de rang k soit pondéré par un coefficient λ_k .

En faisant la somme des (n + 1) sorties pondérées, on aura

$$\sum_{k=0}^n x(t_0 - k\tau_i) \cdot S(n\tau_i - k\tau_i) \quad \text{avec } n\tau_i = T$$

Si on pose $t_0 - k\tau_i = t_k$ on a:

$$\sum_{k=0}^n x(t_k) \cdot S(t_k - (t_0 - n\tau_i)) = \sum_{k=0}^n x(t_k) \cdot S(t_k - (t_0 - (t_0 - T)))$$

qui est bien la sortie du filtre adapté, mais l'inconvénient c'est qu'on ne connaît pas S(t).

- La détection synchrone: D'après son synoptique de principe, on voit bien qu'on peut réaliser un dispositif qui nous assure ce traitement. Mais cette réalisation sera assez délicate et coûteuse.

- Le moyennage: La réalisation de cette méthode est simple par rapport aux précédentes, parcequ'elle nécessite juste deux circuits convertisseurs (AN et NA) adaptables au PIA du Kit qui nous assure des sommations de plusieurs cycles.

II.6: CONCLUSION:

une fois exposés les avantages et les inconvénients des différentes méthodes, il est bien aisé d'en choisir une, rentable et réalisable en même temps parmi les trois.

Celle du moyennage nous paraît assez complète de tous ses côtés, car on peut ajuster le gain en rapport signal sur bruit la réaliser facilement à l'aide d'un micro-ordinateur (KIT D5 de MOTOROLA).

CHAPITRE: III.

ETUDE DES DIFFERENTS ETAGES DE LA CHAINE DE TRAITEMENT.

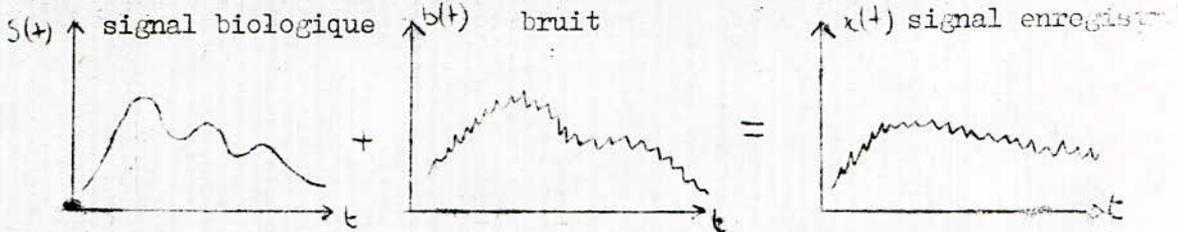
III.1: Introduction.....	28
III.2: L'échantillonnage.....	31
2.1: Théorèmes d'échantillonnage.....	31
2.2: La quantification.....	34
2.3: Circuits d'échantillonnage et de maintien.....	34
2.4: Conclusion.....	34
III.3: Les convertisseurs analogique-numérique (CAN).....	36
III.4: Mémoires et moyennneur.....	40
4.1: Présentation du Kit D5 de MOTOROLA:	
a) Organisation générale.....	41
b) Présentation des blocs fonctions.....	41
4.2: Etude du MPU 6802.....	42
4.3: Les registres du MPU.....	43
4.4: Jeu d'instructions du MPU.....	44
4.5: Les modes d'adressage du MPU.....	44
4.6: Implantation mémoire.....	45
4.7: Etude du PIA 6821.....	49
4.8: Présentation des registres internes du PIA 6821.....	49
III.5: La conversion numérique-analogique.....	53

CHAPITRE III:

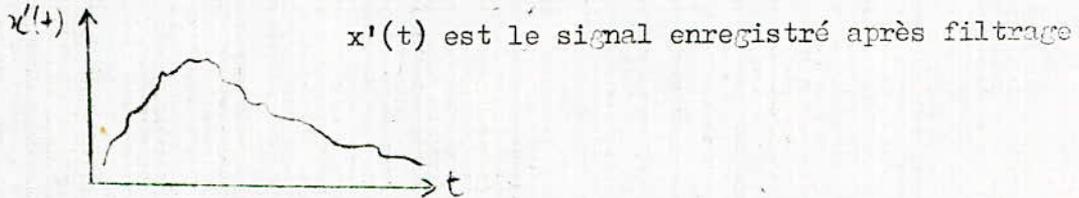
ETUDE DES DIFFERENTS ETAGES DE LA CHAINE DE TRAITEMENT !

III. 1 : INTRODUCTION :

On a vu dans la partie précédente , que l'extraction du signal biologique par moyennage , nous permet une bonne amélioration du rapport signal sur bruit . Ce traitement s'effectue en deux étapes.

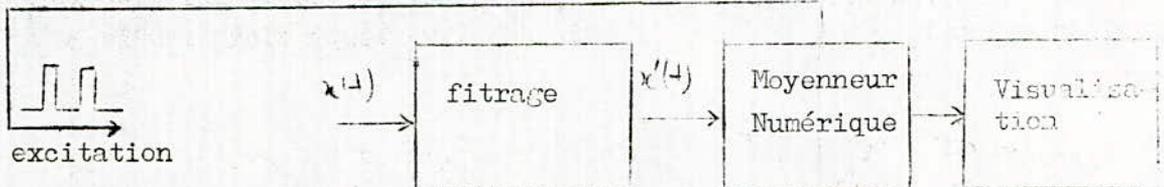


— La première étape : Elle consiste à faire un filtrage sélectif pour éliminer les signaux de fréquence trop aigue et trop grave et ne garde que la bande passante utile correspondante au signal biologique recherché.



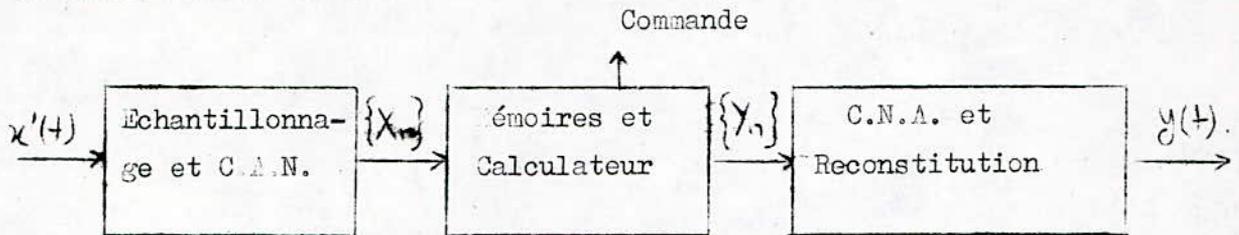
— La deuxième étape : Consiste à additionner les intensités des signaux électriques résultants de plusieurs centaines de stimulations successives. Comme les potentiels évoqués recherchés sont synchrones et s'additionnent en valeur absolue ; Au contraire les parasites sont souvent de signe électrique opposé , ils s'additionnent de façon algébrique et finissent par s'éliminer mutuellement . D'où la chaîne de traitement :

signal de synchronisation (déclenche la stimulation suivante)



Dans notre réalisation , on ne s'intéresse qu'au moyennage numérique qui constitue le centre de notre étude , ce traitement se fait sous forme numérique . Cette option se justifie par le développement actuel des ordinateurs à usage général , celui des microprocesseurs programmables,

et celui des dispositifs numériques à logique câblé , d'où le synoptique du moyennneur numérique :



Le signal analogique $x'(t)$ appliqué à l'entrée est échantillonné puis converti en valeur numérique $\{X_n\}$, le CAN fournissant un train d'impulsions proportionnel à l'amplitude du signal à analyser .

Ces données numériques sont stockées dans les mémoires et l'opération est recyclée , chaque cycle s'ajoute arithmétiquement terme à terme à ceux obtenus aux cycles précédents dans le calculateur .

Au bout de M passages , l'information recherchée sera multipliée par M , le bruit par \sqrt{M} . Autrement dit , l'amélioration du rapport signal sur bruit croit comme \sqrt{M} .

Après ce traitement numérique , le calculateur fournit un train d'impulsions $\{Y_n\}$ au CNA qui nous permet la reconstitution du signal utile . La figure qui suit , décrit les différentes opérations du traitement et indique l'aspect du signal obtenu à chaque étape .

Synoptique d'une chaîne de traitement numérique.

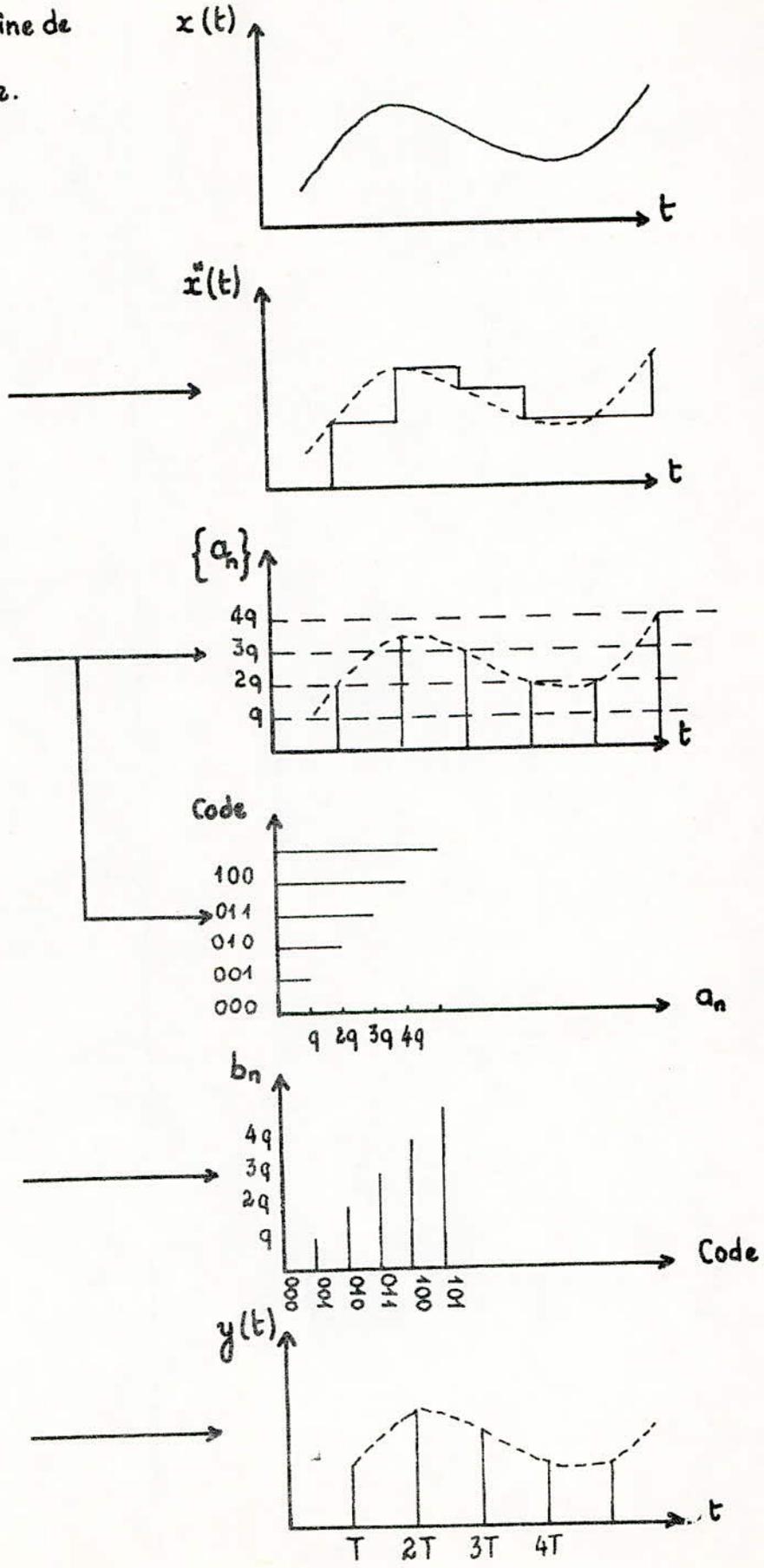
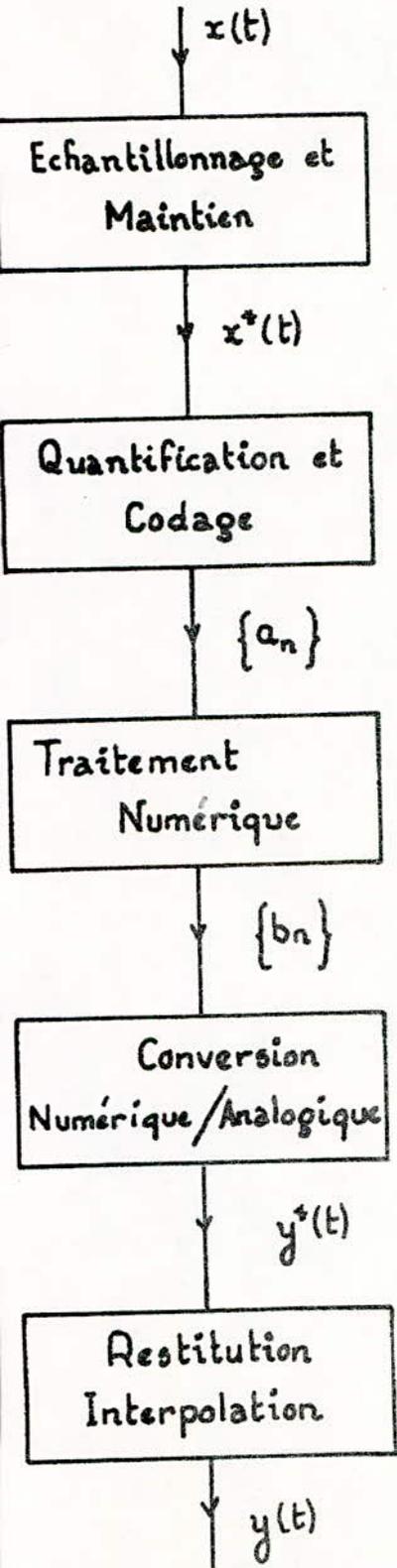


fig:

III.2: L'ECHANTILLONNAGE:

Dans de très nombreux cas, on ne traite pas directement les signaux analogiques fournis par les capteurs de mesure, mais on les échantillonne c'est à dire qu'on va observer ces signaux à certains instants seulement; Ce qui est le cas dans notre traitement.

2.1 THEOREMES D'ECHANTILLONNAGE:

a- ECHANTILLONNAGE IDEAL: Les durées d'observation sont infiniment brèves, l'échantillonnage est réalisé par une suite d'impulsions de Dirac appelée fonction peigne ($P_{Fe}(t)$).

Soit une fonction $x(t)$ dont la transformée de Fourier est $X(f)$. Echantillonner $x(t)$ à la fréquence F_e revient à multiplier $x(t)$ par une suite d'impulsions de Dirac de fréquence de récurrence F_e .

Cette suite s'écrit sous la forme:

$$P_{Fe}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - \frac{k}{F_e})$$

On sait que sa transformée de Fourier est:

$$T.F. \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - \frac{k}{F_e}) \right\} = F_e \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n.F_e).$$

$$\text{Donc } T.F. \left\{ P_{Fe}(t) \right\} = F_e \cdot P_{Te}(f)$$

Soit $\hat{x}(t)$ la fonction échantillonnée :

$$\hat{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x\left(\frac{k}{F_e}\right) \cdot \delta\left(t - \frac{k}{F_e}\right) \quad \text{qui peut s'écrire sous la forme}$$

$$\hat{x}(t) = x(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(t - \frac{k}{F_e}\right).$$

$$\text{d'où } \hat{x}(t) \Leftrightarrow X(f) * F_e \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n.F_e).$$

D'après la formule de Poisson ceci signifie que le spectre de $\hat{x}(t)$ est celui de $x(t)$ répété sur l'axe des fréquences avec une période F_e .

Si $x(t)$ a une T.F. $X(f)$ telle que $X(f)$ soit nulle pour $|f| > F_m$, le spectre de $x(t)$ va donc s'étendre sur une bande $2F_m$.

Pour que la répétition périodique de ce spectre ne déforme pas le motif répété, il faut et il suffit que la fréquence de répétition F_e qui est la fréquence d'échantillonnage soit supérieure ou égale à $2F_m$.

C'est le théorème de Shannon $F_e \geq 2.F_m$.

Considérons le spectre de $\hat{x}(t)$,

$$Fe \cdot X(f) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n \cdot Fe) = Fe \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(f - n \cdot Fe)$$

Si on multiplie cette expression par une fonction porte de largeur

$$Fe \cdot \Pi_{Fe/2}(f), \quad \Pi_{Fe/2}(f) = 0 \quad f < -\frac{Fe}{2} \quad \text{et} \quad f > \frac{Fe}{2} .$$

ON aura:

$$\left[X(f) * Fe \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n \cdot Fe) \right] \cdot \Pi_{Fe/2}(f) = X(f) \cdot Fe.$$

Prenons la T.F. des deux membres

$$X(f) * Fe \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n \cdot Fe) \Leftrightarrow \hat{x}(t).$$

$$\Pi_{Fe/2}(f) \Leftrightarrow \frac{Fe \cdot \sin \pi Fe t}{\pi \cdot Fe \cdot t} \quad \text{et} \quad x(t) \Leftrightarrow X(f).$$

$$\text{D'où} \quad \hat{x}(t) * \frac{Fe \cdot \sin \pi Fe \cdot t}{\pi \cdot Fe \cdot t} = x(t) \cdot Fe.$$

$$\text{Or} \quad \hat{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x\left(\frac{k}{Fe}\right) \cdot \delta\left(t - \frac{k}{Fe}\right)$$

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} x\left(\frac{k}{Fe}\right) \cdot \delta\left(t - \frac{k}{Fe}\right) * \frac{Fe \cdot \sin \pi Fe \cdot t}{\pi \cdot Fe \cdot t} = Fe \cdot x(t).$$

$$\text{Mais} \quad \delta\left(t - \frac{k}{Fe}\right) * \frac{\sin \pi Fe \cdot t}{\pi \cdot Fe \cdot t} = \frac{\sin \pi Fe \left(t - \frac{k}{Fe}\right)}{\pi \cdot Fe \cdot \left(t - \frac{k}{Fe}\right)}$$

$$\text{Donc:} \quad x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x\left(\frac{k}{Fe}\right) \cdot \frac{\sin \pi Fe \left(t - \frac{k}{Fe}\right)}{\pi \cdot Fe \left(t - \frac{k}{Fe}\right)}$$

Ce résultat montre que l'on peut reconstituer une fonction $x(t)$ à partir de ses échantillons $x\left(\frac{k}{Fe}\right)$ si la condition de Shannon ($Fe \geq 2Fm$) est réalisée ; C'est le théorème de reconstitution de Shannon et l'interpolation par $\frac{\sin \pi Fe \left(t - \frac{k}{Fe}\right)}{\pi \cdot Fe \left(t - \frac{k}{Fe}\right)}$ est dite interpolation de Shannon.

Le processus d'échantillonnage tel qu'il vient d'être décrit est purement théorique, car on ne peut jamais réaliser l'échantillonnage en un temps infiniment court.

b-ECHANTILLONNAGE PAR UNE SUITE D'IMPULSIONS PERIODIQUE DE FORME QUELCONQUE:

Comme l'échantillonnage par une suite d'impulsions de Dirac est pratiquement impossible, donc on réalise l'échantillonnage par un dispositif dont la réponse impulsionnelle est de durée finie θ .



Les valeurs des échantillons seront :

$$x_{kT_e} = \int_{kT_e - \theta}^{kT_e} x(t) \cdot h(t - kT_e) dt = x(t) * h(-t) \Big|_{t=kT_e}$$

On procède de la même façon qu'avant, on trouve:

$$x(t) \cdot h(-t) = \sum_{k \rightarrow \infty} x_{kT_e} \frac{\sin \pi F_e (t - k/F_e)}{\pi \cdot e(t - k/F_e)}$$

C'est à dire que par l'interpolation de Shannon sur les échantillons réels, on n'obtient pas $x(t)$ mais $x(t)$ filtré dans un filtre de réponse impulsionnelle $h(-t)$.

c-ECHANTILLONNEUR MOYENNEUR:

On ne réalise plus l'échantillonnage avec une impulsion infiniment brève, mais on considère une impulsion de largeur finie et on considère la valeur moyenne de $x(t)$ pendant cette durée.

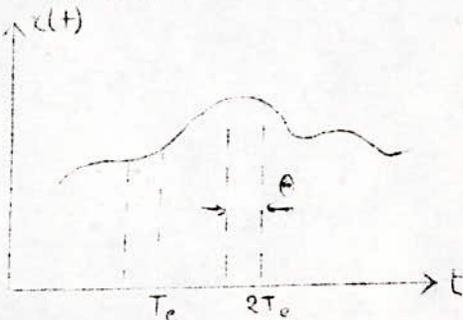
D'où les valeurs des échantillons

$$x_{kT_e} = \frac{1}{\theta} \int_{kT_e - \theta}^{kT_e} x(t) \cdot dt$$

Et les résultats trouvés précédemment restent valables.

d-ECHANTILLONNEUR BLOQUEUR:

Ce type est utilisé lorsque l'échantillonnage est rapide par rapport à l'opération qui le suit. A l'instant kT_e on échantillonne $x(t)$ et on met cette valeur en mémoire pour avoir le temps d'effectuer d'autres opérations.



III.2.2 : LA QUANTIFICATION:

Elle consiste à remplacer la valeur exacte du signal par une valeur choisie parmi les N valeurs quantifiées.

On substitue donc à une infinité de valeurs possibles de la largeur analogique, un nombre fini d'information.

Pour effectuer cette opération, on découpe l'axe des amplitudes en tranches auxquelles on affecte un numéro, l'épaisseur des différentes tranches s'appelle "niveau élémentaire" de quantification ou quantum q.

Toute quantification introduit une erreur, ceci provient du fait qu'on remplace la valeur exacte du signal par une valeur approchée. Cette erreur est toujours inférieure au quantum q par défaut ou par excès $|z| = q$. Lorsque l'information numérique se présente sous la forme d'un message possédant n chiffres dans un système de base b et soit E la valeur maximale du signal que l'on peut convertir, le quantum vaut E/b^n et l'erreur vérifie la relation $0 \leq |z| \leq E/b^n$, l'erreur relative maximale est $1/b^n$.

En pratique on limite cette erreur à $\pm q/2$. Lors d'une quantification on voit bien qu'il est nécessaire de définir un système de numération qui nous permettra la présentation du signal quantifié sous forme d'un mot, d'où la nécessité d'une base de numération. Généralement, pour plus de commodité le système de numération choisi est le binaire.

III.2.3 : CIRCUITS D'ECHANTILLONNAGE ET DE MAINTIEN:

La conversion d'un échantillon nécessite un temps, il est nécessaire de maintenir l'amplitude de l'échantillon pendant ce temps. Ceci s'obtient en utilisant un circuit de maintien placé après l'échantillonneur qui est généralement un condensateur que l'on charge à la valeur de l'échantillon.

III.2.4 : CONCLUSION:

D'après ces théorèmes d'échantillonnage, on conclue que si l'on échantillonne conformément au théorème de Shannon, on conserve la totalité de l'information contenue dans le signal.

Notre signal biologique ne varie pas rapidement autrement dit qu'il est de basse fréquence de plus il est de faible niveau, et les appareils qui réalisent l'échantillonnage sont associés le plus souvent au

dispositif de conversion analogique numérique. Comme le CAN peut effectuer les opérations citées précédemment (échantillonnage, quantification, et puis codage), ce qui rend la tâche de l'échantillonneur secondaire et notre réalisation sera plus économique. On peut donc attaquer directement le CAN par notre signal analogique en synchronisant le CAN à la fréquence ($F_e > 2F_m$) conformément au théorème de Shannon.

III.3. LES CONVERTISSEURS ANALOGIQUE- NUMERIQUE (CAN):

a- DEFINITION:

un convertisseur analogique numérique (CAN) est un dispositif qui reçoit un signal analogique A et le transforme en un signal numérique N, avec une précision et une résolution donnée en le comparant à une tension de référence $U_{réf}$.

$$\text{C'est à dire } N = \frac{A}{U_{réf}} .$$

N: dans ce cas peut-être considéré comme l' approximation la plus voisine compte tenu de la résolution du système d'où:

$$A = U_{réf} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \frac{b_{n+1}}{2^{n+1}} \right)$$

Si le mot binaire obtenu après conversion étant limité à n bits.

$$A = U_{réf} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right)$$

Les termes que l'on néglige: b_{n+1} , b_{n+2}représentent l'erreur de conversion (dite aussi erreur de quantification).

L'opération de quantification dont on a parlé précédemment consiste à remplacer la tension A par une tension discrète multipliée d'une quantité élémentaire (Quantum) de valeur $U_{réf}/2^n$ de sorte que la différence sera:

$$\left| A - N \cdot \frac{U_{réf}}{2^n} \right| \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{réf}}{2^n}$$

La tension A peut-être positive comme elle peut être négative d'où la nécessité d'utilisation du code bipolaire (Amplitude-signe).

b-CLASSIFICATION DES CAN:

On peut tout d'abord les classer en CAN directs et indirects.

CAN direct: Le signal numérique se forme directement, exemple: par comparaison du signal analogique avec une suite de tension pondérées;

CAN indirect: Le signal d'entrée est transformé en un signal intermédiaire (temps) lui même transformé en un signal numérique.

Un deuxième critère permet de séparer les convertisseurs avec ou sans contre réaction : Dans le CAN avec contre réaction le signal numérique

de sortie est ramené à l'entrée pour élaborer un signal d'erreur si la conversion n'est pas satisfaisante. On conçoit qu'il est difficile de choisir une meilleure classification qui semble être meilleure, et la classification adaptée par la suite est celle des : CAN analogiques dont le fonctionnement est essentiellement analogique C'ad met en oeuvre des solutions analogiques telles que: génération d'une rampe à tension charge et décharge d'un condensateur.

CAN logique: Sont ceux dont le fonctionnement fait un large appel aux techniques numériques .

c- PARAMETRES CARACTERISTIQUES D'UN CAN:

(1) Fonction de transfert idéale d'un CAN:

Cette fonction est définie par les deux équations suivantes:-

$$E_{nom} = U_{réf} \left\{ \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right\}$$

$$E_{nom} - \frac{1}{2} \frac{U_{réf}}{2^n} < \Lambda < E_{nom} + \frac{1}{2} \frac{U_{réf}}{2^n}$$

U_{réf}: représente l'étendue de la tension à convertir (pleine échelle).

(2) Résolution :

Elle définit la plus petite variation de la tension que le convertisseur peut coder et indiquer compte tenu du nombre de bits, pour la mesure on se réfère le plus souvent à la pleine échelle, d'où elle s'exprime par $r = \frac{U_{réf}}{2^n}$.

(3) Temps de conversion :

C'est le temps nécessaire pour obtenir en sortie un signal numérique La connaissance de ce temps est primordiale, pour connaître la fréquence maximale de conversion possible, il faudra ajouter au temps de conversion un temps nécessaire de mise à zéro.

(4) Précision:

Elle est définie comme l'écart existant entre la valeur théorique de E_{nom} fournissant un certain mot N en sortie et la valeur réelle de Λ fournissant le même mot, cet écart s'appelle erreur absolue.

(5) Rejection des signaux de perturbations:

Certains CAN ont la particularité de diminuer ou même d'éliminer l'influence de certains signaux de perturbation (bruit). On définit dans ce cas un facteur de rejection $S(w)$ de tensions de perturbation comme le rapport:

$$S(w) = \frac{\frac{A(\text{bruit})}{U_{réf}}}{N(\text{bruit})}$$

Ce facteur dépend de la fréquence, sa valeur est aussi importante dans les CAN travaillants à faible vitesse car les parasites secteurs peuvent produire des erreurs importantes et elles sont moins importantes pour les CAN rapides.

d- Erreurs dans les CAN:

Les performances d'un CAN diffèrent généralement de celles que la théorie permet d'espérer. Ces différences sont dues essentiellement à:

- L'erreur de quantification .
- L'erreur de décalage .
- L'erreur de gain .

Et l'erreur de linéarité.

REMARQUES :

D'après la classification que nous avons adopté. On dispose de deux grandes classes de convertisseurs: les CAN logiques et les CAN analogiques. De plus on trouve plusieurs montages qui se ramènent aux deux grandes classes, certains de ces montages sont réalisables à éléments discrets dont on cite les exemples suivants: C/N à une seule rampe, à double rampe, à rampe incrémentale etc, d'autres se trouvent directement intégrés.

Comme dans notre étude on s'intéresse pas uniquement aux convertisseurs donc on limite l'étude de ces derniers, et on évite leur réalisations car ils présentent quelques difficultés (ex: l'adaptation) et nous éloigne encore du but de notre travail. Pour cela un premier choix a été fixé c'est bien l'utilisation des convertisseurs intégrés, ceux-ci se trouvent sous plusieurs formes et sous plusieurs classes, mais les plus populaires parmi eux sont les convertisseurs à approximation successive dont on va étudier le principe de fonctionnement.

e- CONVERTISSEUR A APPROXIMATION SUCCESSIVE:

C'est le plus populaire de tous les convertisseurs A/N, il constitue un excellent par suite de ses performances très intéressantes et de son prix de revient relativement peu élevé. Son principe repose sur la pesée par essais successifs, il s'agit de déterminer les valeurs des différents bits de la décomposition binaire de la tension V_x , l'un après l'autre en commençant par le bit de plus fort poids .

On utilise pour cela l'expression suivante de V_x :

$$V_x = U_{réf} (b_1/2 + b_2/4 + \dots + b_n/2^n)$$

et on procède comme suit:

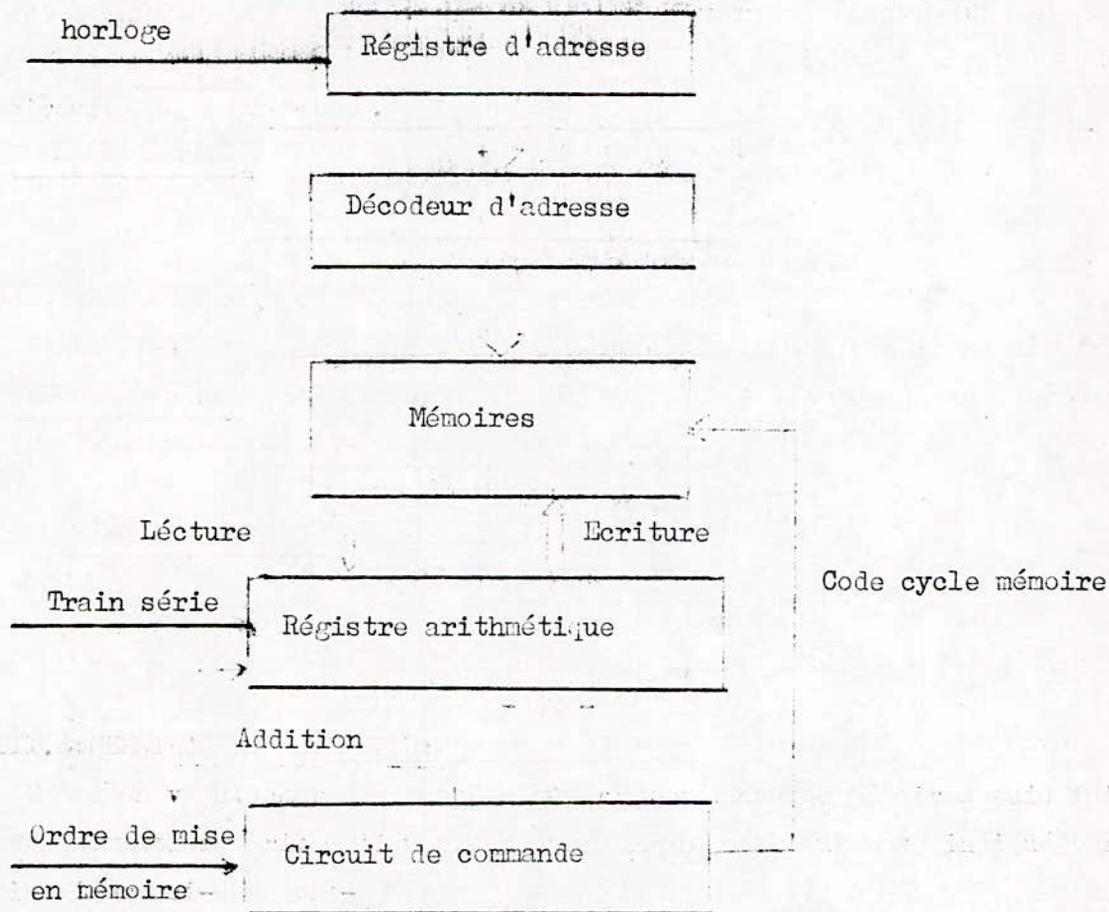
- Dans une première étape on compare V_x à $V_1 = U_{réf}/2$. Si V_x est supérieur à V_1 on sait que $b_1 = 1$ et il faut ajouter $U_{réf}/4$, si V_x est inférieur à V_1 alors $b_1 = 0$ et il faut remplacer $U_{réf}/2$ par $U_{réf}/4$.
 - Dans une seconde étape on compare V_x à $U_{réf}/4$ ou $3U_{réf}/4$ suivant le résultat obtenu précédemment ($V_2 = b_1 \cdot U_{réf}/2 + U_{réf}/4$). Si V_x est supérieur alors $b_2 = 1$ et on ajoute $U_{réf}/8$ si non $b_2 = 0$ et on remplace $U_{réf}/4$ par $U_{réf}/8$.
- On continue les essais jusqu'à $U_{réf}/2^n$ et on affirme au dernier lieu que:

$$V_x - U_{réf} (b_1/2 + b_2/4 + \dots + b_n/2^n) < U_{réf}/2^n$$

La somme de ces tensions représente l'approximation la plus voisine à V_x . Le CAN à approximations successives est un CAN série (ou séquentiel). Puisque on élabore un bit à chaque étape, il faut donc n périodes pour obtenir une précision de n bits, chaque période se décompose en deux parties. Dans un premier temps il y'a comparaison, ensuite suivant le résultat de cette comparaison il y'a détermination de la valeur du bit considéré.

III.4:MEMOIRES ET MOYENNEUR:

Comme on va stocker des données numériques dans des mémoires puis faire des sommations arithmétiques, on aura besoin de l'automate indiqué par la figure ci-dessous:-



- . Une horloge pour incrémenter le registre d'adresse.
- . Un décodeur d'adresse pour s'adresser à la mémoire dans laquelle on veut stocker la valeur de notre échantillon.
- . Un registre arithmétique dans lequel sont effectuées les opérations.
- . Des mémoires pour stocker.
- . Un circuit de commande et de programmation chargé d'élaborer les différentes séquences d'acquisition et de traitement .

Pour faciliter notre réalisation , et d'avoir une bonne précision du traitement numérique, on va procéder ce traitement par un micro-ordinateur qui est le KIT D5 DE MOTOROLA. Ce dernier est programmable et nous permet d'effectuer toutes ces opérations de plus il est facilement adaptable aux circuits de conversions.

III.4.1:PRESENTATION DU KIT D5 DE MOTOROLA:

a - ORGANISATION GENERALE:

Le KIT D5 DE MOTOROLA est un système de base de faible coût, qui utilise la famille des micro-processeurs 6800. Il comprend , le MPU 6802 , une mémoire morte ROM, une mémoire vive RAM et des organes d'entrée - sortie . Le langage utilisé est l'assembleur codé en hexadécimal.

b - PRESENTATION DES BLOCS FONCTIONS:

Le Kit est constitué par différents blocs fonctions qui sont:-

b1: Bloc de commande de tout le système, leMPU 6802:

Toutes les entrées de commande d'interruption et RESET sont à l'état haut. La broche "MR" est dans son état de repos +5V, la carte utilise un quartz de 3,58Mhz ce qui donne une fréquence de fonctionnement de $3,58/4 = 0,895 \text{ Mhz}$, celle-ci corépond à une période d'horloge $E(\Phi)=1,1\mu\text{s}$

Le V_{CC} standby est relié directement à $V_{CC} = +5V$, ce qui ne permet pas la sauvegarde des premiers octets de la RAM interne une fois l'alimentation coupée.

La RAM interne peut être supprimée par le strap EI en cas d'utilisation de son adressage pour des circuits externes au Kit.

b2: Bloc clavier, du système PIA, des afficheurs et de l'interface cassette:

Le clavier permet de faire rentrer des données qui seront prises en compte par le MPU à travers le système PIA; leurs affichage s'effectue par l'envoi du code 7 segments du digit à afficher.

Ce système PIA est relié à un interface cassette capable de détecter ou de délivrer des informations binaires modulées en fréquences.

b3: Bloc à mémoire morte ROM:

C'est un bloc de mémoire à lecture seule de deux octets indispensable pour la gestion du Kit.

L'USER ROM (EPROM) qui peut aller jusqu'à 2 octets est par contre optionnelle. La prise de connection J4 nous permet d'utiliser différents types d'EPROM qui peuvent être:-

- Soit une 2703 à 1 octet, tri-tensions (+5V, -5V, +12V).
- Soit une 2716 à 2 octets, mono-tension (+5V).

b4: Bloc à mémoires vives RAM:

En plus de la RAM interne du 6802, le Kit possède deux autres RAM du type volatile qui sont:

La "SCRATCH RAM" (MC 6810 U) composée de 128 octets et l'"USER RAM" divisée en boitiers (U7 + U8) du type MC 2114 de capacité 1Kx 4bits. La scrtch RAM est divisée en trois parties dont deux sont réservées spécialement pour la ROM moniteur de gestion du D5 BUG, la troisième partie est réservée pour assurer le rôle d'une pile à l'usage de l'utilisateur.

Les deux RAM U7 et U8 sont constituées par des cases mémoires de 4 bits. Etant placées en parallèles , elles forment le mot complet (8 bits).

b5: Décodeur d'adresse U6:

C'est un circuit logique de type 74LS 156, et grâce à ce dernier on arrive à simplifier au maximum l'adressage sur la carte . Son rôle est de décoder les lignes d'adresses de poids forts pour former 8 sorties dont chacune sélectionnera un boitier ou des zones mémoires.

b6: Bloc interface série:

Ce bloc est composé d'un interface série U33 et d'un générateur de fréquence U30 . Sur la carte il peut être utilisé pour des applications d'entrée-sortie en série (transmission avec modulation, démodulation..) la synchronisation s'effectue par l'horloge U30 qui génère plusieurs fréquences.

b7: Bloc interface parallèle "USER PIA 6821" U9:

C'est un interface prévu spécialement pour l'utilisateur et son usage se rapporte à faire la liaison entre le MPU et les périphériques (convertisseurs dans notre cas). Son connecteur à 24 pins nous sera très utile pour des connections rapides et extérieures.

b8- Bloc buffers (U1 ,U2 et U3 en option):

Ce sont des amplifications de lignes d'adresses et de données .

Ils sont utilisés pour l'extension du Kit D5 à un connecteur de 66 pins.

III.4.2: ETUDE DU MPU 6802:

Le circuit EF 6802 est un microprocesseur monolithique 8 bits contenant des registres internes, accumulateurs, un oscillateur interne et une sortie des signaux d'horloge; il constitue le noyau du système (Kit).

Le MPU communique avec le reste du système par l'intermédiaire du "bus d'adresses" unidirectionnel, caractérisé par 16 lignes et donnant au MPU une capacité d'adressage de positions mémoires 64 Kbytes, et du "bus données"

bidirectionnel à 8 lignes, qui permet le transfert des données vers ou hors le MPU .

Le transfert de données est contrôlé par la ligne READ-WRITE qui en détermine le sens selon que l'on est dans un cas de lecture ou d'écriture.

Le fonctionnement dans le temps est régi par une horloge délivrant deux signaux à la fréquence 1 Mhz.

III.4.3: LES REGISTRES DU MPU:-

-Accumulateurs:

Le MPU possède deux accumulateurs de 8 bits, A et B , qui sont utilisés pour contenir des opérations et des résultats de l'UAL.

- Régistre index :

C'est un registre de 16 bits qui peut être utilisé pour des transferts de données ou comme index pour stocker une adresse mémoire.

- Le compteur programme:

Le compteur programme est un registre de 16 bits qui contient l'adresse courante du programme .

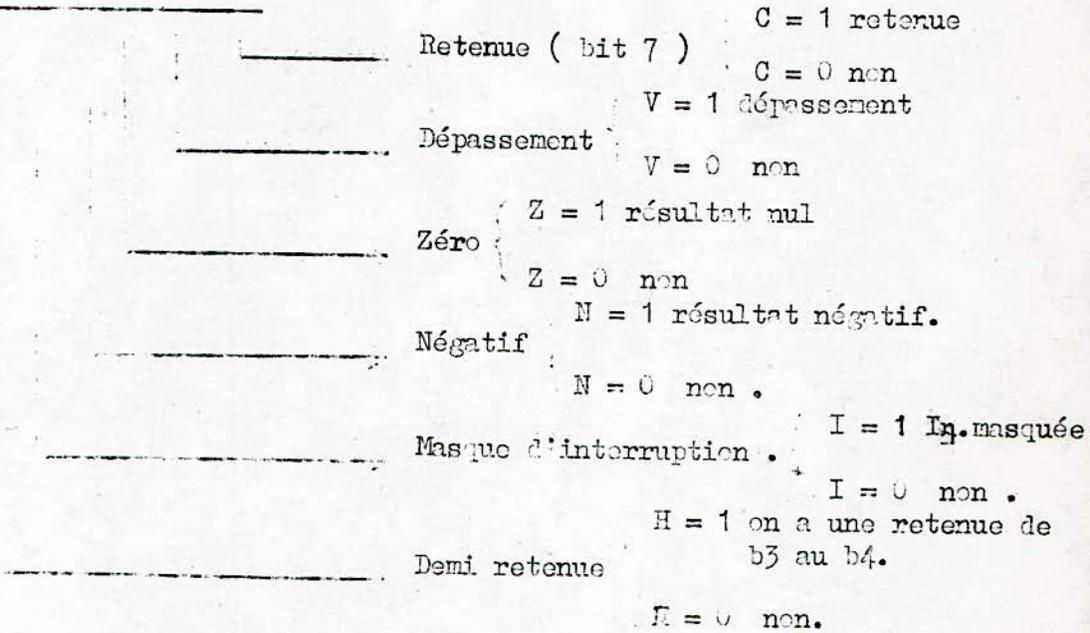
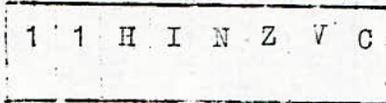
- Poiteur de pile:

C'est un registre de 16 bits qui contient l'adresse de la première case mémoire , généralement dans la RAM , ou les contenus des registres du MPU doivent être stockés en pile lorsque le MPU réalise un programme d'interruption ou un sous programme.

- Le registre code condition:

C'est un registre de 8 bits qui indique les résultats d'une opération de l'UAL . Les bits de ce registre sont utilisés comme conditions de test des instructions de branchement conditionnel , les bits 6 et 7 restent inutilisés.

Les bits du registre code condition sont affectés lors de chaque instruction selon le schéma suivant:-



III.4.4: JEU D'INSTRUCTIONS DU MPU:

Le MPU possède un jeu de 72 instructions différentes . Ce jeu comprend les instructions: Arithmétique, décalages, décalages circulaires , chargements , stockages , branchements conditionnels et inconditionnels .

III.4.5: LES MODES D'ADRESSAGE DU MPU :

Le microprocesseur 8082 a sept modes d'adressage qui peuvent être utilisés par programme :

a) Adressage des accumulateurs ACC X:

Dans ce mode d'adressage , l'opérande est soit l'accumulateur A , soit l'accumulateur B . L'instruction porte sur un octet.

b) Adressage immédiat:

Dans ce mode l'opérande est contenu dans le deuxième octet de l'instruction sauf pour LDS et LDD qui ont l'opérande dans le deuxième et le troisième octet . Le MPU adresse directement cette opérande lorsqu'il exécute une instruction en immédiat. Les instructions portent sur deux ou trois octets .

c) Adressage direct:

L'adresse de l'opérande est contenue dans le deuxième octet de l'instruction.

d) Adressage étendu:

Dans ce mode l'adresse de l'opérande est contenue dans le deuxième (poids fort) et troisième (poids faible) octets de l'instruction . Les instructions portent sur trois octets .

e) Adressage indexé:

En adressage indexé , le contenu du deuxième octet de l'instruction (ou déplacement) est ajouté au contenu du registre index pour former l'adresse de l'opérande. Cette adresse est maintenue dans un registre d'adresse temporaire , et le registre index reste inchangé. Les instructions portent sur deux octets .

f) Adressage implicite:

Dans ce mode d'adressage , le code opération de l'instruction indique l'adresse de l'opérande (ex: le registre index , le pointeur de pile ..) les instructions portent sur un octet .

g) Adressage relatif:

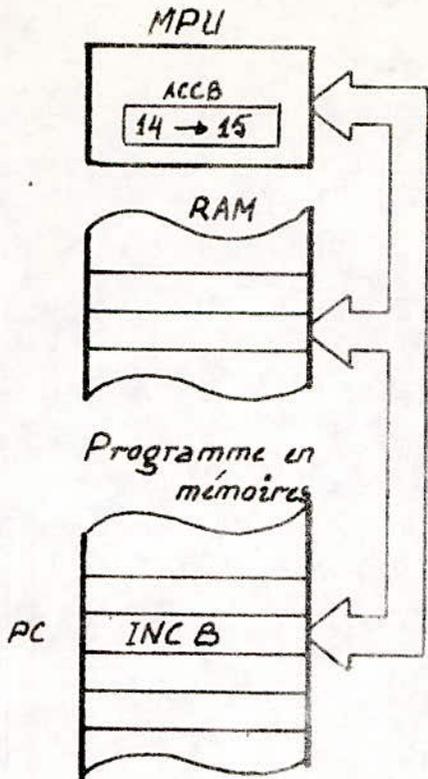
En adressage relatif , le contenu du deuxième octet de l'instruction (ou déplacement) ajouté au contenu du compteur programme détermine l'adresse de branchement . Ces instructions portent sur deux octets .

Les déroulements des programmes des différents modes d'adressage sont donnés par la figure (4) .

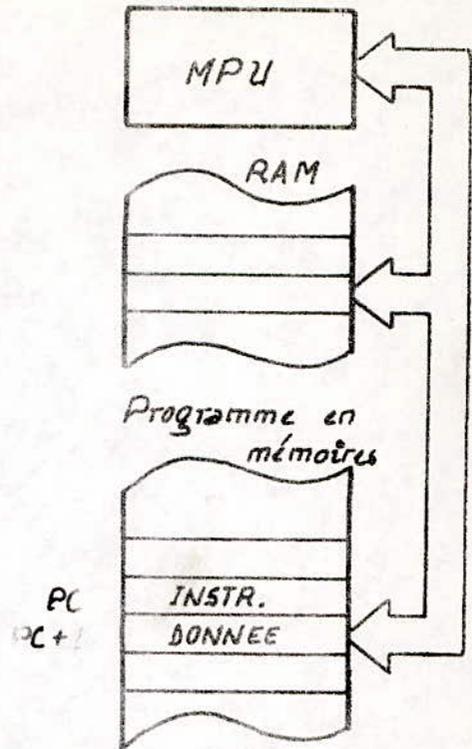
III.4.6: IMPLANTATION MEMOIRE:

La répartition des adresses pour chaque boîtier (RAM , ROM , Interface parallèle , Interface serie) est donnée par la figure ci-dessous:

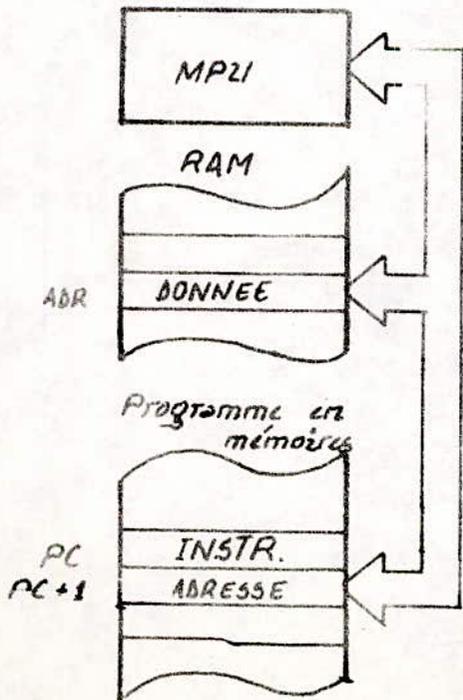
- Les adresses de \$0000 à \$DFFF (56 Kbytes) sont utilisées pour l'adressage des circuits externes au Kit . Il est possible de supprimer la RAM interne et de juxtaposer son adressage à celui des circuits externes.
- Les premières adresses de \$0000 à \$007F sont réservées pour la RAM interne du 6302 .
- La scratch RAM , le USER PIA et le SYSTEM PIA ont un adressage successif allant de \$E400 à \$E407 ceci pour faciliter leur initialisation. Deux adresses mémoires sont réservées pour une éventuelle utilisation d'une interface serie .
- La carte D5 est conçue pour fonctionner avec deux ROMs de 2 Koctets chacune: La D5 BUG qui occupe la zone allant de \$F000 à \$F7FF et la USER ROM optionnelle pour les adresses allant de \$E000 à \$EFFF.



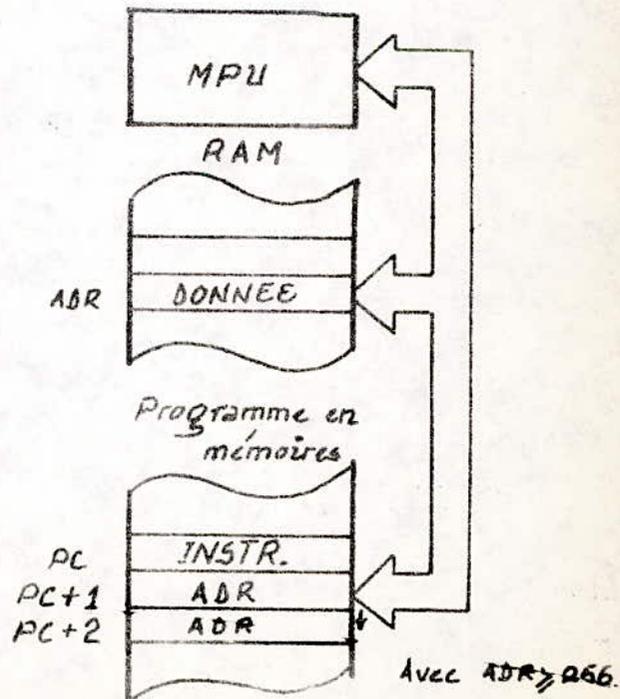
Mode d'adressage d'accumulateur.



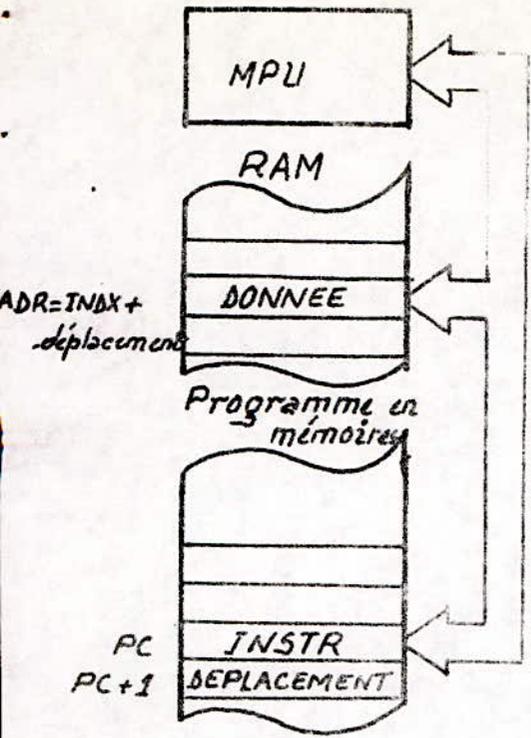
Mode d'adressage immédiat.



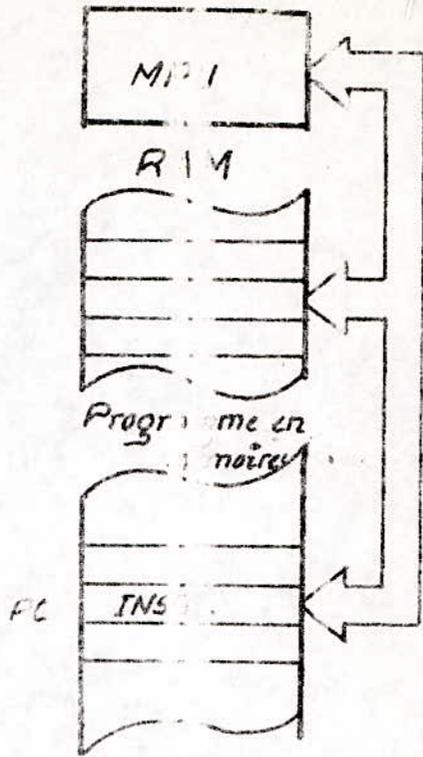
Mode d'adressage direct.



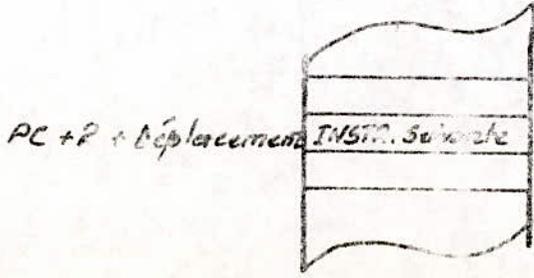
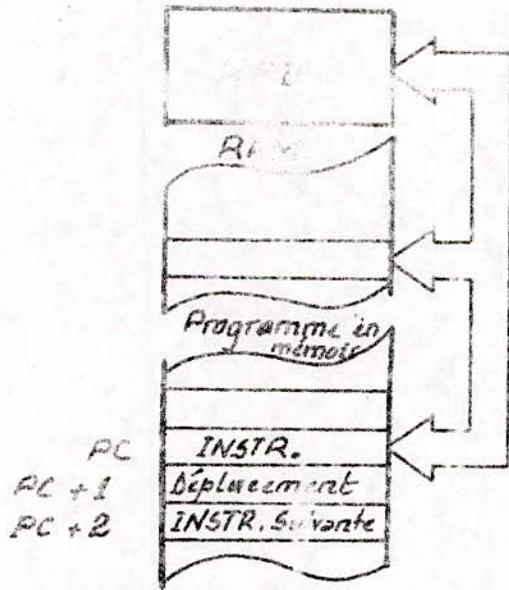
Mode d'adressage étendu.



Mode d'adressage indexé.



Mod. d'adressage implicite.



Mode d'adressage relatif.

Fig: 4

-Les zones mémoires \$E400 à \$E6FF , \$E702 à \$E7FF et \$F000 à \$FFFF sont appelées zones miroirs et ne doivent pas être utilisées.

FFFF F000	Operating system Mirror (or optional user ROM)
F7FF F000	Operating System (D5 BUG)
FFFF E000	Optional User ROM
.....	Reserved
E700 E701	System ACIA
.....	Reserved
E437 E434	System PIA
E403 E400	User PIA
E47F E400	System RAM
E3FF E000	User RAM (1 K)
DFFF	External to MEK 6802 D5
..... 0030	
007F 0000	User RAM inside MC 6802 (must be disabled if optional Bus buffers are installed)

III.4.7:ETUDE DU PIA 6821:

Le PIA (Périphéral Interface Adapter) MC 6821 est un adaptateur programmable , s'interface au processeur (MPU) EF 6800 avec un bus de données 8 bits (D0 -D7) bidirectionnel, 3 lignes de sélection de boîtier (CS0, CS1, $\overline{CS2}$) , 2 lignes de sélection de registres (\overline{IRQA} , \overline{IRQB}), une ligne Lecture/Ecriture (R/ \overline{W}), une ligne d'horloge (E) et une ligne de mise à l'état initial (\overline{RESET}). Ces lignes , comme c'est indiqué par la figure (5) permettent un contrôle complet du PIA par le MPU.

Le MC 6821 est organisé de deux moitiés symétriques A et B , chaque partie comporte trois registres:-

- Un registre de données ORA(B).
- Un registre de direction de données DDRA(B).
- Un registre de contrôle CRA(B).

Ces six registres sont considérés par l'extérieur comme quatre adresses différentes . La sélection d'un de ces registres se fait par les entrées de sélection des registres (RS0 , RS1)associées aux bits "b2" des registres de contrôle , l'adressage interne est indiqué par le tableau suivant:-

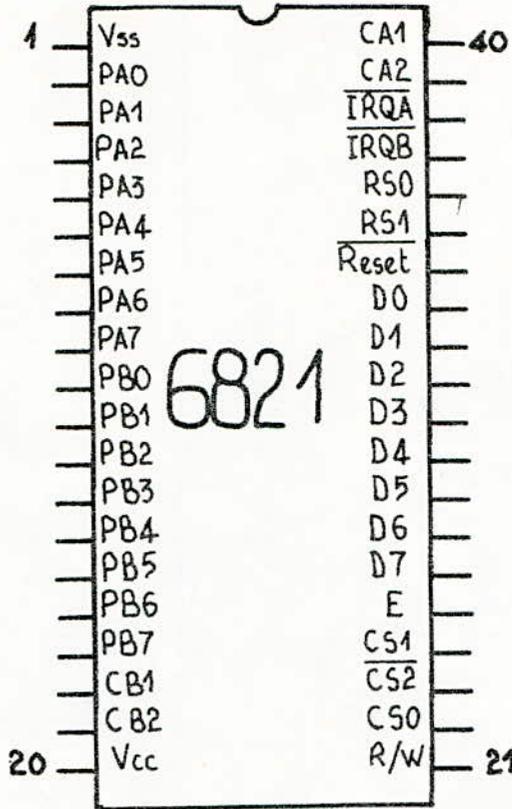
RS0	RS1	CRA2	CRB2	Registre Sélectionné
0	0	1	X	ORA (Rg de données port A)
0	0	0	X	DDRA (Rg de direction de données port A)
0	1	X	X	CRA (Rg de contrôle port A)
1	0	X	1	ORB (Rg de données port B)
1	0	X	0	DDRB(Rg de direction de données port B)
1	1	X	X	CRB (Rg de contrôle port B)

Initialisation: Un niveau bas sur l'entrée \overline{RESET} met à zéro tous les registres du PIA . Ceci a pour effet de positionner les lignes (PA0 -PA7) (PBO - PB7) , CA2 et CB2 comme entrée et de masquer toutes les interruptions.

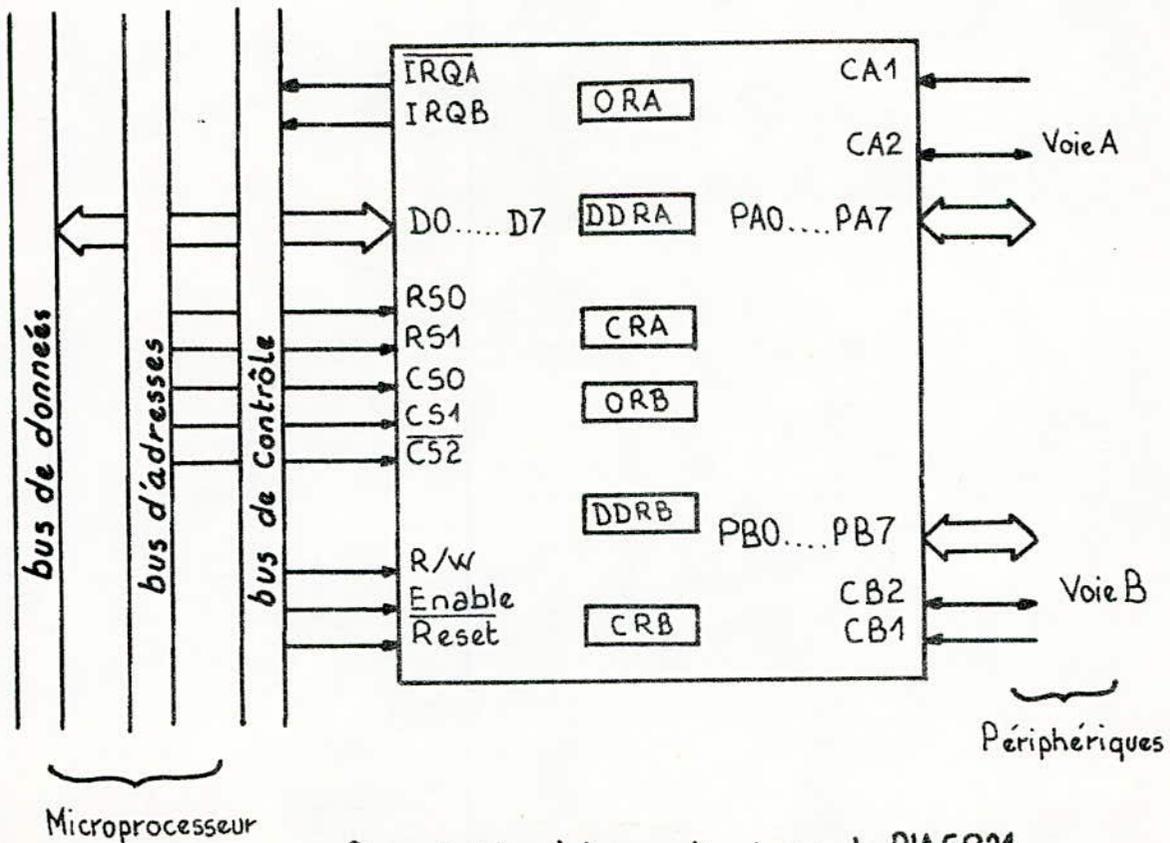
III.4.8: PRESENTATION DES REGISTRES INTERNES DU PIA 6821:

a - Registres sens de transfert des données DDRA et DDRB:

Ces deux registres permettent de définir le sens de transfert des données. Chaque bit de ces registres est associé à une ligne de données vers la



Brochage du 6821



Organisation interne et externe du PIA 6821

fig: 5

périphérique.

- 1 La ligne correspondante est en sortie.
- 0 La ligne correspondante est en entrée.

Donc pour programmer une port en entrée (sortie), il suffit de charger le registre DDR correspondant par 00 (FF).

b - Registres de contrôle CRA et CRB :

Ces registres de contrôle permettant au MPU de contrôler le fonctionnement des 4 lignes de contrôle/ interruption (CA1, CA2, CB1 et CB2). Les bits 0 à 5 peuvent être écrits ou lus par le MPU et sont modifiés par des interruptions externes sur les lignes Contrôle / Interruption.

7	6	5	4	3	2	1	0
IRQ A1	IRQ A2	Contrôle de CA2 ou CB2			Accès DDR ou OR	Contrôle CA1 , CB1	

Format des mots de contrôle.

b7 , b6: Indicateurs d'interruption , chaque indicateur est associé à une ligne de Contrôle / Interruption . b7 associé à CA1 (CB1) et b6 associé à CA2 (CB2) .

b0 , b1: Contrôle des lignes d'interruption CA1 (CB1).

b0 est utilisé pour autoriser le signal de demande d'interruption \overline{IRQA} .

b1 permet de choisir la transition active du signal d'entrée d'interruption.

b3, b4 ,b5: Contrôle de CA2 (CB2) comme entrée d'interruption; C'est trois bits sont utilisés pour contrôler les lignes CA2 (CB2).

- b5 = {
 - 1 CA2 (CB2) sera en sortie de contrôle de la périphérie (pouvant être utilisé comme système de synchronisation des échanges).
 - 0 CA2 (CB2) sera en entrée d'interruption similaire à CA1 (CB1).

b2: est toujours associé à (RS0 , RS1) pour sélectionner les registres internes du PIA 6821 .

1 est associé à (RS0 , RS1), nous donne CRA (B)
b1
0 est associé à (RS0 , RS1) , nous donne DDRA (B).

Remarque: Le KIT D5 dispose d'un connecteur à 24 pins "USER PIA CONNECTOR" qui sert à communiquer avec le PIA 6821 (voir figure (9)).

La répartition mémoire des registres internes du PIA sur le KIT D5 se présente comme suit:-

Adresses	Registre Séléctionné
E480	On est dans la port A. CRA2 = 0 , On adresse DDRA. CRA1 = 1 , On adresse CRA.
E481	On est dans la port A et exactement dans le CRA.
E482	On est dans la port B. CRB2 = 0 , On adresse DDRB. CRB2 = 1 , On adresse ORB.
E483	On est dans la port B et exactement dans le CRB.

III.5. LA CONVERSION NUMERIQUE ANALOGIQUE (CNA):

III.5.1: Définition d'un CNA:

C'est un dispositif qui reçoit une information numérique sous forme d'un mot de n bits et qui la transforme en un signal analogique. C'est à dire à une des 2^n combinaisons binaires possibles à l'entrée fait correspondre une parmi 2^n tensions discrètes obtenues à partir d'une tension de référence $U_{réf}$. Généralement on adopte la relation binaire naturelle.

Le nombre N qu'on veut convertir s'exprime en binaire sous la forme suivante:-

$$N = d_1.2^{n-1} + d_2.2^{n-2} + \dots + d_n.2^0 \quad 0 \leq N \leq 2^n - 1$$

On peut le cas où le nombre est fractionnaire, un nombre inférieur à l'unité s'écrit sous la forme:

$$N' = d_1.2^{-1} + d_2.2^{-2} + \dots + d_n.2^{-n} \quad 0 \leq N' \leq 1$$

III.5.2: Différentes familles de CNA:

Sans tenir compte de la nature des signaux fournis (Courant ou Tension) ni de la manière dont l'information numérique est appliquée, on peut distinguer les CNA:

-Directs: On passe sans intermédiaire du mot binaire au signal de sortie.

-Indirects: On passe par l'intermédiaire d'une grandeur analogique (ex: temps)

Une autre classification selon les différentes expressions de la fonction de transfert .

- On peut dire que U (tension de sortie) est une somme des tensions élémentaires .

$$U = N \cdot \frac{U_{réf}}{2^n} .$$

- On peut aussi faire la somme des tensions pondérées.

$$U = d_1.U_{réf}/2 + d_2.U_{réf}/4 + \dots + d_n.U_{réf}/2^n .$$

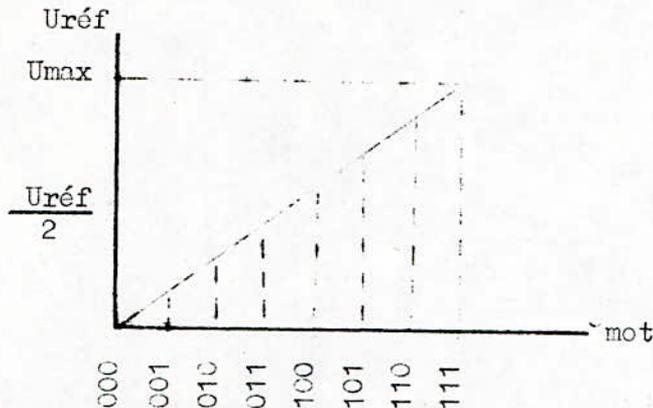
III.5.3: Paramètres caractéristiques d'un CNA:

a - Fonction de transfert:

- . Le signal de sortie est constitué par une suite discrète de tensions, chaque valeur correspond à un mot particulier.
- . Les points correspondants sont alignés, la droite ainsi obtenue s'appelle caractéristique idéale de transfert.

Lorsque tous les points sont à 1 la tension correspondante diffère de $U_{réf}$ d'un quantum.

$$U_{max} = \frac{U_{réf}}{2^n} \cdot (2^n - 1).$$



b - L'amplitude de la tension de sortie U_{max} :

Elle correspond à la variation maximale de la tension de sortie lorsque tous les bits passent de 0 à 1 et définit la dynamique du convertisseur.

- . Pour un convertisseur unipolaire $U_{max} = U_{réf} \cdot (1 - 1/2^n).$
- . Pour un convertisseur bipolaire $U_{max} = U_{réf} \cdot (2 - 1/2^n).$

c - La résolution:

Cette caractéristique est donnée par le nombre de bits que le convertisseur peut accepter, pour la définir on se place dans le cas de la pleine échelle. La résolution définit l'amplitude de la plus petite variation de la tension de sortie que l'on peut obtenir compte tenu du nombre de bits imposé à l'entrée .

$$r = \frac{\text{Quantum}}{\text{Plei.échelle}} = \frac{1}{2^n};$$

Elle peut être définie aussi comme le rapport de la plus petite quantité que l'on peut obtenir à la tension maximale que l'on peut effectivement obtenir.

$$r = \frac{U_{réf}}{2^n} \cdot \frac{1}{U_{réf} \cdot \frac{2^n - 1}{2^n}} = \frac{1}{2^n - 1}$$

d - Le temps de conversion:

Il nous permet de connaître la vitesse de conversion d'un CNA et d'en

déduire la fréquence maximale de conversion. Le temps de conversion est le temps nécessaire pour que le signal de sortie atteigne la valeur désirée à l'erreur spécifiée près.

e - La précision:

C'est l'écart qui existe entre la valeur du signal obtenue en sortie et la valeur que prévoit la théorie ou que l'on peut déduire de la fonction de transfert .

III.5.4: Erreurs dans les CNA:

Les performances obtenues avec un CNA différent généralement de celles que l'on désire obtenir par suite des erreurs.

Ces différences sont dues essentiellement à:

- Erreur de décalage .
- Erreur de gain .
- Erreur de linéarité .

Remarque: Ces convertisseurs peuvent être aussi réalisés à éléments discrets , mais cela ne fait plus l'objet de notre travail , donc on se contente d'utiliser les CNA intégrés , et parmi eux les plus utilisés en pratique sont les CNA parallèles , afin de fixer les idées étudions leur fonctionnement.

CNA parallèle:

Le schéma de principe d'un CNA parallèle peut se déduire directement de la formule donnant sa fonction de transfert/:

$$U = d_1 \cdot U_{\text{réf}}/2 + d_2 \cdot U_{\text{réf}}/4 + \dots + d_n \cdot U_{\text{réf}}/2^n .$$

Il comprend les éléments suivants:

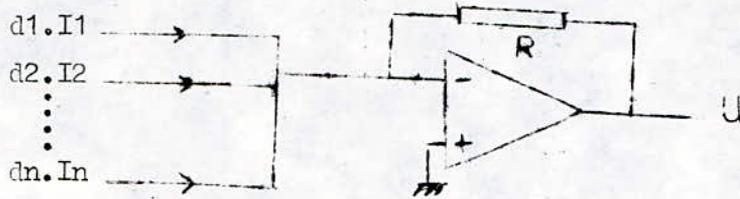
- Une grandeur de référence .
- Un système de pondération : Multiplication par les coefficients de la suite binaire $1/2$, $1/4$, , $1/2^n$.
- Une commande numérique : Multiplication par d_i qui vaut 0 ou 1 .
- Une sommation à ces différents signaux (tension ou courant).
- Une transformation éventuelle: $U \longrightarrow 1$ ou $1 \longrightarrow U$

Habituellement , il est plus facile d'additionner des courants que des tensions d'où la fonction de transfert sera:

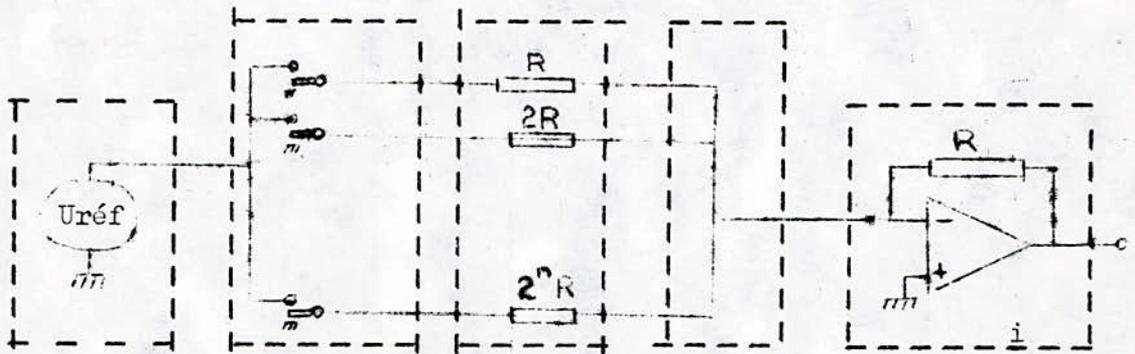
$$U = R(d_1 \cdot U_{\text{réf}}/2R + d_2 \cdot U_{\text{réf}}/4R + \dots + d_n \cdot U_{\text{réf}}/2^n R) .$$

$$U = R (d1.I1 + d2.I2 + \dots + dn.In).$$

Après avoir effectué la sommation des courants pondérés , on peut opérer la transformation courant - tension en utilisant par exemple montage suivant:



Le schéma fonctionnel d'un CNA parallèle se présente comme suit:



La pondération utilisée est une pondération U/I , car elle transforme la tension $U_{réf}$ en un courant

$$I_i = \frac{U_{réf}}{2^i R}$$

Ce système possède de nombreuses variantes (exemple: effectuer la pondération en premier lieu et ensuite la commande des courants). Les interrupteurs réalisent la fonction commande sont eux même contrôlés par les différents bits du mot binaire à décoder ; Suivant que ce bit est à l'état 1 ou 0 le courant traversant la résistance correspondante est envoyé à l'entrée de l'amplificateur pour être additionné aux autres courants ou bien au contraire dérivé vers la masse.

Ces convertisseurs sont très rapides puisque l'information correspondante au mot binaire est disponible instantanément. Leurs réalisations actuelles diffèrent par la manière dont on réalise la pondération.

CHAPITRE IV :

REALISATION DE L'ELECTRORETINOGRAPHE.

	Pages
IV.1: Le stimulateur	58
IV.2 : Les électrodes	59
IV.3: Le préamplificateur	60
IV.4: Etude du montage	62
4.1/: Echantillonnage, Maintien, Quantification et codage	63
4.2 : Traitement numérique	64
4.3 : La conversion numérique - analogique	66
4.4 : Le montage	66
IV.5: La programmation	69
IV.6: Enregistrement du programme sur cassette	72
IV.7: Les résultats obtenus.....	75

CHAPITRE: IV.

REALISATION DE L'ELECTRORETINOGRAPHE.

IV.1: LE STIMULATEUR:

Le stimulateur devant lequel s'installe le patient dans une chambre noire , se présente sous forme de projecteur , il permet l'éblouissement ou la stimulation type flash avec réglage de puissance de l'éclair.

La hauteur de la mentonnière doit être réglable pour que les yeux du patient soient au même niveau que les voyants , de plus il faut prévoir le réglage de la hauteur du stimulateur pour permettre un certain confort au patient pendant l'examen.

Pour effectuer un examen d'E.R.G , on a besoin des stimulations de fréquence 4 hz avec une durée active de 5 ms pour chaque stimulation. Pour avoir ces stimulations il suffit de commander le flash par une suite d'impulsions de période $T = 250$ ms et de durée active $t = 5$ ms.

On peut générer cette suite de plusieurs façons (exemple: Multivibrateurs etc....), mais la méthode qui s'impose par sa précision , sa rentabilité et sa simplicité consiste à commander le flash par le micro processeur , ce qui revient à programmer le Kit de façon à avoir la suite d'impulsions désirée.

Commande du stimulateur par programme:

La stimulation désirée dure 5 ms et présente un temps de retard de 10 ms (temps de chargement du condensateur du flash).

Pour programmer ce stimulateur , on doit générer à partir du micro-processeur des impulsions qui durent 5ms. Quant au temps de retard , il ne présente aucun problème , car le temps qui sépare deux impulsions aura tout son temps pour se charger.

Le programme consiste à générer un front actif en sortie , le temporiser durant 5 ms puis le rendre au niveau bas, ce qui correspond au programme suivant:-

Mnémonique.

LDA A ~~1~~ § 05

STA A E210

LDA B ~~1~~ § 34

LDA A ~~1~~ § 3C

STA B CRB
α JRS F171
RTS
TST E210
BNE *
STA A CRB
SWI.

Remarque:

Comme le PIA ne possède que deux ports A et B, et qu'on a utilisé l'un à l'entrée, l'autre à la sortie pour le traitement de l'information, il nous sera un peu difficile de programmer le stimulateur car les deux signaux CA2, CB2 sont utilisés pour commander les convertisseurs A/N et N/A.

A ce moment là on peut regrouper l'entrée et la sortie dans une seule port et les commander par CA2, l'autre port sera libre et pourra être utilisé pour la commande du stimulateur.

IV.2: LES ELECTRODES:

Il est nécessaire de disposer pour chacune des voies de deux électrodes actives et d'une électrode de référence pour le recueil des électrorétinogrammes.

a) Electrodes actives: Proposons quelques types:

- Electrode classique: Elle est constituée par un verre de contact en altuglass, muni d'ergots pour maintenir les paupières ouvertes et d'un cylindre à l'intérieur duquel s'effectue la continuité électrique entre le fil de l'électrode et la cornée.
- Electrode en plastique souple: La continuité électrique est assurée par le sérum physiologique.
- Electrode de "HENKES": C'est un verre de contact épais maintenu sur la cornée par dépression et dans lequel est inclus tangentielle-ment un anneau d'argent raccordé à un fil extérieur.

b) Electrode de référence: C'est une électrode en argent de forme réctangulaire, elle permet d'éliminer les tensions parasites, on la place généralement sur la zone média-frontale.

;Le signal physiologique recueilli par ces électrodes , est un signal électrique bruité de faible niveau (quelques centaines de uV) ce qui nécessite une amplification en tension de gain $G = 10^3$ (60 dB) pour attaquer le convertisseur analogique numérique.

IV.3: LE PREAMPLIFICATEUR:

Le signal physiologique est très faible et est recueilli à travers des sources de bruit , ces signaux indésirables (bruit) peuvent prendre la forme de tensions , induites par des champs extérieurs ou parasites et captées par les fils d'entrée.

Nous voulons éviter l'amplification du bruit qui a été superposé à notre signal utile, l'utilisation d'un amplificateur de différence nous permet d'affirmer que tout les signaux indésirables, qui se présentent en phase ou qui sont communs aux deux bornes d'entrées sont en grande partie rejetés (annulés) à la sortie de l'amplificateur.

Cette annulation des signaux communs, est donnée par le rapport de réjection en mode commun , noté par:

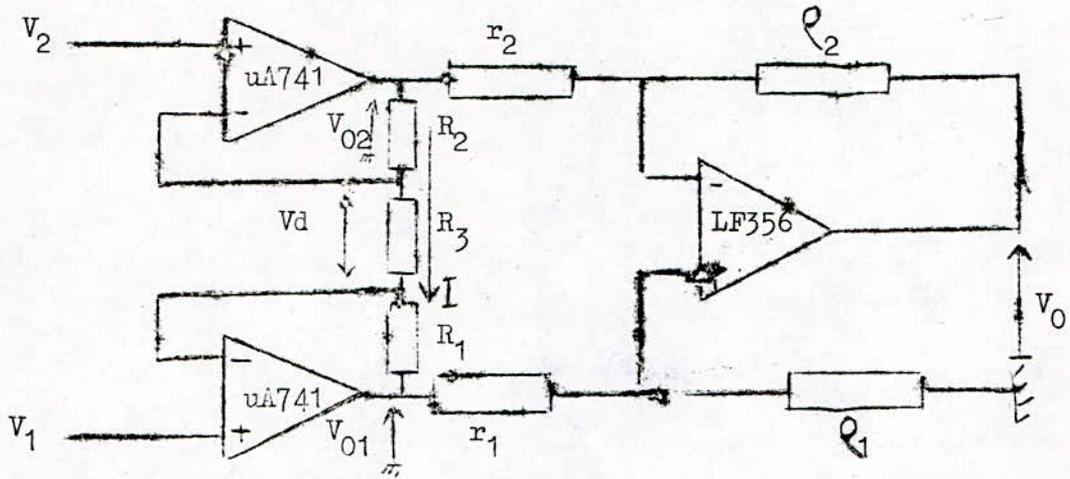
$$RRMC = \frac{Ad}{Ac} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} Ad: \text{ le gain en mode différentiel.} \\ Ac: \text{ le gain en mode commun.} \end{array}$$

Il est évident que le fonctionnement recherché est caractérisé par Ad très élevé et par Ac très faible , ce qui correspond à l'utilisation d'un amplificateur différentiel dont le RRMC est très élevé, pour permettre un rejet efficace des signaux communs aux deux bornes d'entrées.

De plus cet amplificateur doit présenter une grande impédance d'entrée de façon à avoir une bonne adaptation en tension (Patient - Electrorétinographe), l'utilisation d'un étage différentiel à transistor à effet de champs (FET) permet l'obtention d'une impédance d'entrée assez élevée mais l'inconvénient c'est que les deux FETs ne peuvent pas être rigoureusement identiques ce qui entraîne une dérive en tension à l'entrée de l'étage.

Donc il est préférable, facile et moins coûteux d'utiliser un circuit intégré que de monter un circuit équivalent à partir d'éléments discrets.

Le circuit intégré choisi est un AOP (LF 356) présentant une grande impédance d'entrée et un grand RRMC (RRMC typique est de 80 dB), le montage est représenté par la figure ci-dessous:



L'étage suiveur, constitué par les deux $\mu A 741$, permet une très grande impédance d'entrée.

Calcul du gain:

Supposons que les deux $\mu A 741$ sont idéaux, c'est à dire que R_1 , R_2 et R_3 sont traversées par le même courant I .

D'où:
$$V_{01} = V_1 - R_1 \cdot I = V_1 + (V_1 \lessdot V_2) \cdot \frac{R_1}{R_3} \dots\dots(1)$$

De même:
$$V_{02} = V_2 + R_2 \cdot I = V_2 - (V_1 - V_2) \cdot \frac{R_2}{R_3} \dots\dots(2)$$

Appliquons le théorème de superposition pour calculer V_0 en fonction de V_1 et V_2 .

$$V_0 = -V_{02} \cdot \frac{\rho_2}{r_2} \quad V_{01} \text{ à la masse.}$$

$$V_0 = V_{01} \cdot \frac{\rho_1}{r_1 + \rho_1} \left(1 + \frac{\rho_2}{r_2} \right) \quad V_{02} \text{ à la masse.}$$

$$V_0 = A_d \cdot (V_1 - V_2) + A_c \cdot \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right)$$

A_d : gain en mode différentiel.

A_c : gain en mode commun.

Il est évident, qu'en ajustant r_1 et ρ_1 de telle sorte que:

$r_1 = r_2 = r$ et $\rho_1 = \rho_2 = \rho$, on aura un $Ac \neq 0$.

$$V_0 = -V_{02} \cdot \frac{\rho_2}{r_2} + V_{01} \cdot \frac{\rho_1}{r_1 + 1} \cdot \frac{r_2 + \rho_2}{r_2} = \frac{\rho}{r} \cdot (V_{01} - V_{02}).$$

Or d'après (1) et (2):

$$V_{01} - V_{02} = (V_1 - V_2) \cdot \left[\frac{R_1}{R_3} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right]$$

d'où: $V_0 = \frac{\rho}{r} \cdot \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3} \right) \cdot (V_1 - V_2)$ donc $Ac \neq 0$

et $G = Ad = \frac{\rho}{r} \cdot \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3} \right)$.

On prendra $R_1 = R_2 = 45 \text{ K}$
 $R_3 = 10 \text{ K}$
 $\rho = 100 \text{ K}$
 $r = 1 \text{ K}$

pour avoir un gain de 60 dB.

À la sortie de cet étage, on se retrouve avec un signal physiologique de niveau plus élevé et moins bruité par rapport à celui d'entrée.

De plus lorsque nous excitons l'oeil humain par une suite de flashes périodique, et en supposant que le temps de latence des cellules de visions est constant, on recueille à la sortie de l'amplificateur un signal répétitif, dont on veut extraire du bruit.

IV.4: ETUDE DU MONTAGE:

Pour faire un calcul rigoureux des éléments de notre chaîne de traitement dont le synoptique est donné par la partie III.2, nous devons connaître d'abord les caractéristiques de notre signal utile.

Alors rappelons brièvement les caractéristiques des trois signaux physiologiques; Ce sont des signaux complètement noyés dans le bruit (bruit ambiant, signaux indésirables comme l'E.E.G: l'électroencéphalographie etc ...) de période 250 mS à 1 S selon les examens choisis.

Ils sont caractérisés par leurs bandes de fréquence, qui diffèrent d'un examen à un autre et qui sont:

0 à 35 Hz pour l'E.O.G

0 à 100 Hz pour les P.E.V et

0 à 500 Hz pour l'E.R.G.

Les trois signaux n'ont pas la même bande de fréquence, il est évident que leurs traitement ne seront pas les mêmes et différent du point de vue fréquence d'échantillonnage, nombre d'échantillons par période et nombre de stimulus.

Dans notre étude, on s'intéresse au filtrage de l'E.R.G mais le principe de traitement restera valable pour les deux autres examens en changeant bien sûr la fréquence d'échantillonnage ainsi que la période des stimulations.

Calculons maintenant les paramètres et décrivons le fonctionnement de chaque bloc du synoptique donné par III.2.

IV.4.1: ECHANTILLONNAGE, MAINTIEN, QUANTIFICATION ET CODAGE:

Le signal physiologique que nous voulons traiter, est très lent (signal BF) et de faible niveau, ce qui rend la tâche de l'échantillonneur, secondaire du moment que le convertisseur analogique numérique peut effectuer cette opération.

L'utilisation d'un CAN intégré est moins coûteuse et permet d'assurer les quatre fonctions à la fois.

Le CAN utilisé est l'ADC 0804, qui est un circuit CMOS à 8 bits et facilement interfaçable avec la famille 6800 des microprocesseurs.

Ses caractéristiques sont les suivantes:

- Résolution de 8 bits.
- Tension de référence $V_{\text{réf}} = +5V$.
- Temps de conversion $t_c = 100 \mu S$.
- Temps d'accès $t_{\text{acc}} = 135 nS$.
- La tension de l'échelon correspondant au bit le plus faible (LSB)

sera:

$$e = \frac{U_{\text{réf}}}{2^n} = \frac{U_{\text{réf}}}{2^8} = \frac{5V}{256} = 19,53 \text{ mV.}$$

- L'erreur commise par la conversion est:

$$\varepsilon_c \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{\text{réf}}}{2^n} \Rightarrow \varepsilon_c \leq 9,76 \text{ mV}$$

Son principe de fonctionnement est la conversion à approximations successives et comme $U_{\text{réf}} = +5V$, le signal analogique qu'on veut convertir ne doit pas dépasser cette valeur.

Son brochage ainsi que son interfaçage avec microprocesseur sont donnés par la figure (6).

Nous avons câblé ce convertisseur suivant le montage donné par la figure () de telle façon que le signal analogique se trouve en permanence sur son entrée (6, 7), une impulsion sur son entrée R/W (Commande de conversion) permet le transfert du résultat numérique sur le bus de sortie (11à18).

Remarque: Notre signal physiologique qu'on se propose de traiter, est un signal électrique positif. Alors pour augmenter la précision de traitement nous avons choisi le mode de fonctionnement unipolaire, ce qui correspond à :

Entrée analogique	Sortie numérique
5 V	1111 1111
2,5 V	0000 1111
0 V	0000 0000

IV.4.2: TRAITEMENT NUMERIQUE:

Ce traitement consiste à faire la moyenne de N périodes consécutives, l'outil utilisé est le KIT D5 de MOTOROLA.

L'interfaçage est assuré par le PIA 6821 qui dispose de deux ports A et B, programmables en entrée ou en sortie. Dans notre travail on a programmé le port A en entrée, la commande de conversion A/N est assurée par CA2, le port B en sortie et la commande de conversion N/A est assurée par CB2;.

Le traitement en lui même consiste à échantillonner la première période stocker chaque échantillon dans deux cases mémoires, une fois terminée la première période, le cycle se répète pour la deuxième période mais chaque échantillon sera sommé à l'échantillon correspondant de la première période, le résultat sera stocké à l'adresse correspondante à ce même échantillon et ainsi de suite pour les N périodes.

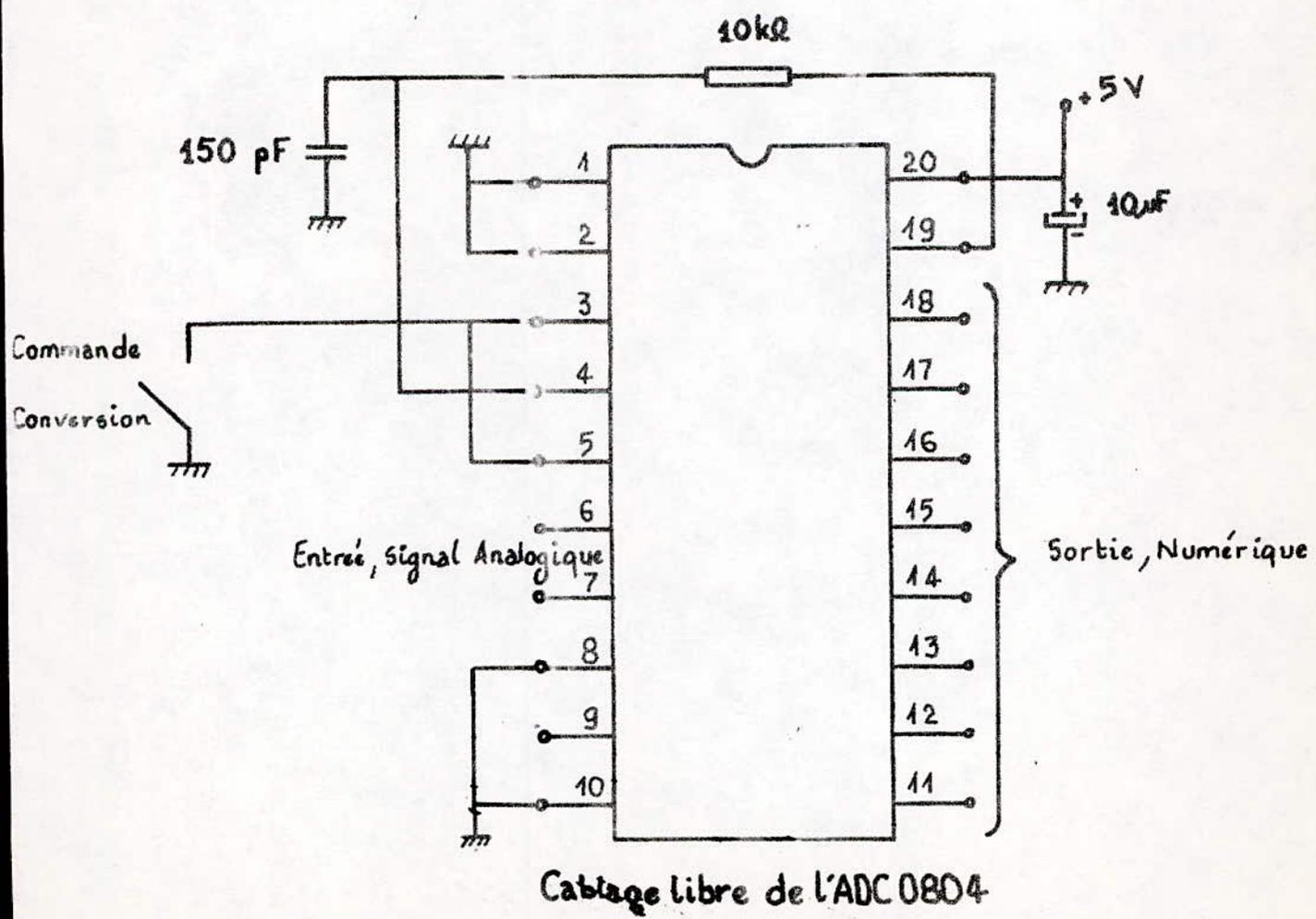
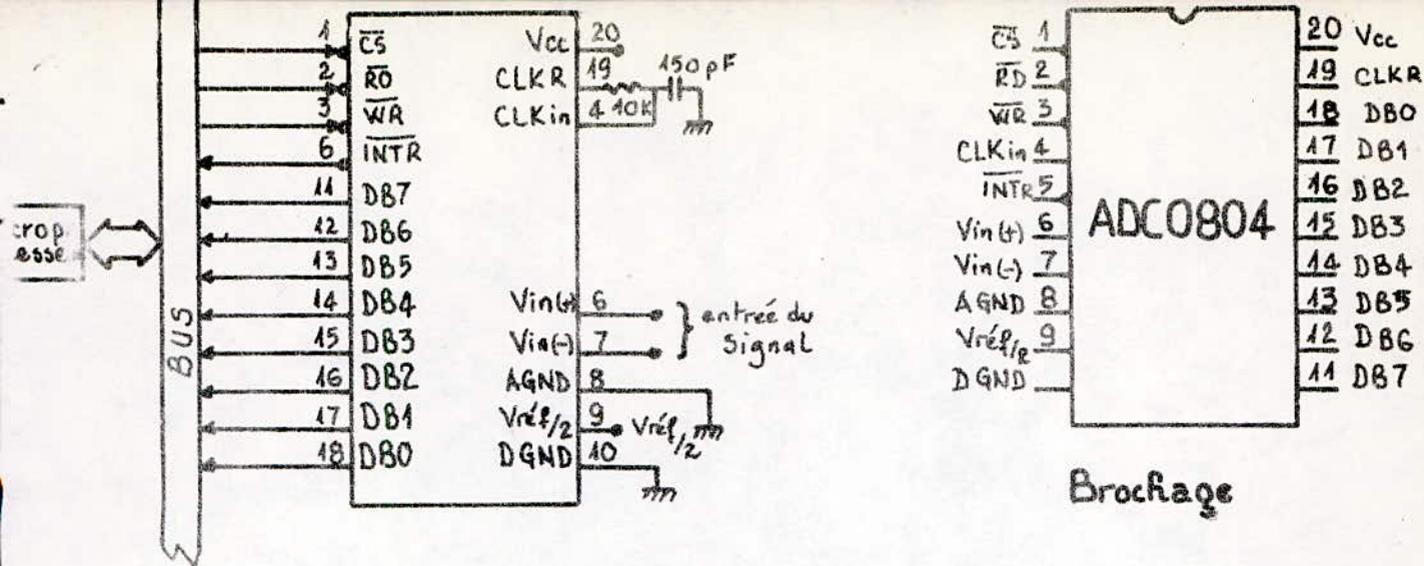


fig: e

Après ces N sommations le bruit tendra à s'annuler parcequ'il est de moyenne nulle et chaque échantillon sera exprimé sur deux octets.

Comme on ne peut pas attaquer directement le CNA par ces échantillons résultants de plusieurs sommations et qui représentent des tensions de niveau très élevé par rapport à la tension de référence du CNA , il est nécessaire de diviser les résultats par N pour retrouver le même niveau d'entrée (des valeurs numériques sur 8 bits), à ce moment là nous pouvons attaquer le CNA par ces échantillons pour reconstituer notre signal utile et le visualiser.

IV.4.3: LA CONVERSION NUMERIQUE - ANALOGIQUE:

On a utilisé le DAC 0830 , qui est un circuit CMOS à 8 bits , ses caractéristiques sont les suivantes:

- Résolution sur 8 bits .
- Tensions d'alimentation +5V et +15V.
- Tension de référence : $-10V$ $U_{\text{réf}}$ $+10V$.
- Temps d'établissement 1 μ S.

Son brochage ainsi que son diagramme fonctionnel sont donnés par la figure (7) .

La patte 19 (ILE) qui est une entrée d'une porte AND du DAC doit être reliée à +5 V (le 1 logique) pour permettre l'entrée des données numériques dans le registre du DAC;.

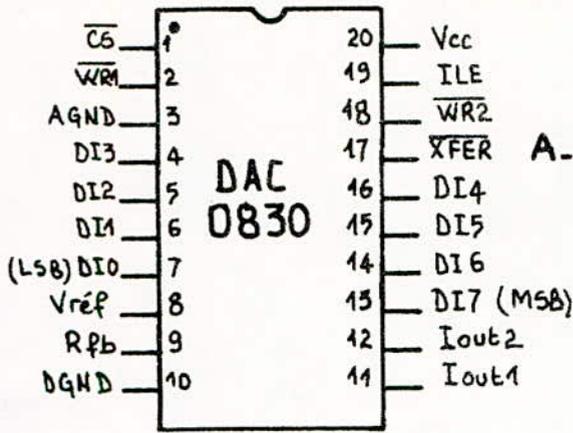
Ce convertisseur travaille en courant (entrée numérique est convertie en courant) , on doit convertir ce courant en tension en utilisant un A.O monté en inverseur et en prenant (-5V) comme tension de référence pour obtenir un signal en phase avec celui d'entrée.

IV.4.4: LE MONTAGE :

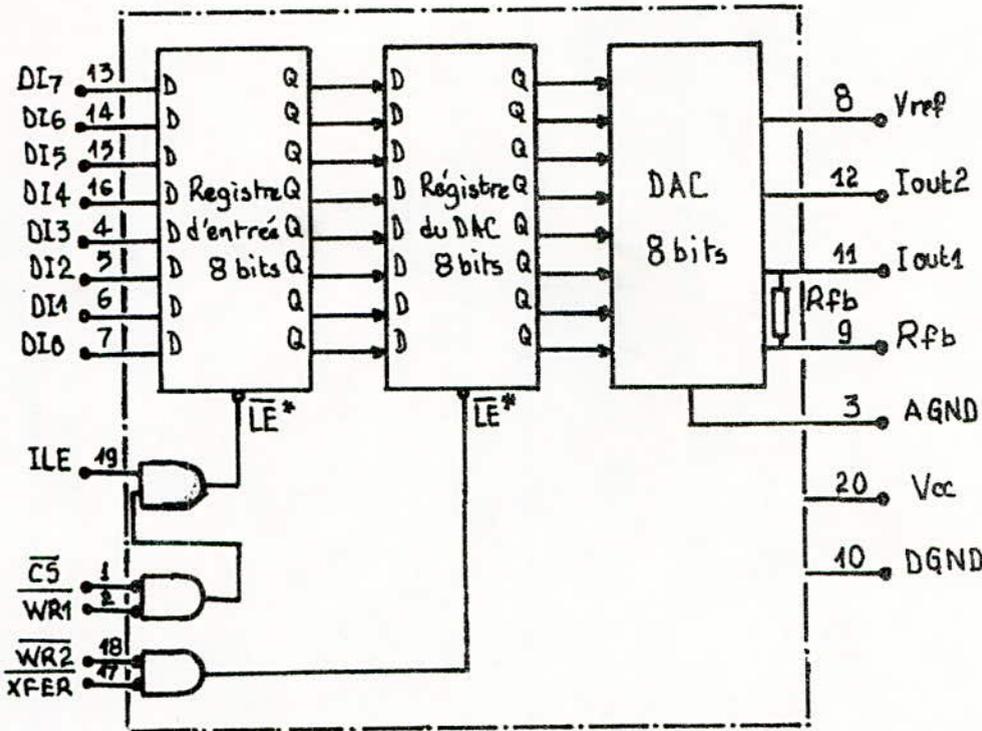
Comme il est préférable d'utiliser, pour ce type d'application un micro-processeur plutôt qu'un montage câblé plus encombrant et plus coûteux.

Nous avons choisi la logique micro-programmée et nous avons réalisé notre Electrorétinographe autour d'un micro-ordinateur qui est le KIT D5 de MOTOROLA qui se base sur la famille 6800 des microprocesseurs.

Le brochage d'un tel montage est donné par la figure (9).



A. Brochage du DAC 0830



B. Diagramme fonctionnel du DAC 0830

C- Application typique du DAC 0830

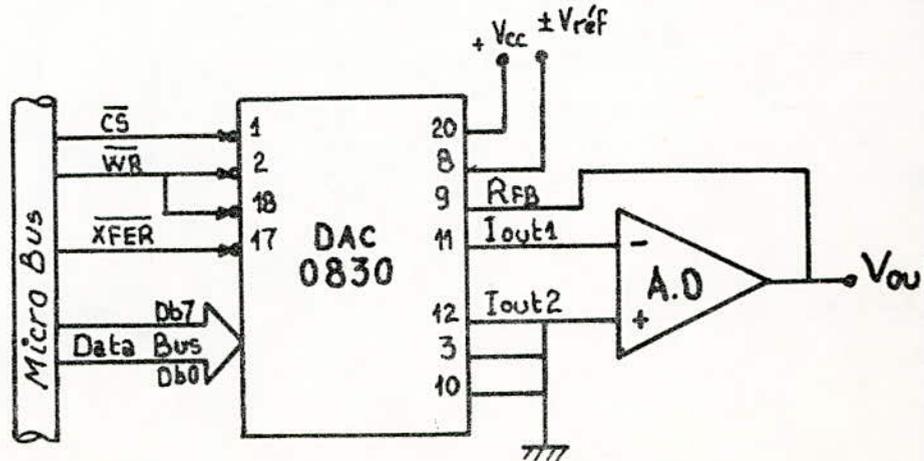


fig:7

- 8 -

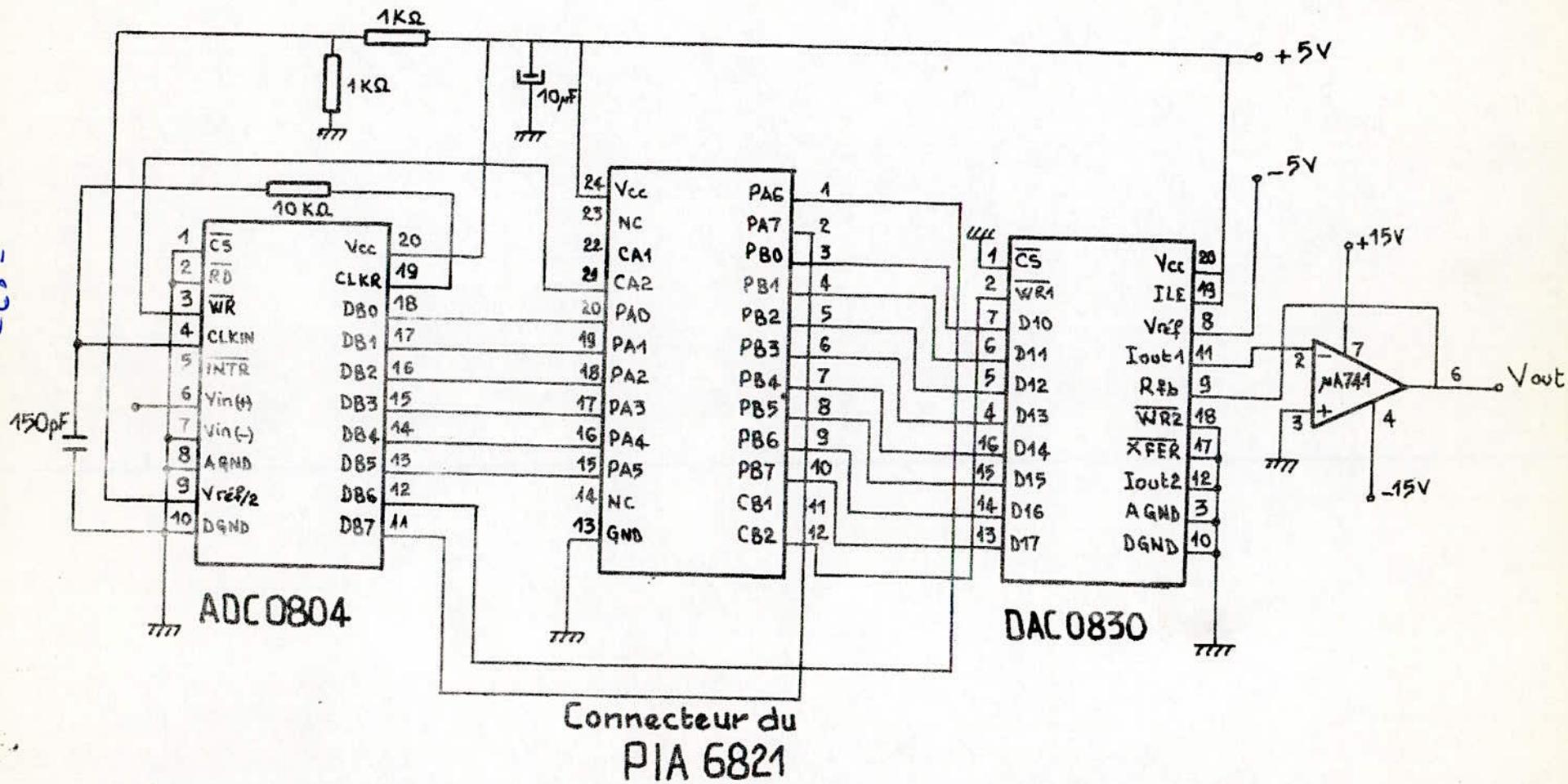


fig: 9

IV.5: LA PROGRAMMATION :

Le signal analogique se trouve en permanence sur l'entrée de l'ADC 0804 la conversion sera commandée par le microprocesseur qui génère une impulsion CA2 sur l'entrée R/W de l'ADC en lui permettant le transfert du résultat de la conversion dans le registre de données.

Le problème principal se posant à cette conversion est la détermination du nombre de conversion par période, autrement dit la période d'échantillonnage.

La fréquence maximale de notre signal physiologique est 500 Hz, pour échantillonner conformément au théorème de Shannon (conserver la totalité de l'information), nous avons choisi $F_e = 2F_{\max}$ ($F_e = 1 \text{ KHz}$) qui correspond à une période de 1 ms, et 250 échantillons par période.

Nous avons réalisé ce délai en tenant compte du temps de conversion qui vaut 100 μs et celui d'exécution des différentes instructions qui vaut 1 μs pour chaque cycle.

L'organigramme principal de traitement est donné par la figure (8) et le programme correspondant se compose de trois phases essentielles qui sont les suivantes /:

Première Phase: Echantillonnage, conversion, sommation puis stockage.

Le programme en mnémonique est le suivant :

Début:	LDA A # \$ 30	}	Stocker le nombre de périodes (N = 48) à échantillonner dans la mémoire E200.
	STA A E200		
	CLR PIA CRA	}	Initialiser le PIA port A en entrée .
	CLR DDRA		
	LDA A # \$ 04		
	STA A CRA	}	Charger le registre index par E000.
	LDX E000		
$\delta \rightarrow$	LDA B # \$ 03	}	Délai de retard de 20 μs .
$\alpha \rightarrow$	DEC B		
	ENE α		
$\delta \rightarrow$	LDA B # \$ 34	}	Générer un front actif sur CA2;
	LDA A # \$ 3C		
	STA B CRA		
	STA A CRA		

LDA A 00A	→	Chargement de l'ACCA par le contenu du registre de données.
ADDA , X	}	Additionner le contenu de l'ACCA avec le contenu de la mémoire X avec retenue et stockage du résultat dans les mémoires X , X+1.
STA A , X		
LDA A # \$ 00		
INX		
ADC A , X		
STA A , X	}	Incrémenter le registre index.
INX		
LDA B # \$ 89	}	Délai de 1 mS.
DEC B		
BNE B		
CPX E1F4	}	Tester les 250 échantillons.
BNE 8		
LDX E000		
DEC E200	→	Décrémenter le nombre de périodes.
TST E200	→	Tester le nombre de périodes.
BNE 8		

Deuxième Phase : Division des résultats par N (préparer la sortie des échantillons).

LDA A # \$ 30	?	Charger de nouveau le nombre de périodes.
STA A E200	}	
LDX E1F4		
M → DEX		
LDA A # \$ 09	}	Charger le nombre de décalage dans la mémoire E201.
STA A E201	}	
LDA , X	}	Division des résultats des N sommations par N le nombre de périodes pour pouvoir reconstituer un signal de même niveau que celui d'entrée.
DEX		
CLR B		
BCS λ		
CMP A E200		
BHI λ		
SUB A E200		
TST A		
BEQ λ		

```
ADD A E200
J → DEC E201
TST E201
BEQ ψ
ASL B
ASL , X
ROL A
BRA F
M → SUB A E200
M → INC B
BRA ∇
↓ → STA B , X
CPX E200
ENE M.
```

Troisième phase : Sortie des résultats et reconstitution du signal.

```
LDA A # $ 0A } Charger le nombre de périodes qu'on va
STA A E200 } répéter durant la visualisation.
CLR PLA CRB
LDA A # $ FF }
STA A DDRB } Initialisation du PIA port B en sortie.
LDA A # $ 04 }
STA A CRB }
LDX E200
τ → LDA B # $ 03 }
} → DEC B } Délai de retard de 20 uS.
ENE }
π → LDA A, X → Charger l'ACCA par le contenu de la mémoire X.
INX }
INX }
STA A CRB → Stocker le contenu de l'ACCA dans le registre
LDA B # $ 34 } de données du DAC.
LDA A # $ 3C } → Générer un front actif CB2 pour effectuer la
STA B CRB } conversion N/A.
STA A CRB }
```

```

      LDA B # $ 9C
R →  DEC B
      BNE R
      CPX E1F4
      BNE C
      DEC E200
      LDX E000
      TST E200
      BNE π

```

} Délai d'une mS.

} Tester le nombre de périodes.

} Décrémenter et tester le nombre de périodes à Visualiser.

Fin : SWI.

Le programme en langage machine est donné en annexe.

IV.6: ENREGISTREMENT DU PROGRAMME SUR CASSETTE :

Afin d'éviter la tâche fastidieuse du chargement manuel à partir du clavier , du programme tâche comportant des risques d'erreur , nous avons enregistré le programme sur la bande magnétique d'une cassette , ce qui permet le chargement du programme par lecture de la cassette.

Pour ce faire , les opérations effectuées sont les suivantes:-

1 : Enregistrement :

On commence par un escape (EX) qui fait apparaitre un tiret à gauche, puis on appuie sur la touche P/L , l'affichage devient 0000 bb demandant l'adresse de départ , notre programme commence à partir de l'adresse E250.

On appuie par la suite sur "GO" l'affichage devient 0000 EE demandant l'adresse de la dernière instruction à enregistrer, dans notre cas E313.

On met le magnétophone en marche sur le mode enregistrement et on appuie sur "GO" , l'apparition d'un tiret à gauche indique que l'enregistrement est exécuté.

2 : Chargement à partir de la cassette :

On appuie sur la touche escape "EX" puis on commande le chargement par les touches "FS" et ensuite "P/L", à ce moment là on met le magnétophone en marche sur le mode "Play".

L'apparition du tiret à gauche montre que le chargement est exécuté.

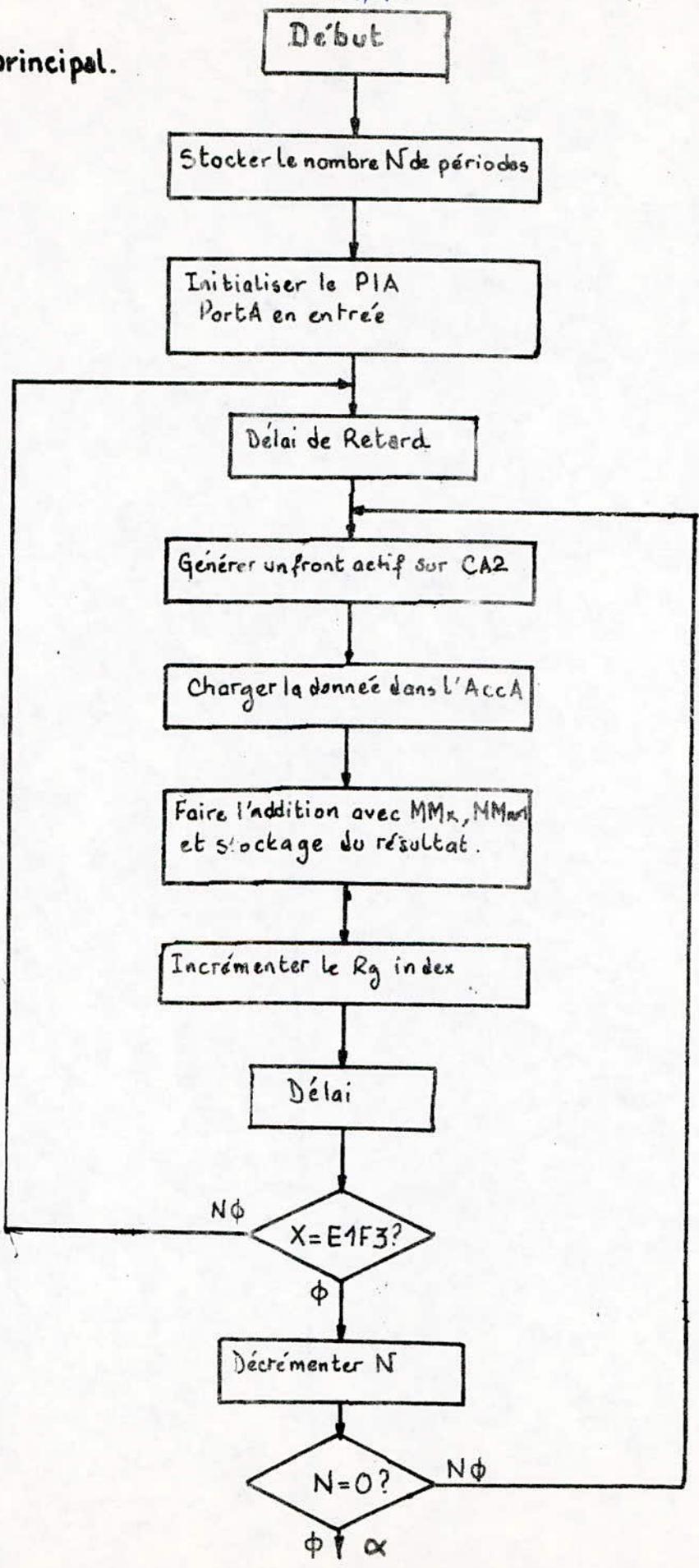
Remarque :

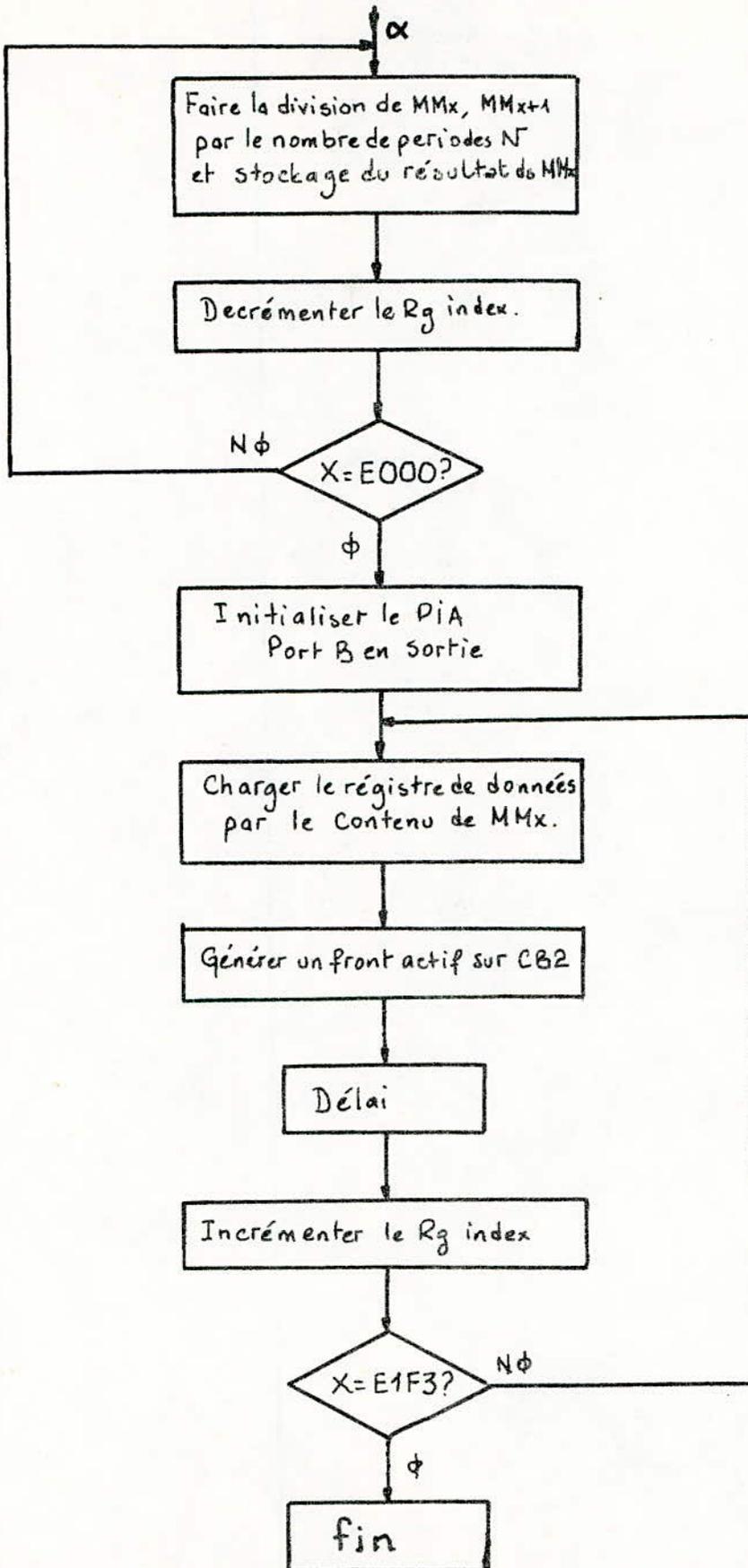
Le KIT D5 de MOTOR LA dispose d'une entrée et d'une sortie:

(MIC) pour le chargement,

(EAR) pour l'enregistrement.

organigramme principal.





IV.7: LES RESULTATS OBTENUS :

Le signal simulé est bruité par une HF de haut niveau par rapport à notre signal (1 à 1,5V) , le signal composite après visualisation présente la forme suivante:



Après échantillonnage et traitement d'une seule période , il a été obtenu après reconstitution du signal sur un oscilloscope à mémoire l'allure suivante:



CE qui représente les points dûs à l'échantillonnage, mais l'allure de notre signal utile reste inconnue.

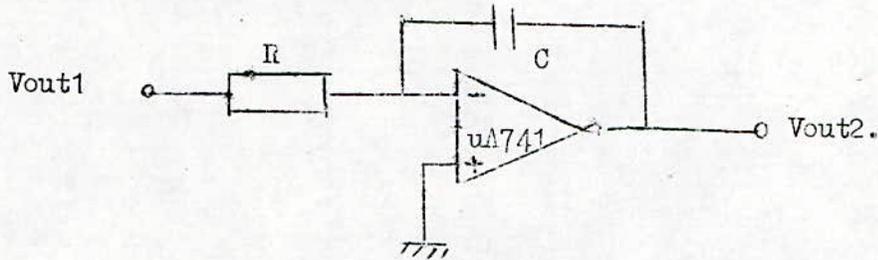
En augmentant le nombre de périodes, pour $N = 48$, la courbe obtenue alors est la suivante:



Celle-ci montre à peu près l'allure de notre signal utile et l'efficacité du traitement.

Donc pour retrouver au mieux notre signal utile il suffit d'augmenter le nombre de périodes N , de plus il est nécessaire de placer un filtre passe bas à la sortie dans le but d'éliminer les fréquences hautes du bruit et d'en sélectionner les basses d'une part et pour reconstituer le signal analogique (Lisser les points anguleux) d'autre part.

Nous avons choisi pour ce filtrage un filtre du premier ordre, réalisé à partir d'un amplificateur opérationnel, le uA 741 monté en intégrateur comme c'est indiqué sur la figure suivante :-



Un calcul simple et rigoureux nous a permis de déterminer les valeurs des éléments suivants:

$$R = 3,3 \text{ K}\Omega$$

$$C = 1 \text{ }\mu\text{F.}$$

CONCLUSION:

Au terme de cette étude, nous concluons:

- * S'il l'on veut mieux filter notre signal physiologique, on doit augmenter le nombre de périodes sur lesquelles on somme. Le KIT sur lequel on travaille nous offre une capacité de 250 sommations (capacité de la RAM), qui sont suffisantes pour aboutir à des bons résultats. Malheureusement ce qui se passe dans notre cas vérifie le contraire et on recueille un signal presque continu. Ceci se passe uniquement en simulation (problème d'alignement des périodes), car en pratique la stimulation sera commandée par le microprocesseur et la synchronisation sera parfaite.
- * Le programme qu'on a effectué est valable pour l'examen de l'E.R.G mais il peut s'étendre aux examens de l'E.O.G et les P.E.V, en faisant les modifications suivantes:
 - Calculer la fréquence d'échantillonnage.
 - Déterminer le nombre de périodes sur lesquelles on somme.
 - Et enfin établir des nouveaux délais en fonction de la période d'échantillonnage.
- * Ce présent travail nous a permis surtout de nous familiariser avec le KIT D5 de MOTOROLA, le filtrage numérique et le principe de conversion.
- * Enfin nous souhaitons aux promotions futures, de bénéficier de ce modeste travail et de le compléter par la réalisation et de l'amplificateur d'entrée.

A) N N E X E.

PROGRAMME FOR LANGUAGE MACHINE:

E250 86 30
B7 E200
7F E481
7F E480
86 04
B7 E481
CE E000
C6 03
5A
26 FD
C6 34
86 3C
F7 E481
B7 E481
B6 E480
AB 00
A7 00
86 00
08
A9 00
A7 00
08
C6 89
5A
26 FD
8C E1F4
26 D8
CE E000
7A E200
7D E200
26 D2
86 30
B7 E200
CE E1F4
09
86 09
B7 E201
A6 00
09
5F
25 1C
B1 E200
22 17
B0 E200
4D
27 14
BB E200
7A E201
7D E201

27 00
58
68 00
49
20 E2
B0 E200
5C
20 EC
E7 00
8C E000
26 CB
86 CA
B7 E200
7F E483
86 FF
B7 E482
86 04
B7 E483
CE E000
C6 03
5A
26 FD
A6 00
08
08
B7 E482
C6 34
86 3C
F7 E483
B7 E483
C6 9C
5A
26 FD
8C E1F4
26 E0
7A E200
CE E000
7D E200
26 BA
3F.

TABLE 3 - ACCUMULATOR AND MEMORY INSTRUCTIONS

OPERATIONS	Mnemonic	ADDRESSING MODES					BOOLEAN/ARITHMETIC OPERATION (All register labels refer to constants)	COND. CODE REG.						
		IMMED	DIRECT	INDEX	EXTND	IMPLIED		H	I	N	Z	V	C	
		OP ~ =	OP ~ =	OP ~ =	OP ~ =	OP ~ =								
Add	ADDA	98 2 2	98 3 2	A8 5 2	BB 4 3		A + M - A	•	•	•	•	•	•	•
Add Acmltr	ADDB	C8 2 2	D8 3 2	F8 5 2	FB 4 3		B + M - B	•	•	•	•	•	•	•
Add with Carry	ABA					1B 2 1	A + B - A	•	•	•	•	•	•	•
And	ADCA	85 2 2	89 3 2	A9 5 2	BB 4 3		A + M + C - A	•	•	•	•	•	•	•
Bit Test	ADCB	C9 2 2	D9 3 2	E9 5 2	F9 4 3		B + M + C - B	•	•	•	•	•	•	•
Clear	ANDA	84 2 2	94 3 2	A4 5 2	B4 4 3		A - M - A	•	•	•	•	•	•	•
Compare	ANDB	C4 2 2	D4 3 2	E4 5 2	F4 4 3		B - M - B	•	•	•	•	•	•	•
Compare Acmltr	BITA	85 2 2	95 3 2	A5 5 2	B5 4 3		A - M	•	•	•	•	•	•	•
Complement, 1's	BITB	C5 2 2	D5 3 2	E5 5 2	F5 4 3		B - M	•	•	•	•	•	•	•
Complement, 2's (Negate)	CLR			5F 7 2	7F 6 3		00 - M	•	•	•	•	•	•	•
Decimal Adjust, A	CLRA					4F 2 1	00 - A	•	•	•	•	•	•	•
Decrement	CLRB					5F 2 1	00 - B	•	•	•	•	•	•	•
Exclusive OR	CMPA	81 2 2	91 3 2	A1 5 2	B1 4 3		A - M	•	•	•	•	•	•	•
Increment	CMPB	C1 2 2	D1 3 2	E1 5 2	F1 4 3		B - M	•	•	•	•	•	•	•
Load Acmltr	CBA					11 2 1	A - B	•	•	•	•	•	•	•
Shift Left, Arithmetic	COM			63 7 2	73 6 3		M - M	•	•	•	•	•	•	•
Shift Left, Logic	CGMA					43 2 1	A - A	•	•	•	•	•	•	•
Shift Right, Arithmetic	COMB					53 2 1	B - B	•	•	•	•	•	•	•
Shift Right, Logic	NEG			60 7 2	70 6 3		00 M - M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	NEGA					40 2 1	00 A - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr with Carry	NEGB					50 2 1	00 B - B	•	•	•	•	•	•	•
Test, Zero or Minus	DAA					19 2 1	Converts Binary Add. of BCD Characters into BCD Format	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	DEC			5A 7 2	7A 6 3		M - 1 - M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	DECA					4A 2 1	A - 1 - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	DECB					5A 2 1	B - 1 - B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	EDRA	8R 2 2	98 3 2	A8 5 2	B8 4 3		A ⊕ M - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	EORB	C8 2 2	D8 3 2	E8 5 2	F8 4 3		B ⊕ M - B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	INCA			6C 7 2	7C 6 3		M + 1 - M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	INCB					4C 2 1	A + 1 - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	LDAA	86 2 2	96 3 2	A6 5 2	B6 4 3		M - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	LDAB	C6 2 2	D6 3 2	E6 5 2	F6 4 3		M - B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ORAA	8A 2 2	9A 3 2	AA 5 2	BA 4 3		A + M - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ORAB	CA 2 2	DA 3 2	EA 5 2	FA 4 3		B + M - B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	PSHA					36 4 1	A - Msp, SP - 1 - SP	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	PSHB					37 4 1	B - Msp, SP - 1 - SP	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	PULA					32 4 1	SP + 1 - SP, Msp - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	PULB					33 4 1	SP + 1 - SP, Msp - B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ROL			69 7 2	79 6 3		M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ROLA					49 2 1	A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ROLB					59 2 1	B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ROR			66 7 2	76 6 3		M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	RORA					46 2 1	A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	RORB					56 2 1	B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ASL			68 7 2	78 6 3		M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ASLA					48 2 1	A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ASLB					58 2 1	B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ASR			67 7 2	77 6 3		M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ASRA					47 2 1	A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	ASRB					57 2 1	B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	LSR			64 7 2	74 6 3		M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	LSRA					44 2 1	A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	LSRB					54 2 1	B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	STAA		97 4 2	A7 5 2	B7 5 3		A - M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	STAB		07 4 2	E7 5 2	F7 5 3		B - M	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	SUBA	80 2 2	90 3 2	A0 5 2	B0 4 3		A - M - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	SUBB	C0 2 2	D0 3 2	E0 5 2	F0 4 3		B - M - B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	SBA					10 2 1	A - B - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	SBCA	82 2 2	92 3 2	A2 5 2	B2 4 3		A - M - C - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	SBCB	C2 2 2	D2 3 2	E2 5 2	F2 4 3		B - M - C - B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	TAB					16 2 1	A - B	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	TBA					17 2 1	B - A	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	TST			6D 7 2	7D 6 3		M - 00	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	TSTA					4D 2 1	A - 00	•	•	•	•	•	•	•
Transfer Acmltr	TSTB					5D 2 1	B - 00	•	•	•	•	•	•	•

CONDITION CODE SYMBOLS:

- H Half carry from bit 3.
- I Interrupt mask
- N Negative (sign bit)
- Z Zero (byte)
- V Overflow, 2's complement
- C Carry from bit 7
- R Reset Always
- S Set Always
- ! Test and set if true, cleared otherwise
- Not Affected

AD: Operation Code (Hexadecimal)
 Number of MPU Cycles;
 Number of Program Bytes;
 Arithmetic Plus;
 Arithmetic Minus;
 Boolean AND;
 Contents of memory location pointed to by Stack Pointer;
 Accumulator addressing mode instructions are included in the column for IMPLIED addressing

TABLE 4 - INDEX REGISTER AND STACK MANIPULATION INSTRUCTIONS

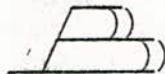
POINTER OPERATIONS	MNEMONIC	COND. CODE REG.																					
		IMMED			DIRECT			INDEX			EXTND			IMPLIED			BOOLEAN/ARITHMETIC OPERATION						
		OP	~	=	OP	~	=	OP	~	=	OP	~	=	OP	~	=	H	I	N	Z	V	C	
Compare Index Reg	CPX	8C	3	3	9C	4	2	AC	6	2	BC	5	3				$X_H - M, X_L - (M + 1)$	•	•	•	•	•	•
Decrement Index Reg	DEX													09	4	1	$X - 1 - X$	•	•	•	•	•	•
Decrement Stack Ptr	DES													34	4	1	$SP - 1 - SP$	•	•	•	•	•	•
Increment Index Reg	INX													08	4	1	$X + 1 - X$	•	•	•	•	•	•
Increment Stack Ptr	INS													31	4	1	$SP + 1 - SP$	•	•	•	•	•	•
Load Index Reg	LDX	CE	3	3	DE	4	2	EE	6	2	FE	5	3				$M - X_H, (M + 1) - X_L$	•	•	•	•	•	•
Load Stack Ptr	LDS	BE	3	3	9E	4	2	AE	6	2	BE	5	3				$M - SP_H, (M + 1) - SP_L$	•	•	•	•	•	•
Store Index Reg	STX				DF	5	2	EF	7	2	FF	6	3				$X_H - M, X_L - (M + 1)$	•	•	•	•	•	•
Store Stack Ptr	STS				9F	5	2	AF	7	2	BF	6	3				$SP_H - M, SP_L - (M + 1)$	•	•	•	•	•	•
Idx Reg → Stack Ptr	TXS													35	4	1	$X - 1 - SP$	•	•	•	•	•	•
Stack Ptr → Idx Reg	TSX													30	4	1	$SP + 1 - X$	•	•	•	•	•	•

TABLE 5 - JUMP AND BRANCH INSTRUCTIONS

OPERATIONS	MNEMONIC	COND. CODE REG.																		
		RELATIVE			INDEX			EXTND			IMPLIED			BRANCH TEST						
		OP	~	#	OP	~	#	OP	~	#	OP	~	#	H	I	N	Z	V	C	
Branch Always	BRA	20	4	2										None	•	•	•	•	•	•
Branch If Carry Clear	BCC	24	4	2										C = 0	•	•	•	•	•	•
Branch If Carry Set	BCS	25	4	2										C = 1	•	•	•	•	•	•
Branch If = Zero	BEQ	27	4	2										Z = 1	•	•	•	•	•	•
Branch If ≥ Zero	BGE	2C	4	2										$N \oplus V = 0$	•	•	•	•	•	•
Branch If > Zero	BGT	2E	4	2										$Z + (N \oplus V) = 0$	•	•	•	•	•	•
Branch If Higher	BHI	22	4	2										C + Z = 0	•	•	•	•	•	•
Branch If ≤ Zero	BLE	2F	4	2										$Z + (N \oplus V) = 1$	•	•	•	•	•	•
Branch If Lower Or Same	BLS	23	4	2										C + Z = 1	•	•	•	•	•	•
Branch If < Zero	BLT	2D	4	2										$N \oplus V = 1$	•	•	•	•	•	•
Branch If Minus	BMI	2B	4	2										N = 1	•	•	•	•	•	•
Branch If Not Equal Zero	BNE	26	4	2										Z = 0	•	•	•	•	•	•
Branch If Overflow Clear	BVC	28	4	2										V = 0	•	•	•	•	•	•
Branch If Overflow Set	BVS	29	4	2										V = 1	•	•	•	•	•	•
Branch If Plus	BPL	2A	4	2										N = 0	•	•	•	•	•	•
Branch To Subroutine	BSR	8D	8	2											•	•	•	•	•	•
Jump	JMP				6E	4	2	7E	3	3				See Special Operations	•	•	•	•	•	•
Jump To Subroutine	JSR				AD	8	2	BD	9	3					•	•	•	•	•	•
No Operation	NOP										01	2	1	Advances Prog. Cntr. Only	•	•	•	•	•	•
Return From Interrupt	RTI										3B	10	1	See Special Operations	•	•	•	•	•	•
Return From Subroutine	RTS										39	5	1		•	•	•	•	•	•
Software Interrupt	SWI										3F	12	1	See Special Operations	•	•	•	•	•	•
Wait for Interrupt*	WAI										3E	9	1		•	•	•	•	•	•

*WAI puts Address Bus, R/W, and Data Bus in the three-state mode while VMA is held low.





IBLIOGRAPHIE

1° - Traitement du signal

J. MAX

Tome I et II.

2° - La conversion numérique - analogique et analogique - numérique

LEROFINE

3° - Projet de fin d'études:

Mise en oeuvre des travaux pratiques du KIT D5 de MOTOROLA

PROMOTION JUIN 1982.