

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Réalisation d'une Chaîne
d'acquisition de données
pour un spectromètre R. M. N.
et calcul du temps de relaxation

Proposé par :

Etudié par :

Dirigé par :

Docteur PUVVADA
Ramesh

AOUIMEUR Kamel
KEMICHE Madjid

Docteur PUVVADA
Ramesh

PROMOTION :

JANVIER 1987

ELECTRONIQUE

Réalisation d'une Chaîne
d'acquisition de données
pour un spectromètre R. M. N.
et calcul du temps de relaxation

Docteur PUVVADA
Ramesh

AOUIMEUR Kamel
KEMICHE Madjid

Docteur PUVVADA
Ramesh

JANVIER 1987

REMERCIEMENTS

Nous remercions Mrs PUVVADA et ZERGUI ainsi que Mme HAMMAMI pour leurs conseils et orientations lors du travail qui nous a ete confie. Que BRAHIM, WAHAB et SAMIR trouvent ici l'expression de notre sincere gratitude.

Tous nos remerciements egalement a :
OUAHIBA ,TAHAR et DJAMEL.

DEDICACES

A nos Parents
A nos Familles
A nos Amis(es)

Tous nos voeux de bonheur a
MALIKA et MOHAND

Madjid

Aamel

TABLE DES MATIERES :

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

CHAPITRE I : GENERALITES

- I-1 : PROPRIETES MAGNETIQUES DU NOYAU.
- I-2 : PRINCIPE ET METHODE D'OBSERVATION DE LA R.M.N.
- I-3 : PHENOMENE DE RELAXATION
 - a) LA RELAXATION LONGITUDINALE.
 - b) LA RELAXATION TRANSVERSALE.
 - c) METHODE DE MESURE DE T₁.

CHAPITRE II : DESCRIPTION DE L'APPAREILLAGE DU SPECTROMETRE.

R . M . N

- II-1 SCHEMA SYNOPTIQUE
- II-2 DESCRIPTION DES DIFFERENTS BLOCS DU SPECTROMETRE.
 - a) LE PROGRAMMATEUR D'IMPULSIONS.
 - b) LE SYSTEME EMETTEUR.
 - c) L'ELECTRO AIMANT.
 - d) LA BOBINE D'EXCITATION.
 - e) LE SYSTEME RECEPTEUR.
 - f) LE SYSTEME D'ACQUISITION DE DONNEES ET DE TRAITEMENT.

CHAPITRE III : PRESENTATION DE LA CARTE MEK 6802 D 5 DE MOTOROLA.

- DESCRIPTION.
- LE MICROPRO CESSEUR MC6 802
- ETUDE DE L'INTERFACE D'ENTREES/SORTIES PARALLELES PIA(MC6821)

CHAPITRE IV : REALISATION DU GENERATEUR D'IMPULSIONS A L'AIDE DE LA CARTE MEK 6802 D5 DE MOTOROLA.

- 1- NATURE DES IMPULSIONS.
- 2- ORGANIGRAMME-PROGRAMME.

CHAPITRE V : ETUDE ET REALISATION DE LA CHAINE D'ACQUISITION DE DONNEES ET DE TRAITEMENT DU SIGNAL R.M.N.

- 1- PRINCIPE DE L'ECHANTILLONNAGE - BLOCAGE.
- 2- ETUDE DE L'ECHANTILLONNEUR BLOQUEUR LF 398.
- 3- LA CONVERSION ANALOGIQUE-NUMERIQUE.
- 4- ETUDE DE L'ADC 0804.
- 5- REALISATION DE LA CHAINE D'ACQUISITION DE DONNEES.

A - BLOC DE NUMERISATION.

A-1 : ROLE.

A-2 : SCHEMA SYNOPTIQUE.

A-3 : CHOIX DES COMPOSANTS.

A-4 : SCHEMA DE PRINCIPE.

A-5 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

A-6 : CIRCUIT IMPRIME.

B - BLOC D'INTERFACAGE AVEC LE MICRO ORDINATEUR " ORIC ATMOS ".

B-1 : ROLE.

B-2 : DESCRIPTION SOMMAIRE DU MICRO ORDINATEUR " ORIC ATMOS ".

B-3 : REALISATION DE LA CARTE D'ENTREES/SORTIES.

C- SYNOPTIQUE GLOBAL DE LA CHAINE D'ACQUISITION.

D - CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT.

E - LOGIGIEL D'ACQUISITION DE DONNEES ET DE CALCUL DE T1.

F - ESSAI.

* INTRODUCTION A L'IMAGERIE R.M.N.

* CONCLUSION.

* BIBLIOGRAPHIE.

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

La mise en évidence expérimentale du phénomène de résonance magnétique nucléaire (R.M.N.) remonte à l'année 1945 aux U.S.A.

La R.M.N. utilise la propriété des noyaux de pouvoir osciller dans un champ magnétique. Cette découverte trouva une application importante dans l'étude des mouvements moléculaires et de la structure des solides. Les premiers spectromètres furent commercialisés au début des années 1950 et depuis les années 1970, la technique R.M.N connaît des progrès constants avec l'apparition des spectromètres à très hauts champs, (5 à 10 Teslas) fonctionnant en mode pulsé. Ainsi ces récents développements de la R.M.N, permettent l'observation de presque tous les noyaux possédant un moment magnétique. Le signal R.M.N, bien connu des spectroscopistes est employé en chimie analytique depuis plus de vingt ans, actuellement son domaine d'application s'est étendu à la physique, à la biologie et surtout à la médecine.

En effet, l'imagerie par R.M.N suscite un intérêt croissant en permettant une résolution très appréciable grâce à l'apport de l'outil informatique.

Le sujet proposé consiste en la réalisation d'une chaîne d'acquisition de données regroupant les fonctions d'échantillonnage blocage, de conversion analogique numérique ainsi qu'un bloc d'interface avec le micro ordinateur. Le spectromètre utilisé fonctionnant en mode pulsé, la génération des séquences d'impulsions sera confiée à la carte MEK 6802 D5.

La partie traitement du signal R.M.N, sera quant à elle effectuée par le micro ordinateur " ORIC ATMOS ".

Notons que la présente étude se limitera au calcul du temps de relaxation spin-réseau T1 et à la visualisation du signal R.M.N.

GENERALITES

CHAPITRE I:

Le noyau est la partie centrale de l'atome, où est rassemblée la quasi-totalité de la masse.

Il se compose de nucléons dont le nombre noté " A " est appelé aussi nombre de masse. On distingue les nucléons portant une charge positive appelés protons et les nucléons électriquement neutres appelés neutrons.

Le nombre de protons noté " Z " est appelé aussi nombre de charge. Un élément quelconque " X " sera donc représenté par son nombre de masse A et son nombre de charge Z suivant la notation :



I - 1

Propriétés Magnétiques du Noyau :

Outre les propriétés électriques que possèdent les noyaux, certains d'entre eux se distinguent par des propriétés magnétiques. Ces dernières s'expliquent par la rotation du noyau sur lui même à la manière d'une toupie (Fig a).

Ce mouvement est appelé mouvement de spin nucléaire. Ce type de noyau possède :

- * Un moment angulaire \vec{a} , appelé aussi moment cinétique. Sa composante mesurable m est un multiple entier ou demi-entier de \hbar ($\hbar = h/2\pi$; h = constante de planck)

On appelle spin nucléaire, noté I, le maximum de m en unité \hbar . Le module du vecteur \vec{a} est donné par $(I(I+1))^{1/2}$ et fait avec l'axe de quantification un angle θ tel que: $\cos\theta = m / (I(I+1))^{1/2}$

On distingue $2I + 1$ composantes possibles pour le moment angulaire, à savoir $m = I, I-1, \dots, -I+1, -I$.

- ** Un moment magnétique $\vec{\mu}$, induit par la rotation de la charge du noyau et colinéaire au moment angulaire \vec{a} .

$$\vec{\mu} = \gamma \cdot \vec{a} = g_i \cdot \mu_N \cdot \vec{a}$$

μ_N : Magnéton nucléaire = $5,0508 \times 10^{-27} \text{ A m}^2$

g_i : Facteur spectroscopique caractéristique du noyau (constante sans dimension égale à 5/ 5855 pour le proton libre).

$$\gamma = g_i \cdot \mu_N / \hbar$$

γ : est le rapport gyromagnétique, constant pour chaque noyau. Le nombre quantique de spin I , dépend du nombre de masse A et du nombre de charge Z.

- Si A est impair _____ I est demi-entier.
- Si A et Z sont pairs _____ I est nul.
- Si A est pair, Z impair _____ I est entier.

Dans le cas du spin nul, le noyau ne possède pas de propriétés magnétiques.

I - 2 Principe et Méthode d'Observation de la R.M.N.

...../.....

Le phénomène de R.M.N ^{est} observable pour des noyaux de spin non nul, tels que ceux de l'hydrogène H^1 , du carbone C^{13} , du sodium, du phosphore, etc....
 On note qu'actuellement les plus utilisés sont l'hydrogène, le sodium et le phosphore.

Le principe consiste à exciter les protons de l'échantillon choisi pendant une durée déterminée puis à recueillir le signal de retour à l'équilibre.

Approche Classique :

Détermination de la fréquence propre de précession.

(Fréquence de Larmor).

Dans la matière, les noyaux ont des orientations absolument aléatoires tant qu'aucun champ magnétique externe n'est appliqué. Fig b

En présence d'un champ magnétique statique uniforme \vec{H}_0 , les noyaux s'alignent parallèlement à sa direction. Fig c.

Dans ce cas le noyau de spin non nul est soumis à un couple dont l'expression est la suivante:

$$\vec{C} = \vec{\mu} \wedge \vec{H}_0$$

$\vec{\mu}$: Moment magnétique du noyau.

\vec{H}_0 : Champ magnétique uniforme, externe.

Soit G le centre de gravité pris comme origine du noyau, alors le théorème du moment cinétique s'écrit.

$$\frac{d\vec{a}}{dt} = \vec{C} = \vec{\mu} \wedge \vec{H}_0$$

On a déjà vu que : $\vec{\mu} = \gamma \cdot \vec{a}$

donc,
$$\frac{1}{\gamma} \cdot \frac{d\vec{\mu}}{dt} = \vec{C} = \vec{\mu} \wedge \vec{H}_0 \implies \frac{d\vec{\mu}}{dt} = \gamma \cdot \vec{\mu} \wedge \vec{H}_0 = -\gamma \cdot \vec{H}_0 \wedge \vec{\mu}$$

En posant $\vec{\omega}_0 = -\gamma \cdot \vec{H}_0$, on aura :

$$\frac{d\vec{\mu}}{dt} = \vec{\omega}_0 \wedge \vec{\mu}, \text{ équation de Bloch .}$$

C'est l'équation qui décrit le mouvement de précession du noyau autour de l'axe du champ, c'est la précession de Larmor fig d

On entend par précession, le mouvement conique que prend autour d'une position moyenne, l'axe du noyau animé d'un mouvement gyroscopique.

Pour l'ensemble des noyaux, l'équation du mouvement s'écrit:

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \vec{\omega}_0 \wedge \vec{M},$$

\vec{M} : vecteur d'aimantation nucléaire, c'est la résultante des moments magnétiques des noyaux par unité de volume. Cette précession est caractérisée par une pulsation propre ω_0 qui est proportionnelle au moment magnétique du noyau et à l'intensité du champ magnétique statique uniforme.

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \gamma \cdot H_0$$

f_0 = fréquence de Larmor.

...../...

Normalement ce mouvement est amorti par les frottements mais il peut être entretenu en permanence si l'on applique un champ radio fréquence (RF) de pulsation ω autour de la direction de \vec{H}_0 .

Approche quantique :

En présence du champ magnétique \vec{H}_0 , il y a levée de dégénérescence, le moment magnétique nucléaire peut prendre $2I + 1$ orientations par rapport à celui-ci et l'énergie d'interaction vaudra : $E = -\vec{\mu} \cdot \vec{H}_0 = -g_i \cdot \mu_N \cdot H_0 \cdot I$.

Pour un noyau de spin I , cette énergie peut donc prendre les valeurs suivantes :

$$g_i \cdot \mu_N \cdot H_0 \cdot I ; g_i \cdot \mu_N \cdot H_0 \cdot (I-1) ; \dots \dots \dots - g_i \cdot \mu_N \cdot H_0 \cdot I$$

Valeurs qui sont espacées de $\Delta E = g_i \cdot \mu_N \cdot H_0$. égale à un quantum .

Pour un noyau de spin $I = \frac{1}{2}$ tel que, le proton, pour lequel g_i est positif, le moment magnétique, prendra des orientations correspondant à $I = \pm \frac{1}{2}$, on désigne ces deux états de spin par $|+\frac{1}{2}\rangle$ et $|-\frac{1}{2}\rangle$ ou encore $|\alpha\rangle$ et $|\beta\rangle$ les énergies correspondantes étant E_α et E_β avec $E_\beta > E_\alpha$.

Si l'on considère un grand nombre de spin, leur répartition entre ces deux niveaux de populations n_α et n_β est donnée par la relation de Boltzman :

$$n_\beta / n_\alpha = \exp\left(-\frac{E_\beta - E_\alpha}{k_B \cdot T}\right)$$

k_B : constante de Boltzman = $1,38 \cdot 10^{-23}$ (j . K⁻¹)

T (:K) : température absolue.

Pour observer la résonance et induire une transition entre deux niveaux (on considère des transitions à un quantum) et plus généralement entre les $(2I+1)$ niveaux d'énergie, il faut appliquer un rayonnement de fréquence ν_0 tel que : $h \nu_0 = \Delta E = g_i \cdot \mu_N \cdot H_0 = \frac{\mu \cdot H_0}{I} = \gamma \cdot \hbar \cdot H_0$

$$\implies \nu_0 = \gamma \cdot H_0$$

avec $\gamma = \gamma / 2\pi$.

γ : rapport gyromagnétique du noyau.

Pour cela on superpose au champ magnétique principal \vec{H}_0 , un champ magnétique alternatif \vec{H}_1 , fourni par une onde RF, de telle manière que $\vec{H}_1 \perp \vec{H}_0$, ainsi l'angle d'inclinaison par rapport au champ directeur va s'accroître fig e.

Si la fréquence de l'onde RF est égale à la fréquence de rotation du noyau et si l'intensité de l'onde RF est assez grande, le noyau pourra basculer, en s'alignant dans la direction opposée de celle du champ directeur fig f.

..../...

Ce basculement se traduit par l'absorption d'énergie RF par le système de spin, ce qui tend à égaliser les populations des différents niveaux (phénomène de saturation).

Le schéma énergétique, dans le cas de l'exemple de $I = \pm 1/2$ se réduit à celui de la fig G

A l'équilibre, la population des états $-1/2$ et $+1/2$ sera dans le rapport de Boltzman soit $\exp(2 \cdot \mu \cdot H_0 / k \cdot T)$,

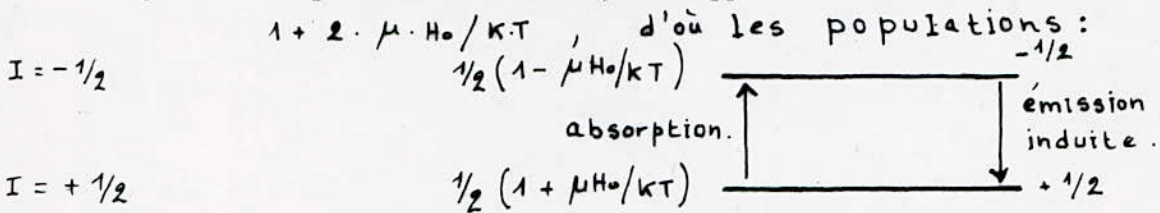
T (K) : température absolue.

Etant donné l'ordre de grandeur de μ et de H_0 :

H_0 : s'étendant du champ terrestre à 20.000 Gauss 2 T environ et plus encore, en utilisant des aimants supraconducteurs.

μ : étant de l'ordre de 10^{-23} erg. Gauss⁻¹

On voit qu'à la température ordinaire, ce rapport vaut sensiblement :



" Transfert d'énergie entre un noyau et un champ E.M. RF. "

L'état le plus stable est légèrement surpeuplé, ce qui crée le magnétisme nucléaire macroscopique.

N : noyaux identiques, de spin I et de rapport gyromagnétique γ , possédant à l'équilibre, dans un champ \vec{H}_0 , une magnétisation permanente M_0 .

$$M_0 = N \left(\frac{1}{2} (1 + \mu H_0 / kT) \cdot \mu - \frac{1}{2} (1 - \mu H_0 / kT) \cdot \mu \right)$$

$$M_0 = N \cdot \mu^2 \cdot H_0 / kT$$

Et plus généralement, pour γ et I quelconques :

$$M_0 = N \gamma^2 \frac{I(I+1)}{3 kT} \cdot H_0$$

Remarque :

Pour pouvoir observer le phénomène de R.M.N, il faut que l'expérience soit faite sur un échantillon de matière contenant un nombre assez important de noyaux ayant des spins non nuls (tels que les protons).

I - 3 Phénomène de Relaxation:

La relaxation nucléaire est le retour à l'équilibre de l'aimantation nucléaire après une perturbation qui la fait dévier de la direction du champ \vec{H}_0 .

(Dans notre cas, une impulsion R.F).

...../.....

Ce retour à l'équilibre s'accompagne d'une faible émission d'énergie à la fréquence propre de précession. fig G.

Cependant tous les noyaux ne rebasculent pas ensemble. c.a.d que toute l'énergie absorbée par le noyau lors de l'excitation, n'est pas restituée en même temps mais progressivement (phénomène de relaxation).

Ceci est dû à deux processus :

* La relaxation transversale (spin - spin) caractérisée par une constante de temps T2.

* La relaxation longitudinale (spin-réseau) caractérisée par une constante de temps T1.

En général, le temps T1 est beaucoup plus long que T2 et ces temps de relaxation sont beaucoup plus courts dans les solides que dans les liquides.

Soit \vec{M} , le vecteur aimantation totale des noyaux, dont les composantes longitudinale et transversale sont Mz et Mxy, après interruption de l'onde RF. L'évolution des composantes du vecteur \vec{M} , durant la relaxation, vers leurs valeurs limites Mz \longrightarrow Mo; Mxy \longrightarrow 0, s'effectue avec des vitesses:

$$\frac{dM_z}{dt} = \frac{M_z - M_0}{T_1} \quad ; \quad \frac{dM_{xy}}{dt} = - \frac{M_{xy}}{T_2}$$

T1 : temps de relaxation longitudinale.

T2 : temps de relaxation transversale.

Ces temps T1 et T2, sont d'une importance particulière dans l'analyse de l'échantillon et leurs significations seront détaillées dans la partie suivante

a) - La Relaxation Longitudinale :

- Approche Quantique :

La relaxation longitudinale traduit l'interaction entre le noyau et le réseau (milieu) avec lequel il est lié c.a.d le temps qu'il met pour lui transférer l'énergie RF absorbée.

A la résonance, les populations de niveaux n_i et n_{i+1} , qui initialement sont dans le rapport de Boltzman, vont s'égaliser

$$n_{i+1}/n_i = \exp \left(\frac{\mu \cdot H_0}{k \cdot T} \right)$$

Quand l'onde RF est supprimée, les populations reviennent progressivement à leur état d'équilibre initial, suivant une évolution exponentielle de constante de temps T1, appelée temps de relaxation spin-réseau.

Ce temps traduit la ((mobilité)) du noyau dans le réseau, il sera plus grand dans les liquides que dans les solides.

b) - La Relaxation Transversale :

- Approche quantique :

Celle-ci caractérise les interactions du noyau avec les champs magnétiques de spins voisins.

.../...

Quand l'onde RF cesse, l'énergie restituée peut être absorbée par un noyau voisin qui va basculer à son tour, en sens inverse. Ceci définit la relaxation spin-spin dite - transversale - Son évolution est exponentielle avec une constante de temps T2 - Temps de relaxation transversale.

L'Approche classique : permet aussi de donner une définition des temps de relaxation T1 et T2.

Comme nous l'avons vu, un ensemble de noyaux placés dans un champ magnétique \vec{H}_0 , s'alignent, dans une position colinéaire à \vec{H}_0 .

A l'instant initial, leur répartition autour de \vec{H}_0 est aléatoire et la résultante des différentes composantes du vecteur d'aimantation nucléaire dans le plan ^{XOY} est nulle.

A l'application du champ RF tournant, les mouvements de précession autour de \vec{H}_0 , à la vitesse angulaire ω des noyaux, se synchronisent et il apparaît dans le plan XOY une composante du vecteur aimantation nucléaire M_{xy} , résultante des composantes individuelles m_{xy} de chaque noyau.

M_{xy} évolue suivant une exponentielle croissante avec une constante de temps T2. T2 sera également la constante de temps de l'exponentielle décroissante caractérisant le retour à l'état d'équilibre après la suppression du champ RF, M_{xy} tend alors vers sa valeur limite nulle - fig 2.

Un raisonnement similaire sur la composante M_z permet de définir T1 à la différence près qu'à une ^{dé}croissance de M_{xy} correspond une ~~dé~~croissance de M_z .
Fig 3.

C) - Méthode de Mesure de T1:

* Avant l'application du champ RF, le vecteur aimantation \vec{M} est colinéaire au champ magnétique statique \vec{H}_0 .

La composante M_z prend alors la valeur maximale M_0 et la composante transversale M_{xy} sera nulle.

L'arrivée d'une impulsion $\pi/2$ aux bornes de la bobine d'excitation provoque une application du champ RF, \vec{H}_1 entraînant ainsi une rotation de 90° (degrés) du vecteur \vec{M} .

A ce stade, $M_x = M_z = 0$ et $M_y = M_0$.

Pendant la durée " OFF ", \vec{M} tend à revenir à sa position d'équilibre mais sa composante M_z n'atteindra pas sa valeur initiale M_0 . La durée " OFF " a été en effet choisie de manière à empêcher une relaxation complète de \vec{M} .

Une deuxième impulsion réapplique alors le champ RF et il s'ensuit à nouveau une rotation de 90° (degrés) du vecteur \vec{M} .

...../.....

Après la seconde relaxation, M_z atteindra une valeur supérieure à la précédente en ayant choisi une période OFF plus longue. L'opération est répétée plusieurs fois et l'évolution de M_z en fonction de T suit une exponentielle croissante d'équation $M_z = M_0 (1 - \exp(-T/T_1))$.

T_1 : Temps de relaxation spin-réseau.

T : Période du signal impulsionnel.

* METHODE EXPERIMENTALE DE MESURE(T₁):

Dans un premier temps, on détermine la période " ON " du signal impulsionnel donnant un signal d'amplitude maximale " V " au niveau du receptr, la période " OFF " étant à sa valeur maximale 10 Secondes.

Une fois cette opération effectuée, on prélève 105 échantillons de cette valeur " V " un échantillon étant prélevé par période T du signal impulsionnel.

La période T est ensuite ramenée à sa valeur minimale de 50 ms et une nouvelle serie de 105 Prises d'échantillons est réalisée.

Après cela, la période T sera augmentée vingt fois (20) de 50 ms avec prélèvement de 105 nouveaux échantillons après chaque accroissement.

La prise des échantillons pour une période T donnée s'effectue comme pour la valeur maximale par la génération de 105 cycles du signal impulsionnel avec toujours un seul échantillon par période.

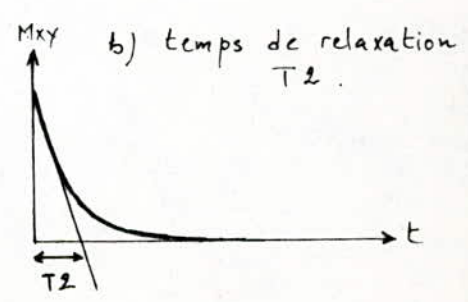
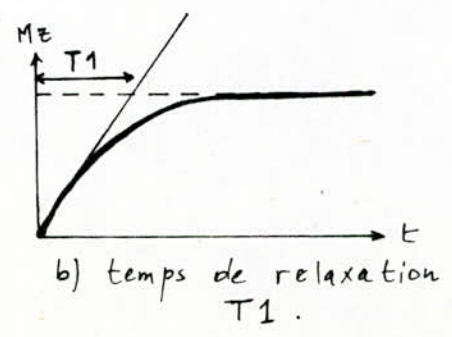
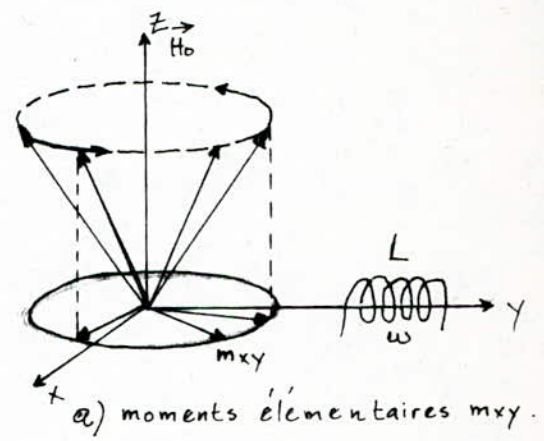
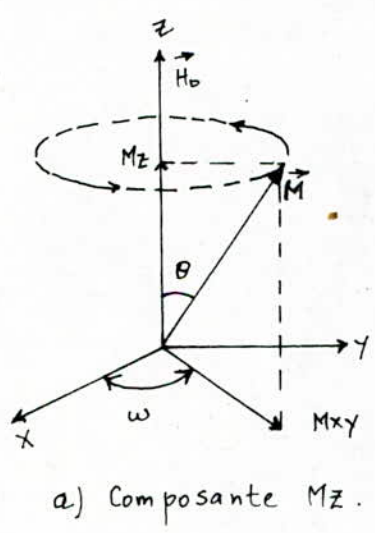
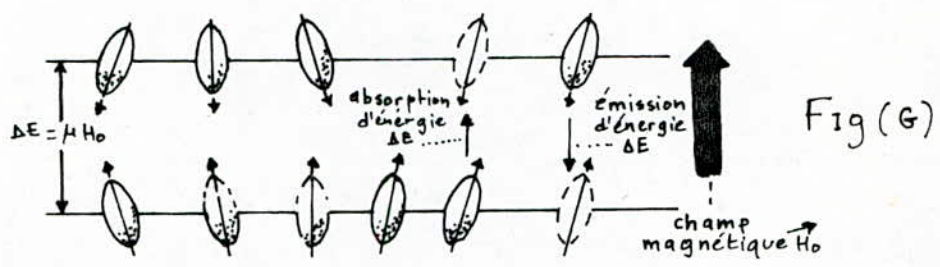
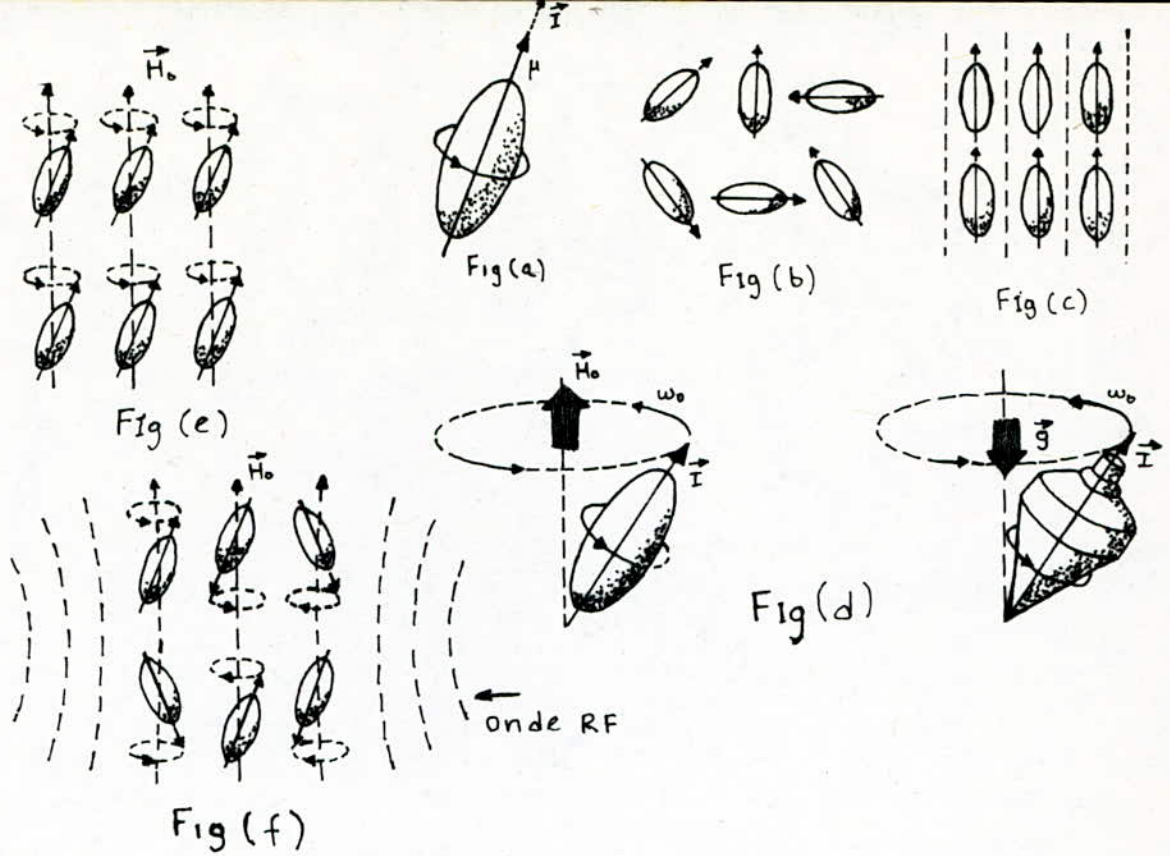


Fig (3)

Fig (2)

CHAPITRE II

DESCRIPTION DE L'APPAREILLAGE DU SPECTROMETRE (R.M.N)

II - 1 Schéma Synoptique (fig (II-1)

II - 2 Description des différents blocs du Spectromètre.

a)- Le Programmeur d'Impulsions :

C'est l'une des parties majeures du spectromètre, son rôle est de générer les séquences d'impulsions $\pi/2 - \tau - \pi/2$ et $\pi/2 - \tau - \pi$ assurant le découpage du champ RF en salves permettant l'alternance excitation- retour à l'équilibre de l'aimantation nucléaire lors du phénomène de résonance magnétique nucléaire. Il réalise, aussi la synchronisation entre le récepteur et la partie de traitement numérique du signal R.M.N.

Sa conception peut être de nature matérielle ou logicielle.

b)- Le Système Emetteur:

On distingue dans la constitution du système émetteur trois parties : l'oscillateur RF, l'amplificateur de commutation et l'étage d'amplification en puissance.

L'oscillateur est piloté par un quartz, garantissant une grande stabilité en fréquence (10MHZ).

L'amplificateur de commutation, attaqué par l'oscillateur et commandé par le générateur d'impulsions, a pour tâche de fournir, lors de la période ON, un signal RF d'amplitude élevée et de le bloquer lors de la période OFF.

Il est conçu d'une manière à minimiser les fuites RF pendant la durée OFF, afin de ne pas noyer le signal issu de la R.M.N dont l'amplitude n'exécède pas quelques (μV).

Enfin, l'étage amplificateur de puissance, permet d'attaquer la bobine d'excitation avec une amplitude suffisante.

c) - L'Électroaimant :

L'électroaimant est constitué de l'inducteur et du circuit magnétique. Il sert à créer le champ magnétique statique \vec{H}_0 dont la qualité influe beaucoup sur la performance du spectromètre.

\vec{H}_0 doit être en effet très homogène, très stable et d'intensité élevée afin d'obtenir une bonne sensibilité du système.

..../....

Le rapport de la variation maximale ΔB_0 du champ magnétique principal dans le volume de l'échantillon au champ total B_0 détermine l'homogénéité. La stabilité est définie par le rapport de la variation maximale du champ au champ total B_0 .

Pour empêcher les dérives dans le temps du champ \vec{H}_0 , l'électroaimant est alimenté par un générateur de courant constant ($\approx 10 \text{ A}$).

Le champ \vec{H}_0 est maintenu constant pendant toute la durée de l'analyse.

Notons que pour des applications nécessitant un champ \vec{H}_0 supérieur à 2,4 Tesla, l'électroaimant est remplacé par des bobines supraconductrices assurant un champ plus intense ($\approx 10 \text{ Tesla}$) et une très bonne stabilité.

D)- La Bobine d'Excitation

La méthode adoptée est celle de la bobine unique. Elle joue le rôle d'excitatrice pendant la durée ON et de bobine de réception pendant la durée OFF.

L'avantage de la bobine unique est sa simplicité, elle peut être placée tout près de l'échantillon et pour un champ donné \vec{H}_1 , la puissance RF requise est minimale. Ce qui est particulièrement intéressant lors du fonctionnement en mode impulsionnel du spectromètre.

La bobine doit être bien étudiée pour garantir une bonne homogénéité du champ \vec{H}_1 et assurer un bon rapport signal sur bruit.

E)- Le Système Recepteur :

Le signal aux bornes de la bobine d'excitation appliqué à l'entrée du récepteur présente une amplitude de quelques (μV) ce qui nécessite une amplification avant qu'il soit démodulé pour en extraire l'enveloppe. Un récepteur performant doit présenter un facteur de bruit le plus faible possible ainsi qu'une amplification avec une bonne linéarité.

Après une impulsion RF, le récepteur qui était saturé doit retrouver rapidement son fonctionnement normal pour ne pas perdre une partie du signal.

F)- Le Système d'Acquisition de Données :

Celui-ci constitue le système informatique qui a pour rôle

* de traiter le signal R.M.N pour le présenter sous une forme permettant l'extraction de données intéressantes pour l'étude de l'échantillon.

* D'organiser le fonctionnement du spectromètre, en prenant en compte les instructions de l'expérimentateur.

..../....

Cette tâche est plus au moins assurée, suivant le degré d'automatisation du spectromètre. Dans les spectromètres modernes, tous les réglages et instructions sont pratiquement effectués à l'aide d'un organe d'entrée/sortie de l'ordinateur. La communication s'effectue à l'aide d'un langage évolué pour qu'un non spécialiste puisse aisément programmer l'appareil.

3) - PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT :

L'échantillon qui contient les spins nucléaires, est placé à l'intérieur de la bobine d'excitation. La présence du champ \vec{H}_0 statique, créé entre les pôles de l'électroaimant, oriente, alors en sa direction tous les spins nucléaires en précession avec une fréquence ω_0 .

L'émetteur commandé par les séquences d'impulsions, fournies par le programmeur d'impulsions, alimente la bobine d'excitation, pendant une durée égale à la durée de l'impulsion, par une salve RF ce qui crée le champ tournant \vec{H}_1 .

\vec{H}_1 se trouvant dans le plan perpendiculaire à \vec{H}_0 , tourne à la fréquence des salves RF (ω). Le balayage de la fréquence du champ \vec{H}_1 est assuré par l'augmentation de la durée ON de l'impulsion RF appliquée. (en mode continu)

Lorsque la fréquence ω s'approche de ω_0 , on excite la résonance.

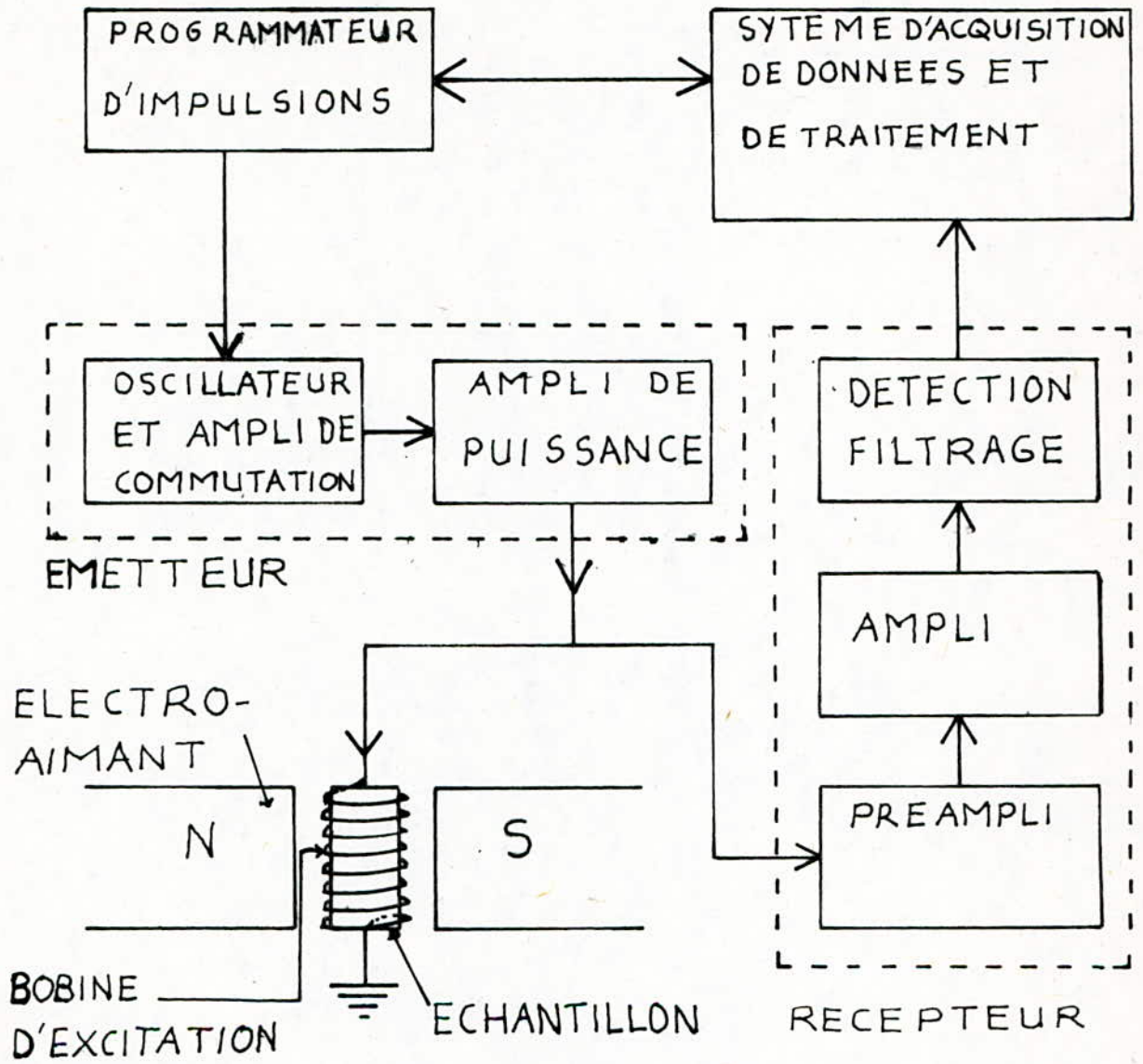
A la fin de la période ON, la bobine d'excitation devient une bobine de réception et le récepteur, qui était avant saturé revient à son fonctionnement normal.

Le signal de variation de la tension aux bornes de la bobine de réception est appliqué à l'entrée du récepteur.

Ce signal de l'ordre de quelques (mV) subit une amplification répartie en deux étapes, étape de préamplification et une autre d'amplification en puissance.

Le récepteur muni d'un détecteur d'enveloppe, réalise les fonctions de redressement et de filtrage et met en évidence, en sortie, le signal R.M. prêt au traitement numérique et à la visualisation.

SYNOPTIQUE DU SPECTROMETRE RMN



FIG(II.1)

CHAPITRE III

PRESENTATION DE LA CARTE MEK 6802 D5 DE MOTOROLA

La carte MEK 6802 D5 est un système basé autour du microprocesseur MC 6802. Outre le 6802, il comprend principalement, une mémoire morte MC 68A1316 E (R.O.M.) et deux organes d'entrées sorties parallèles, les MC 6821(PIA) utilisateur et système. La mémoire vive (RAM) comporte une zone réservée au système et une autre de 1 K octets accessible à l'utilisateur. La carte D5, utilise un quartz de 3,58 MHZ pour le contrôle de la circuitrie, ceci lui confère une fréquence de fonctionnement de 895 KHZ ($T = 1,17 \mu s$).

Le bus de données est formé de 8 lignes bidirectionnelles et le bus d'adresses de 16 Lignes.

Le bus de contrôle est constitué de 9 lignes à savoir:

- * E (Enable) qui est le signal d'horloge du système.
- * R/\overline{W} (Read/Write) permettant la lecture de la donnée à l'état haut et l'écriture à l'état bas.
- * VMA (Valid Memory Address): à l'état bas, ce signal indique que l'adresse figurée sur le bus d'adresse n'est pas validée.
- * MR (Memory Ready) : MR à l'état bas, E peut prendre une valeur multiple entier de $\frac{1}{2}$ Périodes.
- * \overline{RESET} : remise à zéro et initialisation.
- * BA (Bus Available) : à l'état haut, BA permet de mettre hors service le 6802 et de valider le bus d'adresse vers un système externe.
- * \overline{HALT} : à l'état bas, HALT provoque l'arrêt total du 6802.
- * \overline{IRQ} (Interrupt Request): signal de demande d'interruption validé quand le bit masque d'interruption est à " 0 "
- * \overline{NMI} : Interruption non masquable.

Similaire à l' \overline{IRQ} , independant de l'état du bit masque d'interruption.

Grâce à son bus d'adresses de 16 Lignes, le D5 offre une possibilité de 64 KO d'espaces mémoires.

L'utilisateur ne peut travailler que sur les mémoires d'adresses comprises entre \$ 0000 - \$ 007F qui constituent la RAM interne de 128 Octets du 6802 et celles situées de \$ E 000 - \$ E 3FF.

La configuration de la mémoire est donnée par la fig (III, 1).

.../...

LE MICROPROCESSEUR MC 6802:

Le MC 6802 est un microprocesseur monolithique, 8 bits de technologie MOS canal N, compatible avec tous les μp de la serie M6800.

La figure (III,2) donne le brâchage du 6802.

Le MPU possède 3 trois (3)registres de 8 bits et trois (03) de 16 bits accessibles à l'utilisateur.

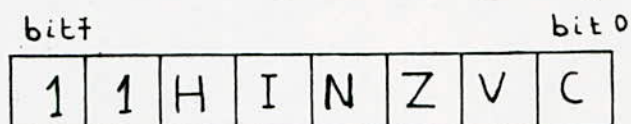
* Le Compteur Ordinal : registre de 16 bits, qui pointe l'adresse courante du programme.

* Le Pointeur de Pile: C'est un registre de 16 bits contenant l'adresse de la position de la pile.Cette pile est en RAM et sert à la sauvegarde des contenus des registres internes du MPU en cas d'interruption ou de saut à un sous programme.

* Le Registre d'Index : (16 bits) utilisé pour le stockage de données et comme index dans le mode d'adressage indexé.

* Les Accumulateurs : le MPU possède deux (02) accumulateurs A et B de 8 bits, servant à contenir les opérandes et les résultats venant de l'Unité arithmétique et logique (UAL).

* Le Registre d'Etat: Ce registre indique les résultats d'une opération effectuée par l'UAL ainsi que l'état du bit masque d'interruption (bit4).



V: Overflow.

C : Carry, retenue sur le bit 7.

Z : Zéro.

N : Négatif.H : demi retenue (retenue sur le bit 3).

I : bit masque d'interruption

Les bits de ce registre, peuvent être sujets à des tests lors de branchements conditionnels.

** Le MC 6802 possède un ensemble de 72 instructions différentes et utilise six(06) modes d'adressage:

01 Mode immédiat - 02 - Mode direct - 03 - Mode indexé.

04- Mode étendu - 05) Mode implicité- 06 - mode relatif.

Pour le jeu d'instructions, on se referera à l'annexe.

ETUDE DE L'INTERFACE D'ENTREE/SORTIE PARALLELES;PIA-MC 6821

Le MC 6821 est un circuit MOS canal N, compatible TTL. Il permet d'interfacer le MPU avec un système périphérique par l'intermédiaire de deux(02) bus de données 8 bits bidirectionnels et de quatre(04) lignes de contrôle, sans l'apport d'une logique externe dans la plus part des applications.

..../....

La communication entre le PIA et le MPU est réalisée par un bus données bidirectionnel de 8 bits, de 5 lignes d'adresse et de 5 lignes de contrôle. Le brochage du 6821 est donnée en fig(III,3).

A)- ORGANISATION DU MC 6821 :

Le MC 6821 se compose de deux parties symétriques et indépendantes A et B. Chacune des parties possède trois registres, 8 lignes de données bidirectionnelles formant un port ainsi que deux lignes de dialogue avec le périphérique.

A1)- ORGANISATION INTERNE :

Les deux registres de contrôle CRA et CRB permettant de définir le mode de travail des lignes de dialogue. Les six-06- premiers bits sont accessibles en lecture et en écriture; quant au deux autres, ils ne sont accessibles qu'en lecture. Le bit 2 donne accès soit à ORX s'il vaut " 1 " soit à DDRX s'il est à " 0 " (X = A OU B).

La programmation des registres de contrôle est donnée par le tableau de la fig (III,4).

* REGISTRES DE DIRECTION : de données : DDRA et DDRB permettent de définir le mode de travail des ports A et B, la valeur d'un bit fixe le sens de travail de la ligne qui lui correspond (bit $i \rightarrow PX i$; $i=0\text{à}7$, $X=A\text{ou}B$).

- Un zéro " 0 " place la ligne en entrée.

- Un " 1 " place la ligne en sortie.

* REGISTRE DE DONNEES : ORA et ORB.

Les données envoyées en sortie lors d'une écriture sont mémorisées au niveau de ces registres.

En cas de lecture, en entrée, les données ne font que transiter par ORA et ORB et ne sont pas donc mémorisées.

B1)- ORGANISATION EXTERNE :

1- Liaisons avec le microprocesseur:

Elles s'effectuent par l'intermédiaire des bus de données, d'adresses et de contrôle.

a)- Le bus de données D_0 à D_7 est relié directement au bus de données du microprocesseur. La liaison est bidirectionnelle et se trouve à l'état haute impédance quand elle n'est pas utilisée -(hors service).

b)- Le PIA est connecté à 5 lignes du bus d'adresses du microprocesseur, au niveau de CS_0 , CS_1 et $\overline{CS_2}$ pour la sélection du boîtier ($CS_0, CS_1, \overline{CS_2}$)=(1,1,0) et de RS_0 et RS_1 pour obtenir quatre combinaisons sélectionnant les six-06- registres internes occupant quatre octets mémoire.

c)- La liaison avec le bus de contrôle du microprocesseur s'effectue par les lignes suivantes :

...../.....

* \overline{E} : signal d'horloge.

* \overline{RESET} : Initialisation du PIA

* R/ \overline{W} : Lecture/Ecriture.

* \overline{IRQA} ; \overline{IRQB} : reliées à \overline{IRQ} ou \overline{NMI} lors de l'utilisation d'interruptions.

2)- Liaisons avec les périphériques ;

Elles sont réalisées grâce aux lignes de transfert au niveau de PX0 à PX7 et aux lignes de dialogue CX1 et CX2 (X = A ou B).

PX0 à PX7 sont programmés en entrées ou en sorties suivant la configuration de DDRX.

Notons que pour la partie B du PIA, ces lignes travaillent en logique trois (03) états; ce qui n'est pas le cas pour la partie A.

Les entrées CX1 sont actives sur des fronts montants ou descendants suivant l'état du bit 1 de CRX respectivement "1" ou "0". En présence d'une transition active sur CX1, le bit 7 de CRX (indicateur d'interruption) est mis à 1.

Les lignes CX2 programmables en entrées ou en sorties ont un mode de fonctionnement dépendant de l'état des bits 3, 4, 5 de CRX. Lors d'une programmation en entrée, le bit 6 de CRX sert d'indicateur d'interruption. En sortie, CB2 peut servir de source de courant de livrant 1mA sous 1,5 V.

B)- SELECTION DU PIA ET DE SES REGISTRES INTERNES :

Les lignes d'adresses A₉ à A₁₅ sont connectées à une logique de décodage qui fixe l'adresse de référence ADR du PIA et sélectionne le boîtier.

Les lignes A₀ et A₁ reliées respectivement aux lignes de sélection des registres internes RSO et RS1 du PIA permettant l'adressage des quatre (04) emplacements mémoires occupés par le PIA, se situant aux adresses:

ADR(CRA ou DDRA); ADR + 1 (CRA)

ADR+2(ORB ou DDRB); ADR + 3 (CRB).

C) PROGRAMMATION DU PIA :

Le mode de fonctionnement du PIA dépend de l'état des bits 0 à 5 des registres de contrôle quant aux bits 6 et 7 , ce sont des indicateurs d'interruption \times associés aux lignes CX1 et CX2 en entrées.

Voir tableau fig (III,4).

* Programmation des lignes CX1 et CX2

a)- Programmation des lignes CX1 et CX2 en entrées : l'entrée CX1 est initialisée par le bit 0 et 1 et positionne l'indicateur CRX7 quand elle est active. La mise à zéro de CRX5 , autorise le fonctionnement de CX2 en entrée. Dans ce cas, les bits CRX3 et CRX4 jouent le même rôle que CRX0 et CRX1 pour l'initialisation de CX2. Elle positionne le bit 6 quand elle est active.

..../...

L)- Programmation de CX2 en sortie:

CX2 travaille en sortie lorsque CRX5=1. Il faut alors préciser le mode de fonctionnement.

* Mode dialogue : CRX4=0

* Mode programmé : CRX4=1.

En mode programmé CX2 prend l'état du bit CRX3. En ce qui concerne le mode dialogue, le port A travaille en entrée et le port B en sortie.

Une lecture de ORA entraîne le passage à l'état bas de CB2, le retour à l'état initial de CX2 est commandé par le contenu de CRX3.

Si CRX3= 0 alors CX2 revient à l'état haut lors de la détection d'un front actif sur CX1.

Si CRX3= 1, CX2 reprend son état initial quand le circuit est désélectionné, sur un front descendant sur CA2 ou montant sur CB2.

FFFF	Zone miroir (ou ROM util. optionnelle)
F800	
F7FF	système d'exploitation (d5bug)
F000	
FFFF	ROM utilisateur optionnelle
E800	
.....	reservée
E700-E701	reservée à l'ACIA
.....	reservée
E487	PIA système
E484	
E483	PIA utilisateur
E480	
E47F	RAM système
E400	
E3FF	RAM utilisateur
E000	
DFFF	externe à la carte
0080	
007F	RAM utilisateur interne au MC 6802
0000	

Fig.(III,1):
Carte memoire
(MEK 6802D5)

Fig.(III,2):
Brochage du MC 6802

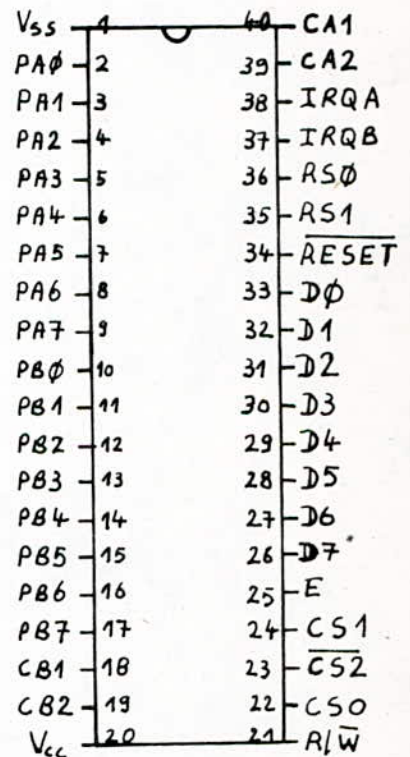
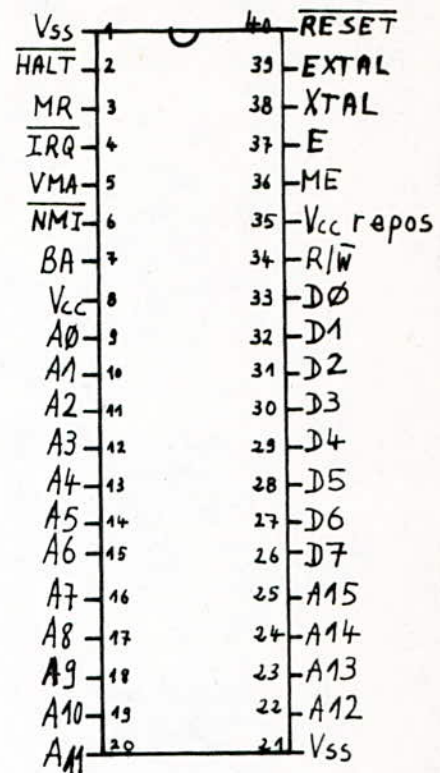
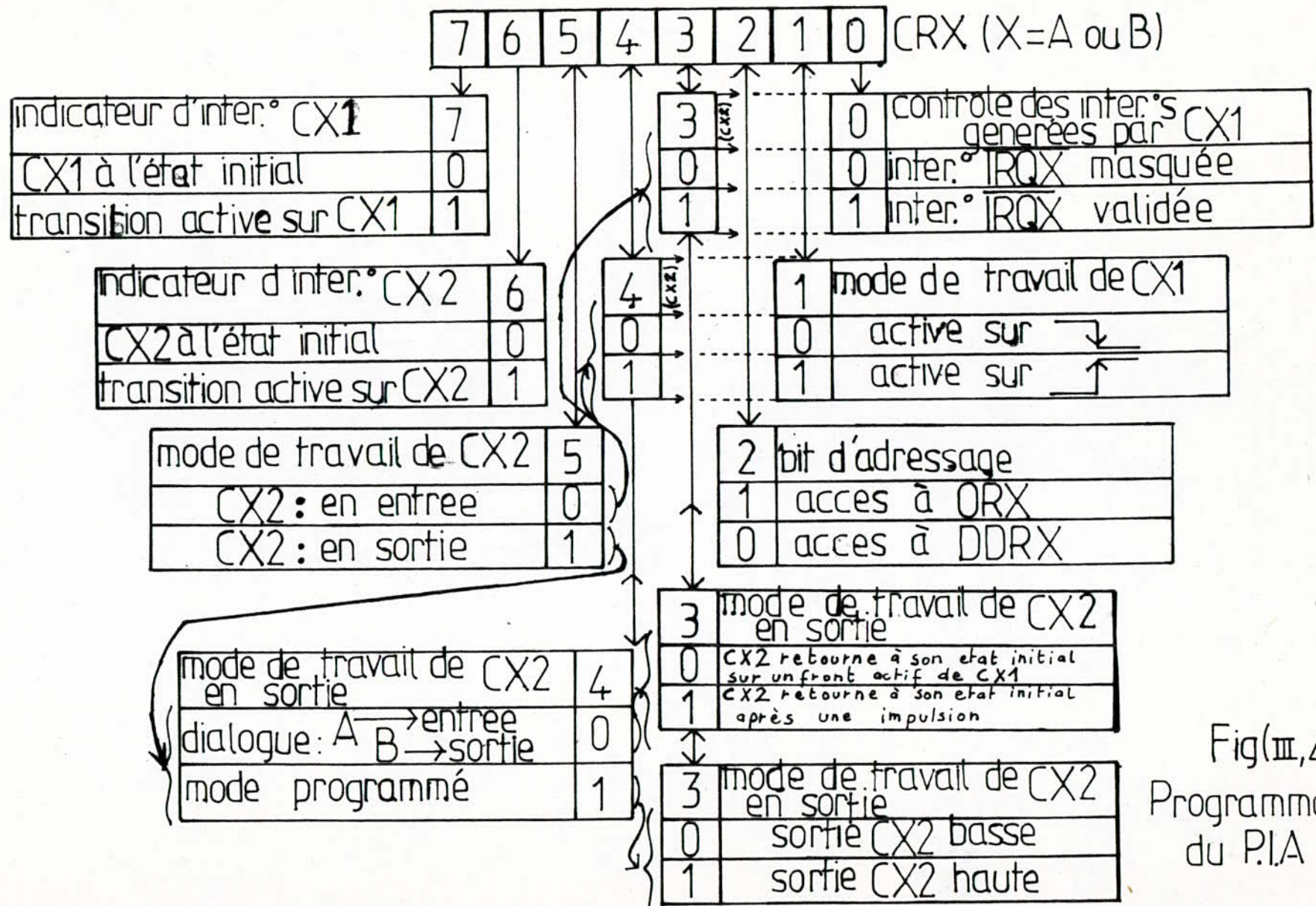


Fig.(III,3):
Brochage du 6821

-20-



Fig(III,4)
Programmation
du P.I.A

CHAPITRE IV :

REALISATION DU GENERATEUR D'IMPULSIONS A L'AIDE DE LA CARTE MEK 6802 D5

DE MOTOROLA.

Comme, il a été dit ^{dans} la partie fonctionnement du spectromètre, le rôle du générateur d'impulsions est de commander l'amplificateur de commutation de l'émetteur et de synchroniser le système d'acquisition du signal R.M.N.

1)- NATURE DES IMPULSIONS :

L'observation du phénomène de R.M.N s'effectue en deux phases :

Une phase de positionnement du vecteur aimantation perpendiculairement à la direction du champ magnétique statique \vec{H}_0 et parallèlement à l'axe de la bobine de réception.

La deuxième phase correspond à la relaxation permettant le retour à sa position d'équilibre du vecteur aimantation.

La durée de la première phase est déterminée par la période " ON " des impulsions générées correspondant au temps d'application du champ RF permettant une rotation de 90 ° (degrés) du vecteur aimantation par rapport à sa position d'équilibre.

La période " OFF " du signal impulsionnel permet la réalisation de la seconde phase par la suppression du champ RF \vec{H}_1 .

Le cahier des charges impose :

- La génération d'un signal impulsionnel permettant le calcul de T1.
- Une durée "ON" appelée $T/2$ allant de 20µs à 200 µs.
- Une période " T " du signal impulsionnel variant de 50 ms à 10 sec.

2)- ORGANIGRAMME ET PROGRAMME :

La conception du programme doit permettre une certaine souplesse d'utilisation en conformité avec la méthode d'observation du signal RMN.

Pour chaque échantillon organique, étudié la durée "ON" du signal impulsionnel est déterminée puis fixée par le programme. La durée "OFF" sera ensuite incrémentée de 50ms à 1000ms avec un pas de 50ms.

Après chaque incrémentation, 105 périodes sont générées en vue de l'acquisition de 105 valeurs (une valeur par période) du signal d'induction libre.

Le programme se divise donc en deux parties :

La première consiste à trouver la durée "ON" donnant un signal d'amplitude maximale à la sortie du récepteur.

Ceci est réalisé en variant la période "ON" à partir de sa valeur minimale (20µs) avec un pas constant de 8µs; la période "OFF" étant maintenue à sa valeur maximale (10sec- $T/2$) assurant ainsi une relaxation totale.

.../....

Lors de la détection du maximum au niveau de la sortie du récepteur, un signal d'interruption envoyé par le système d'acquisition valide l' $\overline{\text{IRQ}}$ de la carte D5, entraînant ainsi la fixation de la durée "ON" à sa valeur courante.

Le générateur fournit à ce niveau, un signal impulsionnel dont la durée "ON" est constante.

La seconde est destinée à permettre l'acquisition de données. La durée "ON" étant à son tour maintenue constante et égale à la valeur déterminée dans la première partie.

La génération d'impulsions continue avec la même période $T=10\text{sec}$, jusqu'à l'arrivée d'un niveau bas sur l' $\overline{\text{IRQ}}$. Alors la période "T" sera ramenée à sa valeur minimale (50ms). La génération d'impulsions reprend donc jusqu'à l'arrivée de la prochaine interruption permettant l'accroissement de "T" de 50ms.

Le processus continue jusqu'à ce que "T" atteigne la valeur de "1" seconde, à ce moment la dernière interruption ramène "T" à sa valeur maximale (10 Secondes).

ORGANIGRAMME :

L'organigramme de génération des impulsions est donné en fig(IV,1)

Comme l'indique ce dernier, le signal impulsionnel est généré au niveau du bit zéro "PBO" du port B programmé en sortie, relié à la broche 3 de "1" USER CONNECTOR "

La génération des impulsions est basée sur la méthode des boucles de temporisations. La durée de la temporisation est égale à la durée de la boucle élémentaire, multipliée par le contenu des compteurs lui correspondant plus le temps nécessaire à l'exécution des différentes instructions supplémentaires. Pour réaliser la période "ON" du signal impulsionnel, on charge l'accumulateur A par la valeur 01 qui déterminera sa durée minimale qui est de 25,75 μs . Une incrementation du contenu de l'accumulateur, entraîne l'accroissement de la période "ON" de 8 μs .

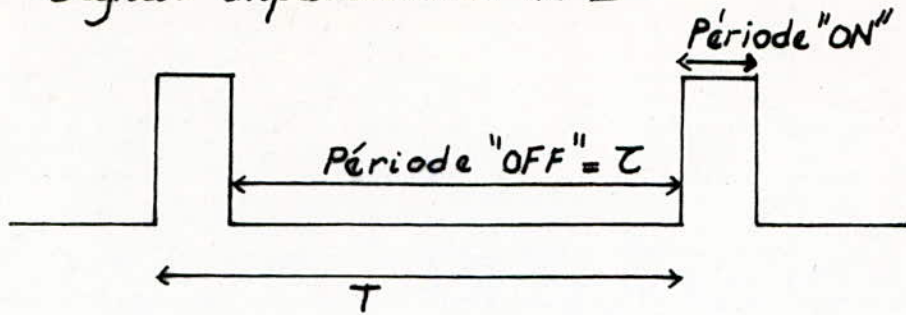
Après la remise à zéro du bit "0" du port B, la période "OFF" commence. Sa durée est déterminée par les contenus du registre d'index et de l'accumulateur B. Afin de maintenir la période du signal impulsionnel constante durant la première partie, le programme provoque une diminution de la période "OFF" égale à l'augmentation de la période "ON". Pour cela une incrémentation de l'accumulateur A est suivie d'une décrémentation du registre d'index affecté à cet effet, Le cycle continue jusqu'à ce que l' $\overline{\text{IRQ}}$ du 6802 soit validée,

..../....

celle-ci arrête le programme et autorise l'exécution du sous-programme d'interruption. Ce dernier stocke la valeur "\$01" à l'adresse \$ 0005. La deuxième partie du programme commence alors par la génération de la série d'impulsions de période $T = 10$ sec, les compteurs X1, X2, X3, B étant maintenus respectivement aux valeurs \$ 04 1E, \$FFFF, \$9D36, \$0B. L'arrivée de la deuxième $\overline{\text{IRQ}}$, met \$07 à "1" ce qui permet de passer à la période minimale $T = 50$ ms avec $X1 = \$041E$, $X2 = \$10B2$, $X3 = \$01$, $B = \$01$.

Les $\overline{\text{IRQ}}$ suivantes réalisent la phase d'incrémentatation de la période de 50ms après chaque validation. Entre deux séquences d'interruption, le bit "I" masque d'interruption est mis à 0. Lorsque les compteurs X2, X3 atteignent respectivement les valeurs \$ F63C et \$FA69, la période T sera de 1,2 seconde, L'arrivée de la dernière $\overline{\text{IRQ}}$ remet les compteurs X1, X2, X3, B à leurs valeurs initiales afin d'obtenir une période "T" = 10 Secondes.

Signal impulsionnel $\pi/2$



$$\text{"ON"} = 20 \mu\text{s} - 200 \mu\text{s}$$

$$T = 50 \text{ msec} - 10 \text{ sec}$$

Calcul des valeurs théoriques:

Les périodes sont calculées à partir des formules suivantes:

$$\text{Période "ON"} = [14 + 8 * (A)] * 1.17 \mu\text{s}.$$

$$T = [36 + [19 + 8 * (X1 + X2 + X3)] B + C] * 1.17 \mu\text{s}.$$

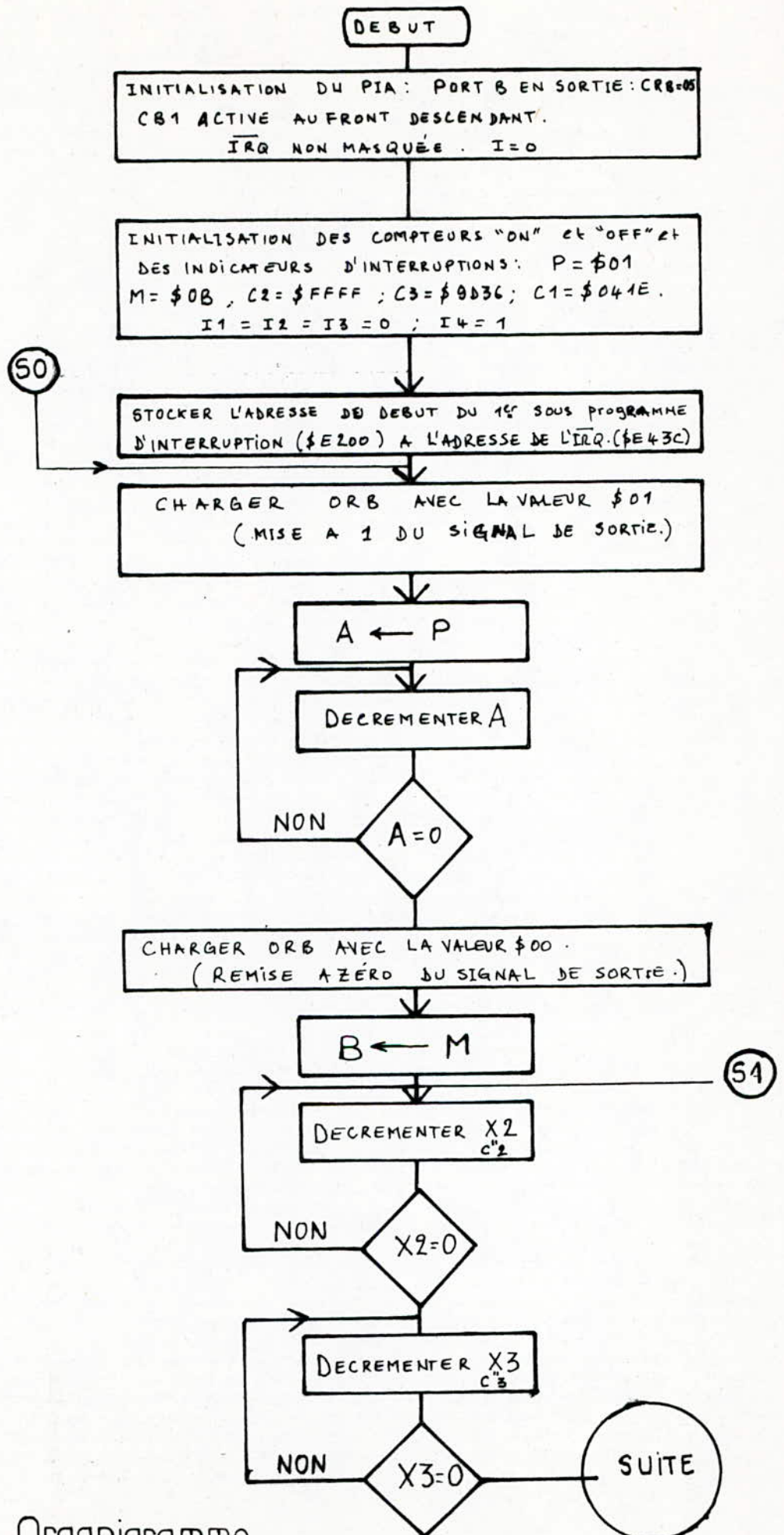
"c" étant le nombre de cycles dus aux instructions supplémentaires exécutées.

Tableau 1

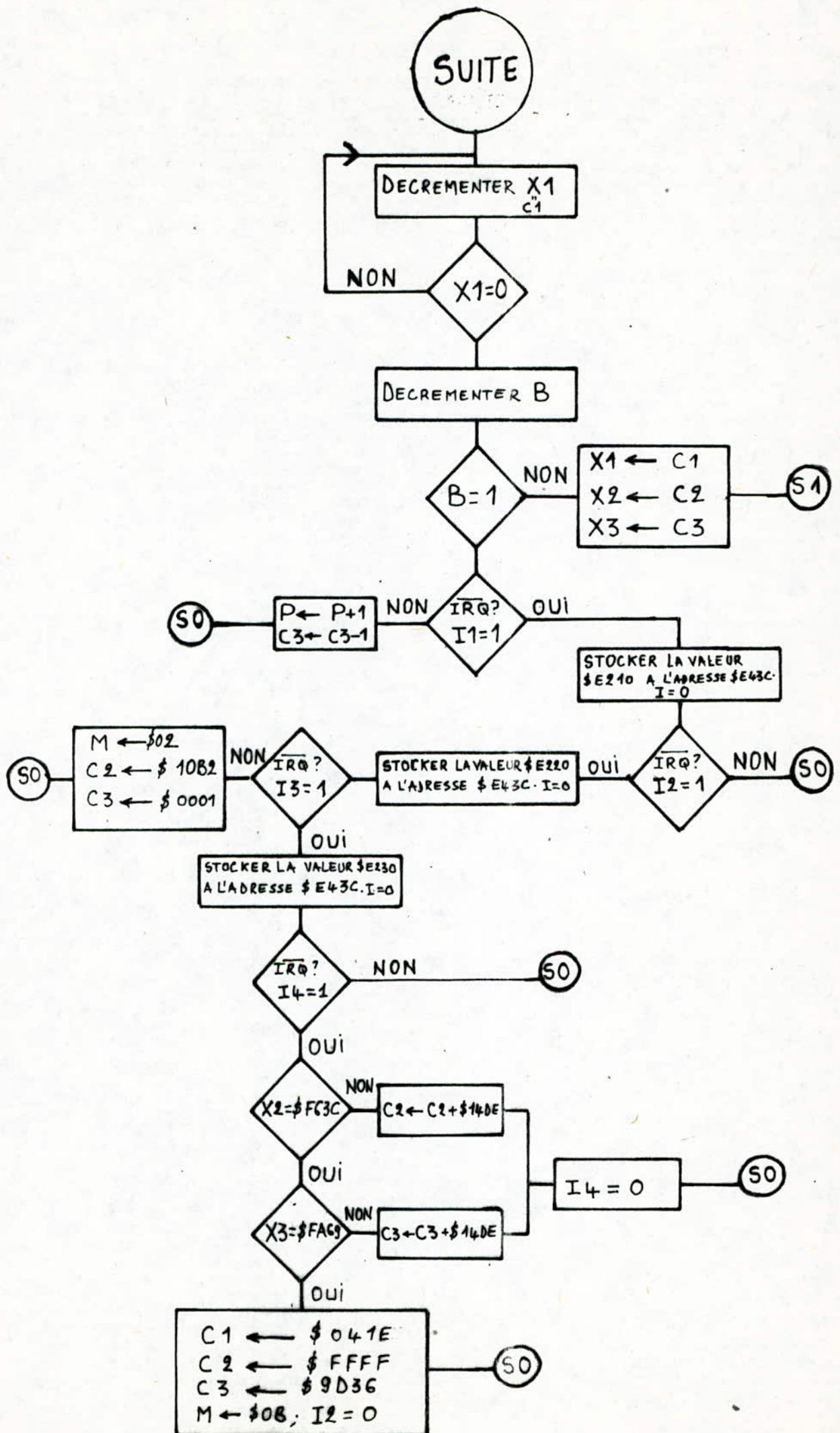
A	\$01	\$14
Période "ON"	25.74 μs	203.58 μs

Tableau 2

T (μs)	X1	X2	X3	B	C (décimal)
1000075.4	\$041E	\$FFFF	\$9D36	\$0B	47
10003.5	\$041E	\$01	\$01	\$02	47
49998.78	\$041E	\$01B2	\$01	\$02	47
100009	\$041E	\$10B2 + \$14DE	\$01	\$02	89
100049	\$041E	\$10B2 + \$14DE	\$01	\$02	89
150031	\$041E	\$10B2 + \$14DE	\$01	\$02	89
1200077	\$041E	\$F63C	\$FA69	\$02	100
6000060	\$041E	\$F63C	\$01	\$02	89



Organigramme de génération des impulsions $\frac{\Pi}{2}$



PROGRAMME DE GENERATION DES
IMPULSIONS II/2.

ADRESSES:

VIRQ=E43C;CRB=E483;DD/ORB=E482

P=00;M=01;X1=15;X2=02;X3=12

I1=05;I2=07;I3=08;I4=09

INITIALISATIONS:

```

LDX##E200  ADRESSE DU S-PROGRAMME
STX VIRQ   D'INTERRUPTION 1.
LDAA##01
STAA I4    INDICATEUR D'INTERRUPTION 4.
STAA P     P;COMPTEUR DE LA DUREE ON.
LDAA##0B
STAA M     M;X;X2;X3;COMPTEURS DE LA
LDX##FFFF DUREE OFF.
STX X2
LDX##9D36
STX X3
LDX##041E
STX X1
CLRA
STAA I1    INITIALISATIONS DES INDICATEURS
STAA I2    D'INTERRUPTIONS;I1,I2,I3.
STAA I3
STAA CRB   INITIALISATION DU PIA.
LDAA##FF   PORT B EN SORTIE.
STAA DD/ORB IRQB NON MASQUEE.
LDAA##05   CB1 ACTIVE SUR FRONT
STAA CRB   DESCENDANT.
.MAI
LDAA DD/ORB
ORAA##01   MISE A 1 DU SIGNAL.
STAA DD/ORB
LDAA P
.TEST 1
DECA      TEMPORISATION DE LA
NOP
BNE TEST 1 PERIODE ON.
LDAA DD/ORB
ANDA##FE   R.A.Z DU SIGNAL.
STAA DD/ORB
LDAB M
.TEST 2
LDX X2
.TEST 3
DEX      TEMPORISATION DE LA
BNE TEST 3 PERIODE OFF.
LDX X3
.TEST 4
DEX
BNE TEST 4
LDX X1
.TEST 5

```

DEX	
BNE TEST5	
DECB	
CMPB##01	
BNE TEST2	
LDAA I1	FIXER LA PERIODE ON?
BNE SUITE1	
LDAA P	
INCA	AUGMENTER LA PERIODE ON ET
STAA P	MAINTIEN DE LA PERIODE T
LDX X3	CONSTANTE.
DEX	
STX X3	
BRA MA1	
.SUITE1	
CLI	
LDX##E210	ADRESSE DU S-PROGRAMME
STX VIRQ	D'INTERRUPTION 2.
LDAA I2	
BEQ MA1	
CLI	
LDX##E220	ADRESSE DU S-PROGRAMME
STX VIRQ	D'INTERRUPTION 3.
LDAA I3	
BNE SUITE2	MAINTIEN DE T A 10s?
LDAA##02	
STAA M	
LDX##10B2	
STX X2	T=50ms
LDX##0001	
STX X3	
BRA MA1	
.SUITE2	
CLI	
LDX##E230	ADRESSE DU S-PROGRAMME
STX VIRQ	D'INTERRUPTION 4.
LDAA I4	
BEQ MA1	PASSAGE DE T A T+50ms?.
CLI	
LDX##E230	
STX VIRQ	
LDX X2	
CPX##F63C	
BEQ SUITE3	
CLC	
LDAA X2+1	
ADDA##DE	
STAA X2+1	T=T+50ms.
LDAA X2	
ADCA##14	
STAA X2	
LDAA##00	
STAA I4	
BRA MA1	


```

.SUITE 3
LDX X3
CPX##FA69
BEQ SUITE 4
CLC
LDAA X3+1
ADDA##DE
STAA X3+1
LDAA X3
ADCA##14
STAA X3
LDAA##00
STAA I4
BRA MA1
.SUITE 4
CLRA
STAA I2
LDX##FFFF
STX X2
LDX##9D36
STX X3
LDA##0B
STAA M
BRA MA1

```

T=T+50ms.

T=10s.

SOUS PROGRAMMES DE GESTIONS DES
INTERRUPTIONS SUR 6802.

SOUS PROGRAMME 1:

```

-----
LDAA P
DECA          CONTROLE DE LA PERIODE ON.
STAA P
LDAA##01
STAA I1
RTI
SOUS PROGRAMME 2:
-----

```

```

LDAA##01
STAA I2      CONTROLE DU PASSAGE DE T DE
RTI          10s A 50ms .
SOUS PROGRAMME 3:
-----

```

```

LDAA##01      CONTROLE DU PASSAGE DE T DE
STAA I3      50ms A UNE VALEUR SUPERIEURE
RTI
SOUS PROGRAMME 4:
-----

```

```

LDAA##01      CONTROLE DU PASSAGE DE
STAA I4      T A T+50ms.
RTI

```

*****PROGRAMME PRINCIPAL *****

E000	CE	E2	00	LDX##E200
E003	FF	E4	3C	STX#E43C
E006	86	01		LDAA #01
E008	97	00		STAA#00
E00A	86	0B		LDAA##0B
E00C	97	01		STAA#01
E00E	CE	FF	FF	LDX##FFFF
E012	DF	02		STX#02
E014	CE	9D	36	LDX##9D36
E017	DF	12		STX#12
E019	CE	04	1E	LDX##041E
E01C	DF	15		STX#15
E01E	4F			CLRA
E01F	B7	E4	83	STAA#E483
E022	86	FF		LDAA##FF
E024	B7	E4	82	STAA#E482
E027	86	05		LDAA#05
E029	B7	E4	83	STAA#E483
E02C	4F			CLRA
E02D	97	05		STAA#05
E02F	97	07		STAA#07
E031	97	08		STAA#08
E033	86	01		LDAA##01
E035	97	09		STAA#09
E037	B6	E4	82	LDAA#E482
E03A	8A	01		ORAA##01
E03C	B7	E4	82	STAA#E482
E03F	96	00		LDAA#00
E041	4A			DECA
E042	01			NOP
E043	26	FC		BNE#E041
E045	B6	E4	82	LDAA#E482
E048	84	FE		ANDA##FE
E04A	B7	E4	82	STAA#E482
E04D	D6	01		LDAB#01
E04F	DE	02		LDX#02
E051	09			DEX
E052	26	FD		BNE#E051
E054	DE	12		LDX#12
E056	09			DEX
E057	26	FD		BNE#E056
E059	DE	15		LDX#15
E05B	09			DEX
E05C	26	FD		BNE#E05B
E05E	5A			DECB
E05F	C1	01		CMPB##01
E061	26	EB		BNE#E04F
E063	96	05		LDAA#05
E065	26	0C		BNE#E073
E067	96	00		LDAA#00
E069	4C			INCA
E06A	97	00		STAA#00
E06C	DE	12		LDX#12

E06E	09			DEX
E06F	DF	12		STX\$12
E071	20	C3		BRA\$E037
E073	0E			CLI
E074	CE	E2	10	LDX##E210
E077	FF	E4	3C	STX\$E43C
E07A	97	07		LDAA\$07
E07C	27	F5		BEQ\$E037
E07E	0E			CLI
E07F	CE	E2	20	LDX##E220
E082	FF	E4	3C	STX\$E43C
E085	96	08		LDAA\$08
E087	26	10		BNE\$E099
E089	86	02		LDAA##02
E08B	97	01		STAA\$01
E08D	CE	10	B2	LDX##10B2
E090	DF	02		STX\$02
E092	CE	00	01	LDX##0001
E095	DF	12		STX\$12
E097	20	DB		BRA\$E037
E099	0E			CLI
E09A	CE	E2	30	LDX##E230
E09D	FF	E4	3C	STX\$E43C
EOA0	96	09		LDAA\$09
EOA2	27	F3		BEQ\$E037
EOA4	0E			CLI
EOA5	CE	E2	30	LDX##E230
EOA8	FF	E4	3C	STX\$E43C
EOB1	DE	02		LDX\$02
EOB3	8C	F6	3C	CPX##F63C
EOB6	27	13		BEQ\$EOCB
EOB8	0C			CLC
EOB9	96	03		LDAA\$03
EOBB	8B	DE		ADDA##DE
EOBD	97	03		STAA\$03
EOBF	96	02		LDAA\$02
EOC1	89	14		ADCA##14
EOC3	97	02		STAA\$02
EOC5	86	00		LDAA##00
EOC7	97	09		STAA\$09
EOC9	20	D2		BRA\$E037
EOCB	DE	12		LDX\$12
EOCD	8C	FA	69	CPX##FA69
EOD0	27	13		BEQ\$EOE5
EOD2	0C			CLC
EOD3	96	13		LDAA\$13
EOD5	8B	DE		ADDA##DE
EOD7	97	13		STAA\$13
EOD9	96	12		LDAA\$12
EODB	89	14		ADCA##14
EODD	97	12		STAA\$12
EODF	86	00		LDAA##00
EOE1	97	09		STAA\$09
EOE3	20	13		BRA\$EOF6

```

EOE5 4F
EOE6 97 07
EOE8 0E FF FF
EOEB DF 02
EOED CE 9D 36
EOF0 DF 12
EOF2 86 0B
EOF4 97 01
EOF6 20 D1

```

```

CLRA
STAA$07
LDX##FFFF
STX$02
LDX $9D36
STX$12
LDAAN##0B
STAA$01
BRA$E037

```

```

*****
SOUS PROGRAMME DE GESTIONS DES
INTERRUPTIONS SUR 6802
*****

```

```

E200 96 00          LDAAN##00
E202 4A             DECA
E203 97 00          STAA$00
E205 86 01          LDAAN##01
E207 97 05          STAA$05
E209 38             RTI

E210 86 01          LDAAN##01
E212 97 07          STAA$07
E214 38             RTI

E220 86 01          LDAAN##01

E222 97 08          STAA$08
E224 38             RTI

E230 86 01          LDAAN##01
E232 97 09          STAA$09
E234 38             RTI

```


CHAPITRE V

ETUDE ET REALISATION DE LA CHAINE D'ACQUISITION DE DONNEES ET DE TRAITEMENT DU SIGNAL R.M.N

L'évolution conjuguée de l'informatique et de l'électronique a permis l'extension du domaine d'utilisation de l'ordinateur.

Cela a rendu possible, en outre, le traitement numérique de signaux analogiques.

La communication entre le système capteur et le microprocesseur se fait par l'intermédiaire d'un bloc de numérisation dont le rôle est de transformer le signal analogique en série de nombres binaires, retraçant le plus fidèlement possible son évolution et d'un bloc d'entrées-sorties permettant le dialogue et le transfert de données.

Le bloc de numérisation se compose principalement d'un multiplexeur, d'un échantillonneur bloqueur et d'un convertisseur analogique numérique.

- Le multiplexeur n'est utilisé que dans l'éventualité de plusieurs signaux analogiques à traiter.

Dans notre étude, nous n'aurons affaire qu'au seul signal R.M.N.

Le signal RMN est spécifique à chaque échantillon étudié, celui-ci peut être lent ou rapide, sa fréquence pouvant varier dans une plage allant de 1HZ à 300 HZ.

Dans ce cas, l'utilisation d'un échantillonneur bloqueur, permettra d'adapter le spectromètre à l'étude de signaux rapides. Le bloc de numérisation sera réalisé à base de l'échantillonneur bloqueur le LF398 et du convertisseur analogique numérique, L'ADCO804, sur lesquels notre choix s'est porté et qui feront l'objet d'une étude détaillée. Quant au bloc d'interfaçage qui constitue le bloc d'entrées-sorties, il sera à base du circuit d'entrées-sorties parallèles le PIA 6821 déjà étudié dans le chapitre III.

1)- PRINCIPE DE L'ECHANTILLONNAGE-BLOCAGE :

A- L'ECHANTILLONNAGE : L'échantillonnage consiste à prélever, à des instants $K T_e$, multiples entiers d'une durée T_e , les valeurs $X(K T_e)$ d'un signal fonction du temps $X(t)$. T_e sera alors la période d'échantillonnage et $f_e = 1/T_e$ sa fréquence.

...../.....

* THEOREME D'ECHANTILLONNAGE :

- ECHANTILLONNAGE IDEAL : LA durée d'observation est infiniment brève.

L'échantillonnage est réalisé par une suite d'impulsions $P(t)$, infiniment brèves.

Soit un signal $X(t)$ et sa transformée de Fourier $X(\nu)$.

$$X(t) \longleftrightarrow X(\nu)$$

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 , donc séparées dans le temps de $T_e = 1/F_e$.

$$P(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e)$$

$$\text{On sait que : T.F.} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e) \right\} = F_e \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\nu - nF_e)$$

$$\text{donc T.F.} \{ P(t) \} = F_e P(\nu)$$

Si on désigne par $\hat{X}(t)$ la fonction échantillonnée

On peut écrire :

$$\hat{X}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X(k/F_e) \cdot \delta(t - k/F_e)$$

$$\hat{X}(t) = X(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - k/F_e)$$

$$\text{donc T.F.} (\hat{X}(t)) = X(\nu) \cdot F_e \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\nu - nF_e)$$

L'échantillonnage introduit donc, une périodicité du spectre de $\hat{X}(t)$ qui est celui de $X(t)$ répété sur l'axe des fréquences avec une période $T_e = 1/F_e$.

Si $X(t)$ a une transformée de Fourier $X(\nu)$ telle que $X(\nu)$ soit nulle pour $|\nu| \gg F_M$, le spectre de $X(t)$ va donc s'étendre sur une largeur de $2F_M$ ($-F_M, +F_M$)

** 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 égale ou supérieure à $2F_M$ **.

C'est le théorème de Shanon

$$F_e \gg 2 F_M. \quad \text{fig}(\nu, 1)$$

En réalité, l'échantillonnage est réalisé par une série d'impulsions de durée finie et pour avoir une bonne précision sur le spectre, on doit diminuer la largeur de cette dernière.

B)- Echantillonnage Blocage :

On échantillonne $X(t)$ à l'instant kT_e et on met en "mémoire" cette valeur en vue d'une conversion analogique numérique, cas très fréquents.

* L'ECHANTILLONNEUR BLOQUEUR : E/B

C'est un élément associé au convertisseur analogique numérique (C.A.N.) dans des cas de signaux présentant une instabilité où des variations, pendant le temps de conversion, supérieures à un quantum ($\pm 1\text{LSB}$).

..../....

Son rôle est de maintenir l'amplitude de l'échantillon **constante** pendant toute la durée de conversion, pour que le fonctionnement du CAN soit correct.

PRINCIPE:

Il consiste à charger un condensateur sous la tension à convertir, à travers un adaptateur d'impédance, à un instant donné. Le condensateur conserve sensiblement la même valeur durant le temps de la conversion et ce jusqu'à la nouvelle charge. Pour illustrer ce principe en pratique, on utilise le schéma de la fig (V,2) qui est le schéma équivalent de l'E/B. L'interrupteur logique (K) est commandé par des impulsions brèves, sa fermeture est réalisée lors du passage du niveau bas au niveau haut. Cette fermeture permet d'appliquer la tension d'entrée V_e aux bornes du condensateur "C" qui se charge. Les chronogrammes décrivant le fonctionnement sont données par la fig (V,3).

* Un échantillonnage bloquage idéal est soumis aux hypothèses suivantes :

- Résistance de sortie nulle du générateur fournissant la tension V_e .
- Ron du commutateur passant nulle.
- Courant infini admissible dans K.
- Condensateur par fait (sans pertes).
- Prélèvement de V_s à l'aide d'un montage à impédance d'entrée infinie.
- Roff du commutateur bloqué infinie.

* En réalité les chronogrammes précédents présentent quelques irrégularités ce qui permet de définir:

- Le temps d'acquisition (t_a).
- Le temps d'ouverture (t_o).
- Le temps de maintien (t_h).

* Temps d'acquisition

C'est la durée séparant le moment où l'on commande la fermeture de K et le moment où la tension de sortie devient égale à la tension d'entrée, avec la précision voulue.

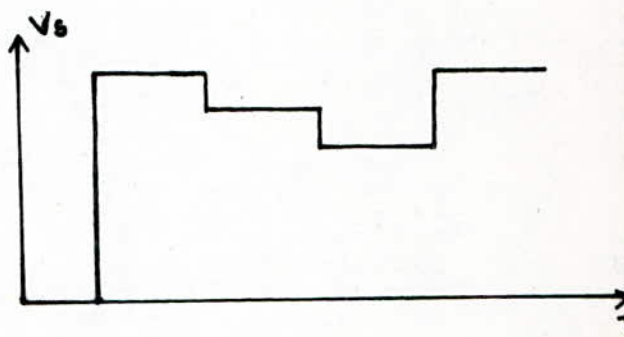
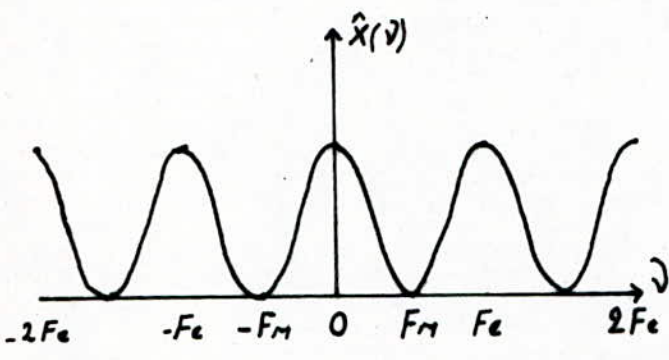
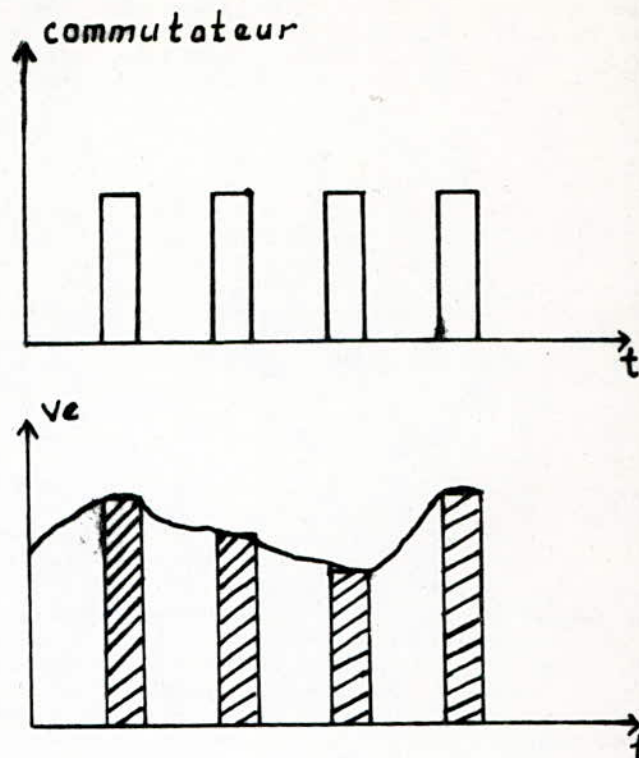
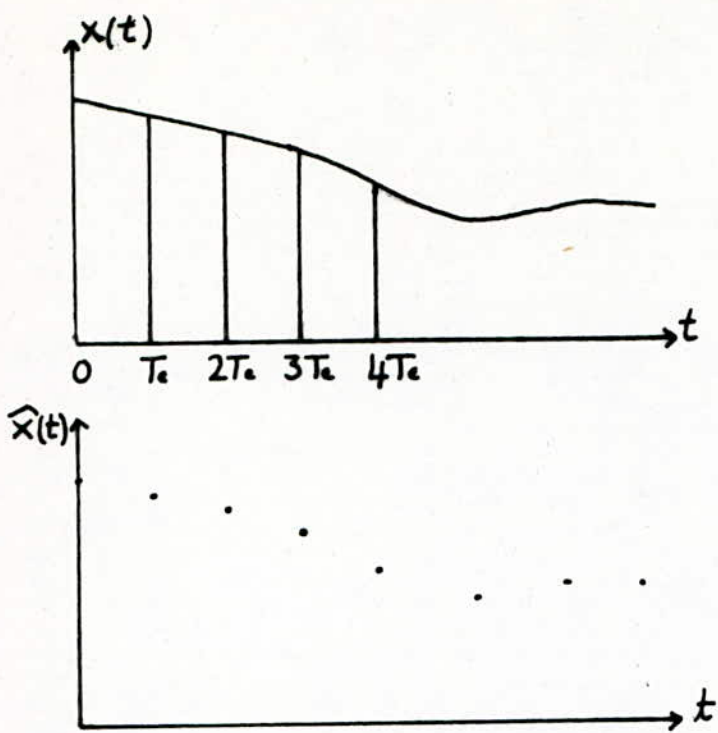
* Temps d'ouverture :

C'est la durée séparant l'instant où l'on applique le signal de blocage de K et l'instant où celui-ci se bloque effectivement. Ce temps d'ouverture donne naissance à une erreur sur la valeur de la tension stockée dans le condensateur.

* Temps de maintien:

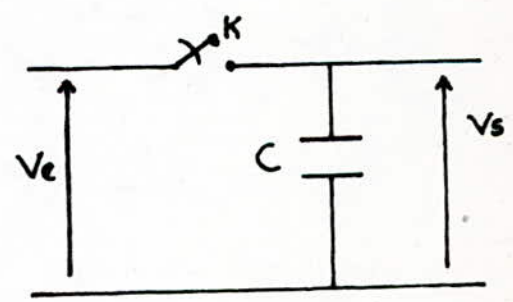
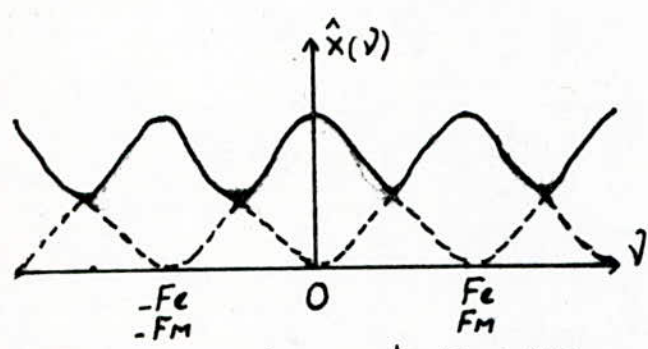
C'est la durée séparant l'ouverture de K du signal d'échantillonnage suivant. pendant ce temps, le condensateur tend à se décharger par suite des courants de fuites (pertes).

...../.....



SPECTRE DANS LE CAS DE L'ECHANTILLONNAGE
A $f_e \geq 2f_m$

Fig(V,3)



Spectre dans le cas où $f_e < 2f_m$
(Il y a chevauchement)

Schéma équivalent de l'E/B

Fig(V,1)

Fig(V,2)

(f_m : fréquence maximale du spectre)

2)- ETUDE DE L'ECHANTILLONNEUR BLOQUEUR: LF398/

DESCRIPTION GENERALE :

C'est un circuit intégré monolithique, conçu en technologie BI-FET afin d'obtenir une très grande précision en continu avec acquisition rapide du signal.

Il opère en suiveur de gain unité, la précision nominale de son gain est de 0,002% en continu et son temps d'acquisition d'environ 6µs pour une précision de 0,01%

Un étage d'entrée bipolaire permet d'atteindre une tension d'offset basse et une bande passante large.

Son impédance d'entrée est de $(10)^{10} \Omega$ ($10^4 M\Omega$).

L'amplificateur de sortie est à base de j-FET canal P combiné à des circuits bipolaires, permettant de faibles taux d'affaiblissement de l'ordre de 5mV/min avec un condensateur de blocage de capacité égale à 1µF.

Les J-FETS présentent des bruits très inférieurs aux circuits Mos et une grande stabilité vis-à-vis de la température.

CARACTERISTIQUES :

- Sa tension d'alimentation se situe entre ± 5 V et ± 18 V
- Son temps d'acquisition est inférieur à 10 µs.
- Logique d'entrée compatible T.T.L, PMOS et CMOS.
- Bruit de sortie faible, en mode blocage.

* Les schémas fonctionnels et de brochage sont représentés respectivement par les fig (V,4) et fig (V,5).

* CONDENSATEUR DE MAINTIEN : Ch (blocage)

Temps d'acquisition, taux d'affaiblissement sont les critères les plus importants pour le choix d'un condensateur de blocage. Les pertes de charges dans le diélectrique du condensateur constituent une source d'erreur importante. Les diélectriques à très faibles hystérésis sont le polystyrène, le polypropylène et le teflon et pour d'autres types comme le mica, le polycarbonate les pertes deviennent importantes.

L'erreur d'hystérésis peut être considérablement réduite si la tension de sortie de l'E/B est convertie aussitôt la phase de blocage entamée. La constante de temps de relaxation du phénomène d'hystérésis est de 10 à 50ms.

* AJUSTEMENT DU ZERO EN CONTINU :

Cette opération est réalisée en reliant la broche 2 (l'offset) au curseur d'un potentiomètre de 2K dont une extrémité est reliée à V+ et l'autre à la masse à travers une résistance choisie pour fixer le courant traversant le potentiomètre à 0,6mA.

..../....

* SIGNAL LOGIQUE :

Pour un fonctionnement correct, les signaux d'horloge doivent avoir une vitesse de variation dV/dt , supérieure à 0,2 V/ μ S.

Des signaux plus lents entraîneraient un hold step important.

3)- LA CONVERSION ANALOGIQUE-NUMERIQUE :

C'est une étape nécessaire pour le traitement par ordinateur de signaux analogiques. Ceux-ci doivent en effet être numérisés, c.a.d transformés en une série de nombres binaires. Cette opération est effectuée par un C.A.N. On distingue divers types de C.A.N.

- C.A.N à conversion tension-durée.
- C.A.N à conversion tension-fréquence.
- C.A.N à utilisation d'un C.N.A.

* C.A.N A ESSAIS SUCCESSIFS : appartient à la famille des C.A.N utilisant un C.N.A.

- Schéma synoptique : fig (X , 6).

- Principe : le bit de poids fort du registre binaire est d'abord mis à 1 puis le mot ainsi formé est converti en une tension par le C.N.A. Cette tension est comparée à la tension à convertir au moyen d'un comparateur.

Si elle est inférieure, le MSB est laissé à 1, dans le cas contraire, il est mis à zéro et le processus continu jusqu'à épuisement des bits. A la fin de conversion, l'équivalent numérique de la tension d'entrée est représenté par le contenu du registre de sortie. Ce type de convertisseur est compliqué mais rapide car il faut "n" tops d'horloge pour réaliser la conversion.

* PRINCIPALES CARACTERISTIQUES ET ERREURS d'un C.N.A :

- Echelle : c'est l'amplitude maximale de la tension d'entrée.

- Résolution : amplitude de la plus petite variation de la sortie, elle correspond au LSB, elle dépend du nombre de bits du mot de sortie.

- Temps de conversion : C'est le temps nécessaire pour avoir l'équivalent numérique d'une tension d'entrée.

- Erreur de Décalage : c'est l'écart entre la valeur réelle de la tension d'entrée et la valeur théorique qui fournirait le même mot binaire en sortie.

On définit aussi l'erreur de décalage comme l'écart existant entre la tension d'entrée qui met le LSB à 1 et la tension théorique qui aurait le même effet. $V_{ref}/2^n$ (n= nombre de bits du registre en sortie).

- Erreur de linéarité :

C'est l'écart existant entre les valeurs théoriques de la grandeur d'entrée provoquant certains changements du mot binaire en sortie et les valeurs réelles de la grandeur d'entrée qui provoquent les mêmes changements.

.../....

Le convertisseur est dit linéaire lorsque cette erreur reste comprise entre $+ \frac{1}{2}$ LSB et $- \frac{1}{2}$ LSB.

- MONOTONICITE :

Elle traduit le fait que chaque fois que la grandeur d'entrée varie de 1LSB, le mot de sortie doit varier de 1LSB également ou au moins rester inchangé.

- Erreur de Quantification :

Elle est systématique de la conversion analogique numérique, elle vaut toujours $\pm \frac{1}{2}$ LSB = $\pm \frac{1}{2} V_{\text{réf}} / (2)^{n-1}$

4- ETUDE DE L'ADCO804:

Description générale : l'ADC 0804 est un convertisseur analogique numérique 8 bits à approximations successives de technologie CMOS. Cetype de convertisseur est compatible avec le microprocesseur (μ p)8080A; il apparait au μ p comme une position mémoire ou un port d'entrées-sorties et ne nécessite aucun interfaçage logique, la tension de référence peut être ajustée pour permettre la conversion de signaux analogiques de faible amplitude tout en maintenant la résolution à 8 bits.

Caractéristiques :

- * La tension analogique d'entrée est comprise entre 0et5V, avec une tension d'alimentation de 5V.
- * L'ajustement du zéro n'est pas requis.
- * L'entrée analogique est différentielle.
- * Fonctionne avec une tension de référence de 2,5V.
- * Les logiques d'entrée et de sortie sont conformes aux niveaux utilisés en technologies CMOS et TTL.
- * Possède une horloge interne intégrée.
- * La résolution est de 8 bits.
- * Le temps de conversion : 100 μ s.
- * Le temps d'accès : 135 ns.
- * L'erreur totale de conversion $\pm 1\text{LSB} = V_{\text{réf}}/2^8$ (maximum).
- * Interfaçages aisés avec tout μ p 8 bits.

Les signaux de contrôle $\overline{\text{CS}}$, $\overline{\text{RD}}$, $\overline{\text{WR}}$ sont actifs au niveau bas pour permettre l'interfaçage avec le bus de contrôle d'un microprocesseur.

** Le schéma de brochage: est représenté par la fig (V, 7)

** Le schéma fonctionnel: fig (V, 8)

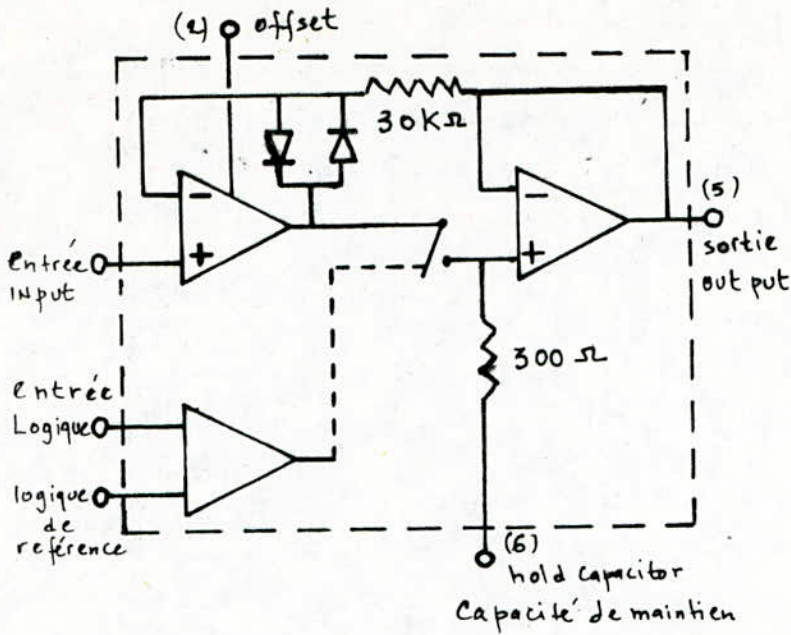
** Signaux de commande de l'ADCO804 :

$\overline{\text{CS}}$: actif au niveau bas, valide les deux signaux $\overline{\text{RD}}$ et $\overline{\text{WR}}$.

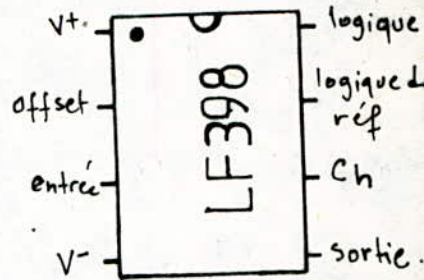
$\overline{\text{WR}}$: le passage de l'état bas à l'état haut de $\overline{\text{WR}}$ autorise le début de conversion.

$\overline{\text{RD}}$: La lecture du mot binaire à la sortie du C.A.N n'est possible qu'en présence d'un niveau bas sur $\overline{\text{RD}}$.

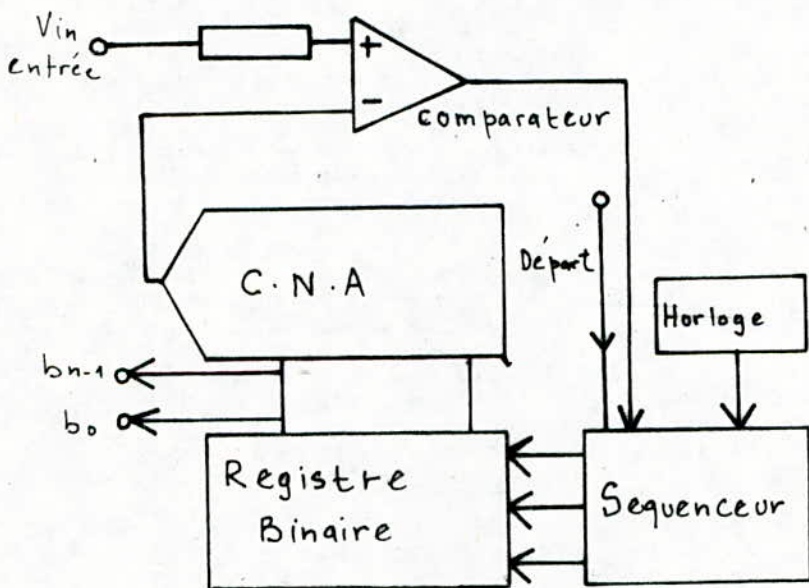
..../....



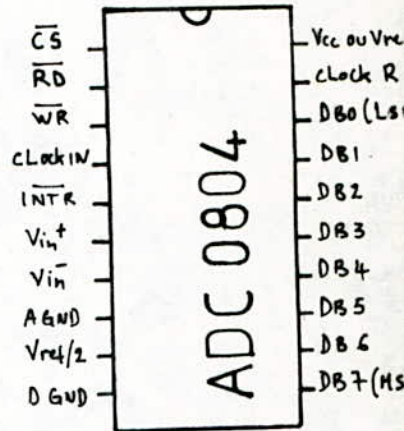
Fig(I, 4)



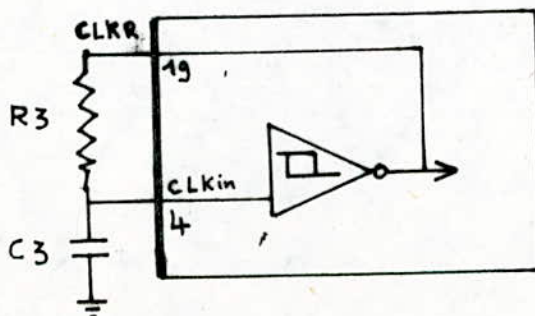
Fig(I, 5)



Fig(I, 6)



Fig(I, 7)



Fig(N, 2)

$$f_{CLK} = \frac{1}{1.1 * R * C}$$

$$R \approx 10 \text{ k}\Omega$$

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Le principe de fonctionnement de l'ADC0804 est celui d'un C.A.N à essais successifs décrit précédemment. Cependant une étude propre à l'ADC0804 s'avère nécessaire afin de décrire le rôle des différents signaux de commande.

a)- Lors du passage de l'état haut à l'état bas de l'entrée \overline{WR} , le registre interne à approximations successives et le registre à décalage sont remis à zéro, \overline{CS} étant maintenu au niveau bas. Tant que \overline{CS} et \overline{WR} restent au niveau bas, le C.A.N. n'est pas validé. Le début de conversion est effectif, après un retard allant de 1 à 8 cycles d'horloge, lors d'une transition du niveau bas au niveau haut de \overline{WR} .

b)- La présence simultanée d'un niveau bas sur \overline{CS} et \overline{WR} initialise donc le C.A.N. En effet, la sortie Q de la bascule start E/F est alors à 1.

Ce " 1 " remet à zéro le registre à décalage de 8 bits, met à zéro la sortie de la bascule \overline{INTR}/F , qui une fois inversée donne un niveau haut sur \overline{INTR} . Le "1" issu de la bascule start E/F est envoyé à l'entrée de la bascule DF/F1 dont la sortie Q est reliée à l'entrée du registre à décalage.

L'arrivée d'un top d'horloge CLK, transfère le "1" présent sur D à la sortie Q de F/F1.

La porte AND G1 combine cette sortie à "1" avec le signal d'horloge CLKA pour générer un signal de reset ("1") au niveau de la bascule start E/F

c)- Le passage à "1" de \overline{WR} , met SET à "0" ce qui force la sortie Q de start E/F à "0" et introduit le "1" au niveau de MSB du registre à décalage commandé par CLKB ce qui lance la conversion.

Ce "1" est présent également dans le MSB du SAR le mot binaire ainsi formé dans le SAR, subit une C.N.A, la tension obtenue est comparée à la tension à convertir et selon le résultat de cette dernière, le MSB est soit mis à zéro "0" ou laissé à " 1 ".

d)- Au 2ème top d'horloge, le "1" est décalé d'un rang dans le registre à décalage. Ce qui met le (MSB-1) du S.A.R à "1". Une nouvelle comparaison est effectuée alors.

e)- Après 8 comparaisons, le "1" arrive à l'entrée du Latch1, commandé par CLKA, ce qui donne un "0" à sa sortie \overline{Q} , reliée à la porte ANDG2 dont la sortie se trouve alors remise à zéro (" 0 ").

Ce ci autorise le transfert du contenu final du S.A.R vers les latches de sortie. La sortie \overline{Q} de Latch 1 est aussi reliée à l'entrée de la bascule \overline{INTR}/F

.../...

Ce qui provoque le passage au niveau bas de INTR indiquant ainsi la fin de conversion.

La sortie \bar{Q} de Latch 1 (\overline{SET}) reste à l'état bas pendant 8 Cycles d'horloges externe CLK avant de prendre le niveau "1".

f)- Un niveau bas appliqué sur \overline{RD} , avec \overline{CS} maintenu à "0", valide les latches de sortie, rendant ainsi possible la lecture du résultat de la conversion du signal d'entrée et remet à l'état haut "1" la sortie INTR.

- Fréquence de fonctionnement de l'ADCO804 :

Celui-ci peut fonctionner avec son horloge interne en introduisant un circuit RC externe selon le montage fig (N,2) ou avec une horloge externe.

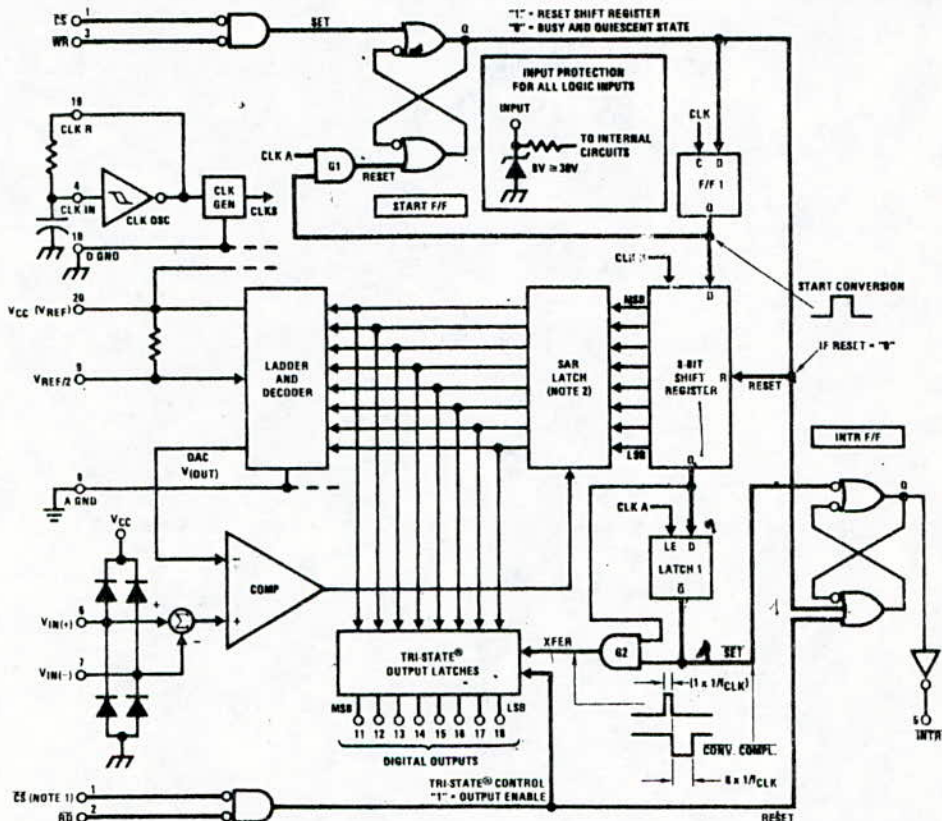
2.0 FUNCTIONAL DESCRIPTION

The ADC0801 series contains a circuit equivalent of the 256R network. Analog switches are sequenced by successive approximation logic to match the analog difference input voltage $[V_{IN(+)} - V_{IN(-)}]$ to a corresponding tap on the R network. The most significant bit is tested first and after 8 comparisons (64 clock cycles) a digital 8-bit binary code (1111 1111 = full-scale) is transferred to an output latch and then an interrupt is asserted (INTR makes a high-to-low transition). A conversion in process can be interrupted by issuing a second start command. The device may be operated in the free-running mode by connecting INTR to the WR input with CS = 0. To insure start-up under all possible conditions, an external WR pulse is required during the first power-up cycle.

On the high-to-low transition of the WR input the internal SAR latches and the shift register stages are reset. As long as the CS input and WR input remain low, the A/D will remain in a reset state. Conversion will start from 1 to 8 clock periods after at least one of these inputs makes a low-to-high transition.

A functional diagram of the A/D converter is shown in Figure 2. All of the package pinouts are shown and the major logic control paths are drawn in heavier weight lines.

The converter is started by having CS and WR simultaneously low. This sets the start flip-flop (F/F) and the resulting "1" level resets the 8-bit shift register, resets the Interrupt (INTR) F/F and inputs a "1" to the D flop, F/F1, which is at the input end of the 8-bit shift register. Internal clock signals then transfer this "1" to the Q output of F/F1. The AND gate, G1, combines this "1" output with a clock signal to provide a reset signal to the start F/F. If the set signal is no longer present (either WR or CS is a "1") the start F/F is reset and the 8-bit shift register then can have the "1" clocked in, which starts the conversion process. If the set signal were to still be present, this reset pulse would have no effect (both outputs of the start F/F would momentarily be at a "1" level) and the 8-bit shift register would continue to be held in the reset mode. This logic therefore allows for wide CS and WR signals and the converter will start after at least one of these signals returns high and the internal clocks again provide a reset signal for the start F/F.



Note 1: CS shown twice for clarity.

Note 2: SAR = Successive Approximation Register.

FIGURE 2. Block Diagram

Fig(V, 8).

5) - REALISATION DE LA CHAINE D'ACQUISITION DE DONNEES :

A)- BLOC DE NUMERISATION :

A-1) Rôle :

Le signal recueilli en sortie du récepteur étant analogique une étape de conversion en numérique s'impose donc en vue du traitement à l'aide du microordinateur. Cette opération s'effectue en deux étapes, l'une d'échantillonnage blocage (LF 398) et l'autre de conversion analogique numérique (ADC0804).

La conception du récepteur, prévoit une tension de sortie maximale de 5(volts) permettant ainsi l'utilisation de l'ADC0804.

A-2) Schéma SYnoptique :

Le schéma synoptique du bloc de numérisation est donné par la fig(V,N,1).

A-3) Choix des composants :

*** La réalisation de l'étage échantillonneur bloqueur à l'aide d'éléments discrets ne s'avère pas nécessaire vue la disponibilité de circuits intégrés effectuant la même tâche. Le LF 398 décrit précédemment possède des caractéristiques conformes aux conditions d'utilisation.

à savoir : * La fréquence maximale du signal logique utilisé est de 200 HZ.

* L'amplitude maximale du signal d'entrée est de 5 (volts).

** Le Condensateur de Blocage : Ch

Il est choisi en polystyrène de capacité égale à (0,01 μ F) limitant le taux d'affaiblissement de la tension en sortie à 0,5 mv/min.

** Réglage de l'OFFSET :

La résistance R1= 15 K Ω et le potentiomètre P1=2 K Ω ont été choisis pour fixer le courant à 0,6 mA Selon la méthode décrite auparavant.

** L'alimentation:

La résistance R2= 1K Ω et le potentiomètre P2=2K Ω permettent l'obtention des tensions V+ = 10(volts), V- = -10(volts à partir d'une seule tension externe de 20(volts). P2 est réglé de façon à avoir (V+)= -(V-).

*** L'ADC0804 a été choisi pour son temps de conversion suffisamment court (\cong 100 μ s) par rapport à la période du signal logique délivré par le programmeur d'impulsions. L'autre critère de choix est sa facilité d'interfaçage avec le microprocesseur 6502.

La résistance R3= 10 K Ω et le condensateur C3 d'une capacité de 150 PF fixent la fréquence de l'horloge interne de l'ADC0804 à 606 KHZ fig(V,N,2).

...../.....

**** Réglage de $V_{ref}/2$:**

Le pont diviseur de tension ($R_4 = 10K\Omega$ et $P_4 = 50 K\Omega$) ajuste la tension de $V_{ref}/2$ afin de pouvoir travailler en pleine échelle- (1111 1111) Lors de l'étude d'un signal d'amplitude maximale inférieure à 5 (volts).

**** Les Monostables SN 74121 M1 et M2 :**

Ils ont été choisis pour retarder le déclenchement de l'acquisition .

Les potentiomètres P5 et P6 et les condensateurs C5 et C6 sont calculés pour permettre une largeur d'impulsion "ON " de 10 μ s.

$$P5 * C5 * 0,7 = 10\mu s.$$

$$P6 * C6 * 0,7 = 10 \mu s.$$

$$C5 \text{ et } C6 = 10 \text{ nF} ; P5 \text{ et } P6 = 50 K\Omega .$$

Pour avoir les 10 μ s, les potentiomètres sont ajustés à ^{une} valeur de 1,4 K Ω .

A-4 Schéma de principe :

fig (V,N,3)

A-5 Principe de Fonctionnement :

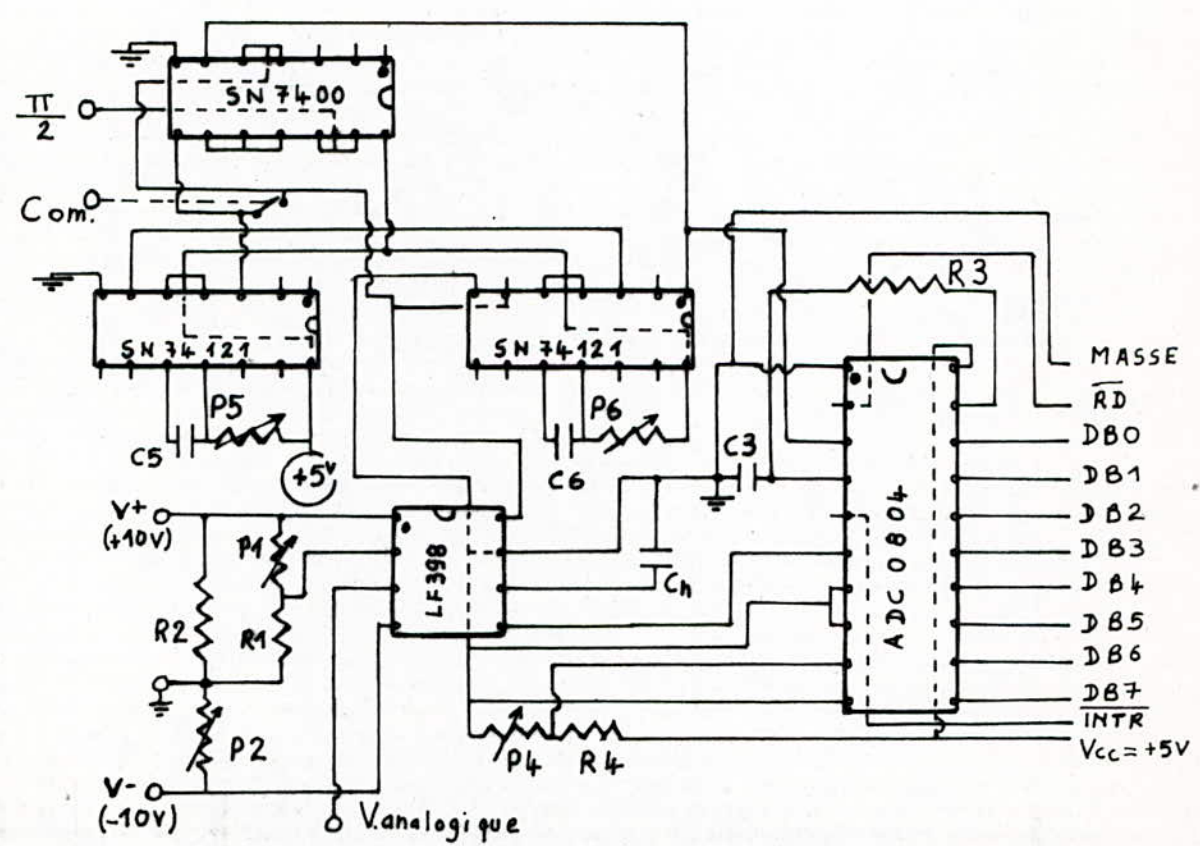
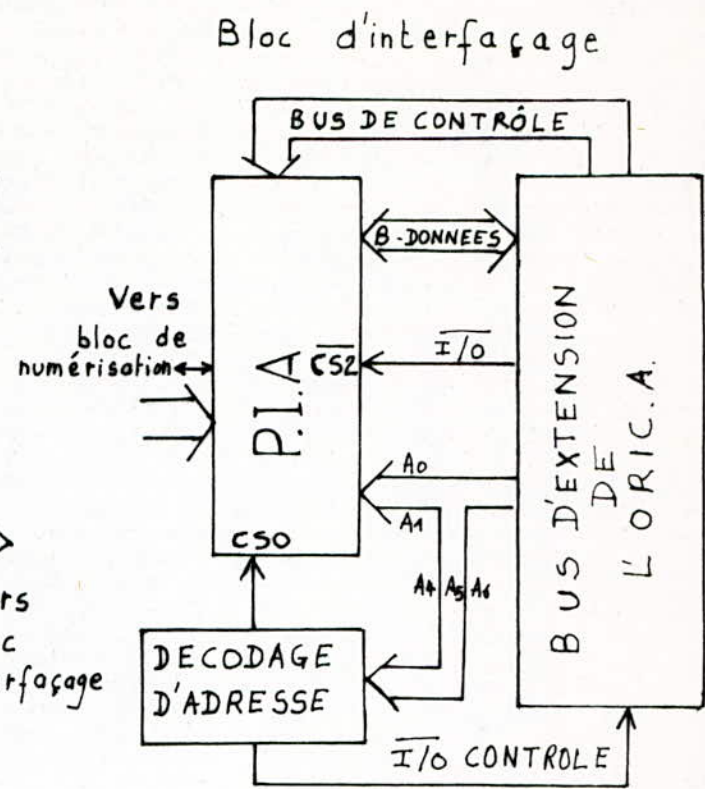
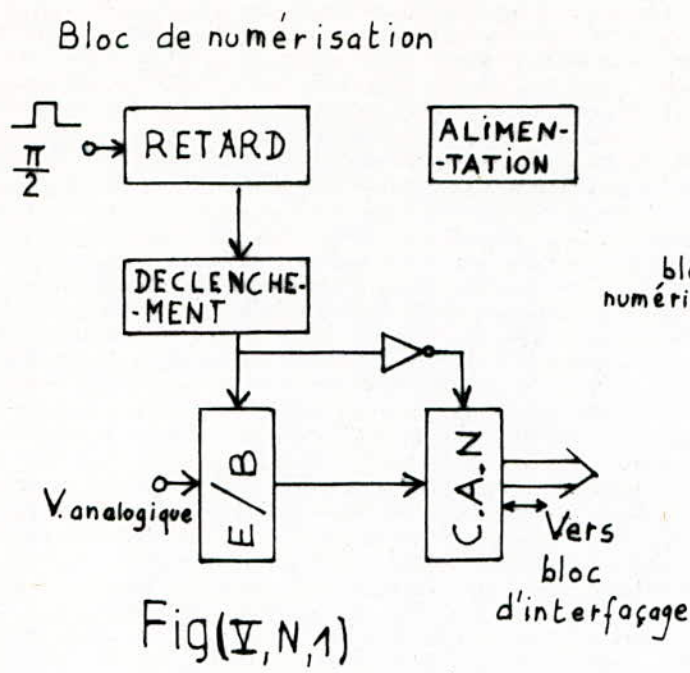
Le signal RMN issu du récepteur attaque l'entrée de l'échantillonneur bloqueur (broche 3) dont l'entrée logique (broche 8) est reliée à la sortie Q2 (broche 6) du monostable M2.

Un niveau bas sur la broche 8 du LF398 met ce dernier en position d'attente. L'arrivée d'un niveau haut déclenche le processus d'échantillonnage et le retour au niveau bas assure la phase de blocage jusqu'à l'arrivée de la prochaine impulsion.

Le signal échantillonné et bloqué est appliqué à l'entrée de l'ADC 0804 (broche 6) dont la commande \overline{CS} (broche 1) est en permanence à l'état bas validant ainsi à tout moment les entrées logiques \overline{RD} (broche 2) et \overline{WR} (broche 3).

La passage de \overline{WR} , liée à la sortie Q2 de M2 (broche 1) , de l'état bas (à l'état) à l'état haut lance la conversion. Lorsque celle-ci est terminée, un niveau bas est envoyé sur \overline{INTR} . Le résultat est disponible dans les latches de sortie après l'arrivée d'un niveau bas sur l'entrée \overline{RD} . Les opérations d'échantillonnage blocage et de conversion analogique numérique sont contrôlées par le signal issu du programmeur d'impulsions. Ce signal subit une mise en forme consistant en deux inversions successives avant d'attaquer le monostable M1 (broche 3).

...//.....



SCHEMA DE PRINCIPE Fig(V,N,3)
du bloc de numérisation

Le déclenchement de M1 est réalisé lors du passage de l'état haut à l'état bas du signal impulsionnel.

Après un retard de 10µs, correspondant à la période de saturation du récepteur, la sortie Q1 et M1 (broche 6) passe à l'état bas. Cette transition est appliquée à l'entrée du monostable M2, provoquant ainsi son déclenchement. Les sorties Q2 et $\overline{Q2}$ produisent alors les signaux de commandes destinés respectivement au LF398 et à l'ADCO804.

L'utilisation de Q2 et $\overline{Q2}$ synchronise donc le lancement de la conversion avec le début de la période blocage. (Voir chronogrammes).

** L'alimentation des composants du bloc de numérisation mis à part le LF398 est assurée au niveau du bus d'extension de l'ORIC ATMOS.

A-6 Circuit Imprimé :

La réalisation du bloc de numérisation s'est faite sur une carte imprimée; époxy, simple face de dimensions 100X100 dont le tracé des pistes est donné par la fig (V, N, 4).

B) - BLOC D'INTERFACAGE AVEC LE MICROORDINATEUR "ORIC ATMOS "

B1- Rôle :

Les opérations d'entrées-sorties étant délicates à mettre en oeuvre avec le micro ordinateur ORIC ATMOS, il a été préférable de réaliser une carte d'interfaçage conçue autour du PIA 6821.

Cette tâche étant facilitée par la disponibilité au niveau du bus d'extension de toutes les liaisons nécessaires au fonctionnement du microprocesseur 6502 équipant l'ORIC ATMOS.

Le bloc d'interfaçage réalisera donc une liaison entre le circuit de numérisation et le micro ordinateur permettant ainsi le transfert de données.

B2- Description sommaire du Micro Ordinateur ORIC ATMOS:

Le micro ordinateur est basé autour du 6502 et offre une capacité mémoire à l'utilisateur de 48 KO.

Le brochage du 6502 est donné à la fig (V,B,1). Le bus d'extension permettant les connexions avec le bloc d'interfaçage est représenté par la fig(V,B,2)

Le plan d'implantation de la mémoire fig (V,B,3) indique que la page 3 est réservée aux entrées-sorties, de l'adresse \$ 0300 à l'adresse \$ 03FF

Les adresses allant de \$0300 à \$030F sont utilisées par l'adaptateur d'interface polyvalent (VIA), 6522, servant d'intermédiaire pour de nombreuses activités (imprimante, clavier, son, écran...), ce qui rend son utilisation délicate.

Le haut de la page 3 à partir de l'adresse \$0310 peut donc être affectée à des circuits d'entrées-sorties externes.

B3- REALISATION DE LA CARTE D'ENTREES-SORTIES :

Afin de concevoir une carte d'entrées-sorties fonctionnant dans la zone mémoire d'E/S de l'ORIC comme l'indique le plan d'implantation de la mémoire fig (V, B,3) il est nécessaire de procéder aux raccordements suivants :

- * Connecter le bus de données du PIA à celui du 6502.
- * Relier les lignes de contrôle (R/W, E, R.A.Z).
- * Brancher une partie du bus d'adresses du 6502 à une logique de décodage permettant de valider le PIA.
- * Relier les broches RSO et RS1 aux lignes d'adresses(A0,A1) pour l'adressage des registres internes.

Dans notre cas, les registres internes utiliseront les adresses suivantes:

(ORA, DDRA)	-----	\$ 0310
(C R A)	-----	\$ 0311
(ORB, DDRB)	-----	\$ 0312
(C R B)	-----	\$ 0313

...../...

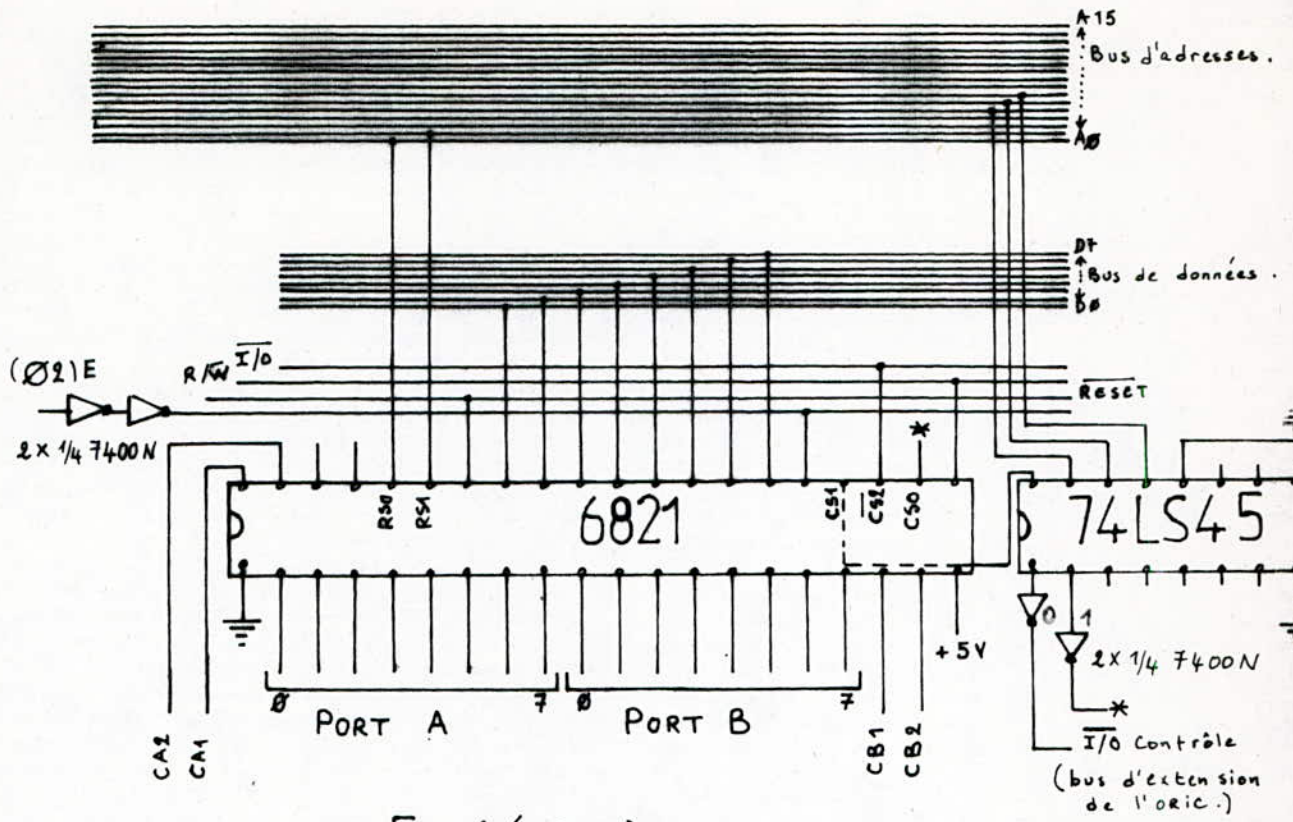


Fig (4, B, 8)

34	GND	33	+5V _{cc}
32	A11	31	A10
30	A12	29	A9
28	A13	27	A8
26	A14	25	A7
24	A15	23	A6
22	D7	21	A5
20	A4	19	D5
18	D4	17	A2
16	D3	15	A1
14	D6	13	A0
12	D1	11	A3
10	D0	9	D2
8	IRQ	7	R/W
6	I/O ctrl	5	I/O
4	RESET	3	Ø2
2	ROM Dis	1	MAP

Fig (4, B, 2)

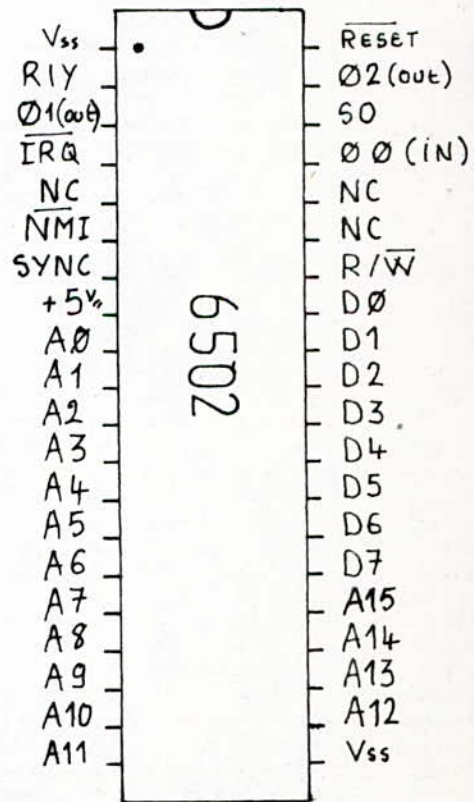


Fig (4, B, 1)

Les entrées A,B,C,D, du 74LS45 sont reliées respectivement aux lignes d'adresses A4;,A5,A6. L'entrée D quant à elle est mise à la masse. La sortie "0" (Broche 1), une fois inversée est appliquée sur la broche $\overline{I/O}$ contrôle du bus d'extension. La sortie "1"(broche 2) également inversée est reliée à CS0 de PIA (broche 22).

Le circuit de décodage ainsi réalisé permet alors d'obtenir les niveaux suivants;

<u>Entrées</u>	<u>sorties du circuit de décodage</u>			
D C B A	0	1	2	→ 9
0 0 0 0	1	0	0	
0 0 0 1	0	1	0	

d)- Adressage du PIA:

Le tableau de la fig (V,B,7) résume le mode d'adressage du PIA.

e)- Schéma de principe: (fig (V,B,8)

Il représente les différentes connexions réalisées entre les différents composants du circuit et le bus d'extension de l'ORIC.

Remarque :Le signal d'horloge E(1MHZ) subit une double inversion avant d'attaquer le PIA et ceci pour compenser l'affaiblissement causé par le fil de liaison dont la longueur est de 35 cm environ.

B-4)- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Lors de l'adressage du PIA ($\$0310 - \0313), par le 6502, ce dernier génère un niveau bas sur $\overline{I/O}$ reliée à CS2. Les lignes A4,A5,A6, codant alors la valeur "1", provoquent simultanément la présence respectivement d'un niveau bas en sortie de la porte NAND(0) et d'un niveau haut en sortie de la porte NAND(1). La sortie de la porte NAND(0) est reliée à la broche $\overline{I/O}$ contrôle du bus d'extension déconnectant ainsi le VIA interne de l'ORIC. La sortie de la porte NAND(1) est quant à elle reliée à la broche CS0 du PIA, rendant celui-ci opérationnel.

Le PIA sera géré alors comme de simples cases mémoires par le 6502. Le processus d'acquisition pourra alors être lancé et effectué par un logiciel approprié décrit dans la partie (E) (CH V).

B-5)- LE CIRCUIT IMPRIME :

Le circuit imprimé fig (V,B,9) est réalisé sur une plaquette double face, en verre ^{epoxy} de dimensions 60 X 130.

C)- SYNOPTIQUE GLOBAL DE LA CHAÎNE D'ACQUISITION :

La figure (V , 9) donne une vue d'ensemble de la réalisation depuis le programmeur d'impulsions jusqu'à micro ordinateur.

...../.....

a) - Liaison entre les blocs de numérisation et d'interfaçage :

Elle consiste à effectuer les différentes connexions entre l'ADC0804 et le PIA(6821).

* La broche 5 de l'ADC 0804 (\overline{INTR}) est reliée à l'entrée CA1 du PIA afin de marquer la fin de conversion.

* L'entrée \overline{RD} (broche 2 de l'ADC0804) est reliée à CA2 programmée en sortie afin que le 6502 puisse acquérir les données résultant des différentes conversions.

* Enfin le port A programmé en entrée est relié aux sorties numériques de l'ADC permettant ainsi le transfert de données vers le micro ordinateur.

b) - Liaison entre le bloc d'interfaçage et le programmeur d'impulsions:

Lors de la détermination de la période ON et de l'incrément de la période T du signal issu du programmeur d'impulsions, la ligne CB2, du PIA associée au 6502, programmée en sortie est reliée à CB1 du PIA de la carte D5 MOTOROLA pour valider les indicateurs d'interruptions.

c) - Fonctionnement :

Les blocs de numérisation et d'interfaçage ayant fait l'objet d'études séparées nous pouvons résumer le fonctionnement de la chaîne entière comme suit:

1ère Etape : Détermination de $\overline{R.M.N}$:

* Arrivée des impulsions $\overline{P/2}$, générées par la carte D5.

* Elaboration des signaux "logic" et "WR" par les monostables M1, M2.

* Echantillonnage et blocage du signal R.M.N.

* Conversion analogique numérique.

* Transfert de données vers le micro ordinateur par l'intermédiaire du bloc d'interfaçage.

* Détection d'une valeur inférieure au maximum.

* Génération d'un niveau bas sur CB2 pour la fixation de la période $\overline{P/2}$ ("ON")

2ème Etape : Acquisition du signal RMN

* Génération de 105 périodes du signal impulsionnel avant chaque variation de T. de 50 m sec à 10 sec, d'un pas de 50 m sec.

* Traitement des données stockées et calcul du temps de relaxation T1.

* * *
E) - LOGICIEL D'ACQUISITION DE DONNEES ET DE CALCUL DE T1

Après l'étape d'acquisition, le signal R.M.N se trouve alors discrétisé et stocké de l'adresse $\$5-200$ à l'adresse $\$5-CA9$. Le signal RMN étant une exponentielle croissante.

$$M(T) = M(\infty) (1 - e^{-T/T1}) = M_0(1 - e^{-T/T1})$$

Le calcul du temps de relaxation spin-réseau T1, revient à calculer la constante de temps de M(T).

..../...

* * * D) - CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT. fig (V, 10).

Parties	registres	A ₁	A ₀	A ₄ -A ₆	5V	$\overline{I/O}$	X = A ou B	
		RS1	RS0	CS0	CS1	$\overline{CS2}$	CRX2	ADRESSES
A	DDRA	0	0	1	1	0	0	*0310
	ORA	0	0	1	1	0	1	*0310
	CRA	0	1	1	1	0	-	*0311
B	DDRB	1	0	1	1	0	0	*0312
	ORB	1	0	1	1	0	1	*0312
	CRB	1	1	1	1	0	-	*0313

Adressage du PIA

Fig(V, B, 7)

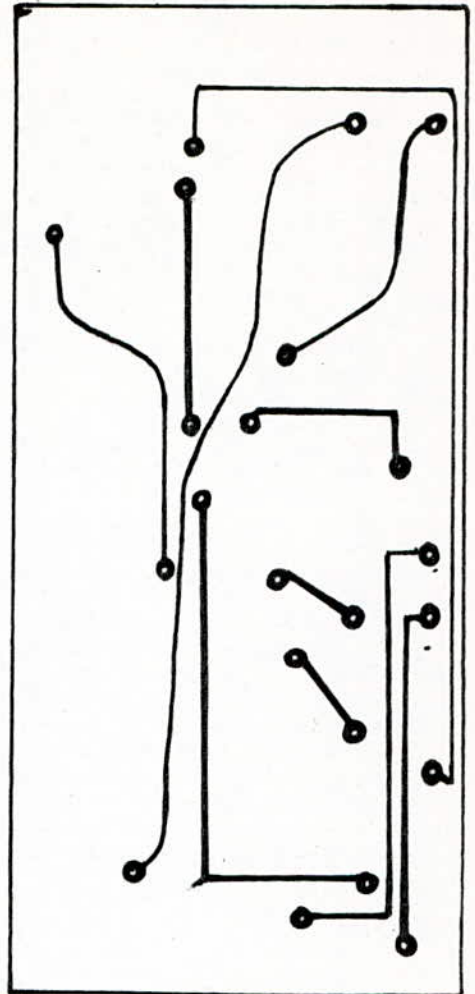
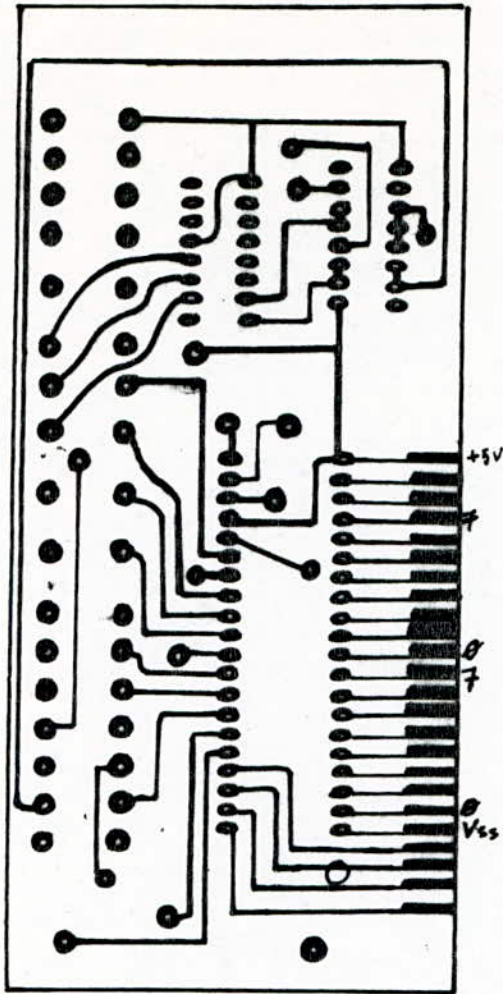


FIG (I, B, 9)

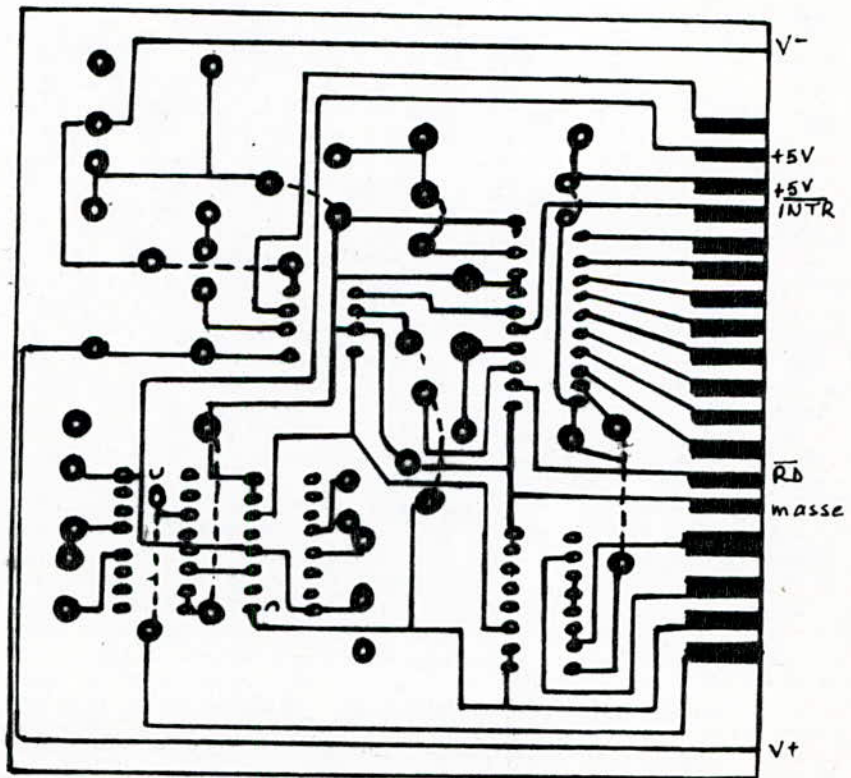
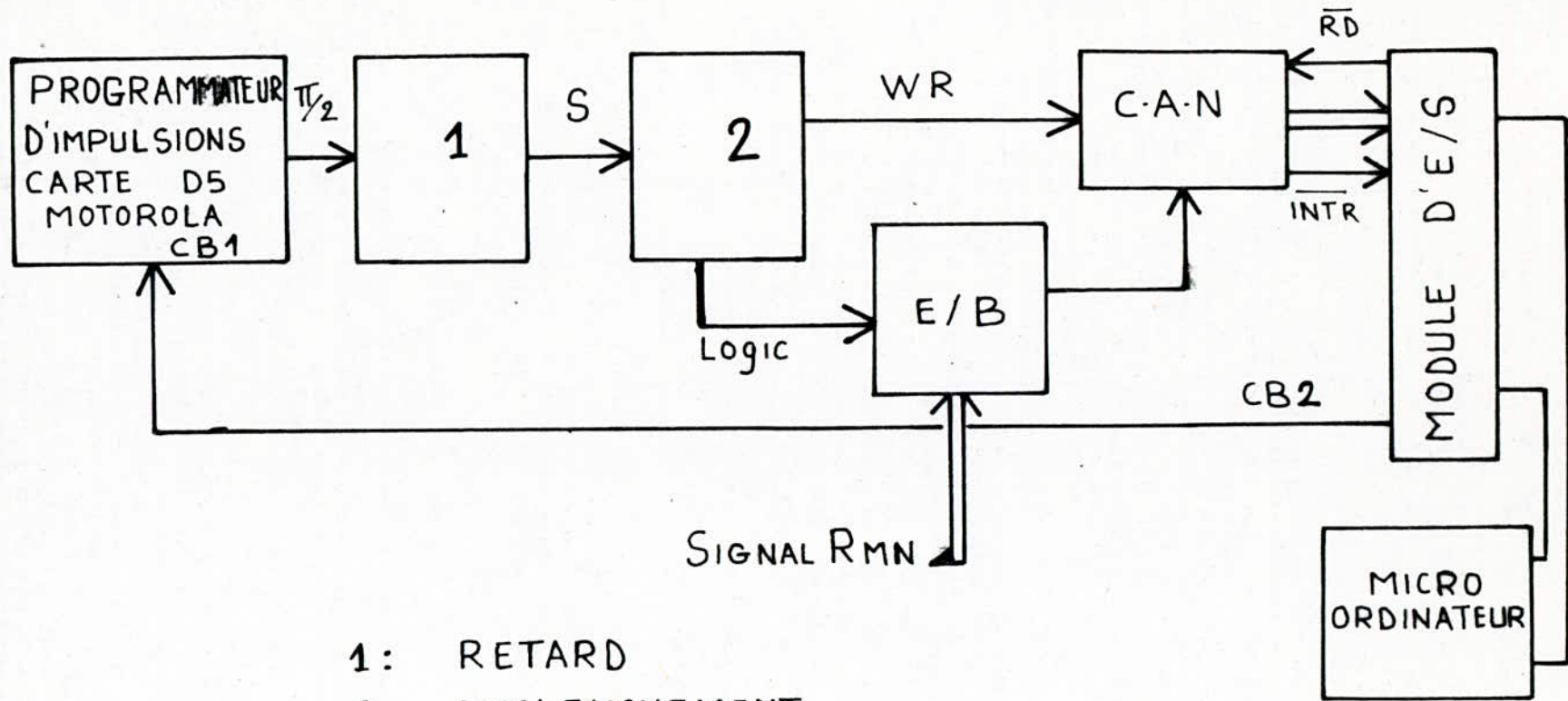


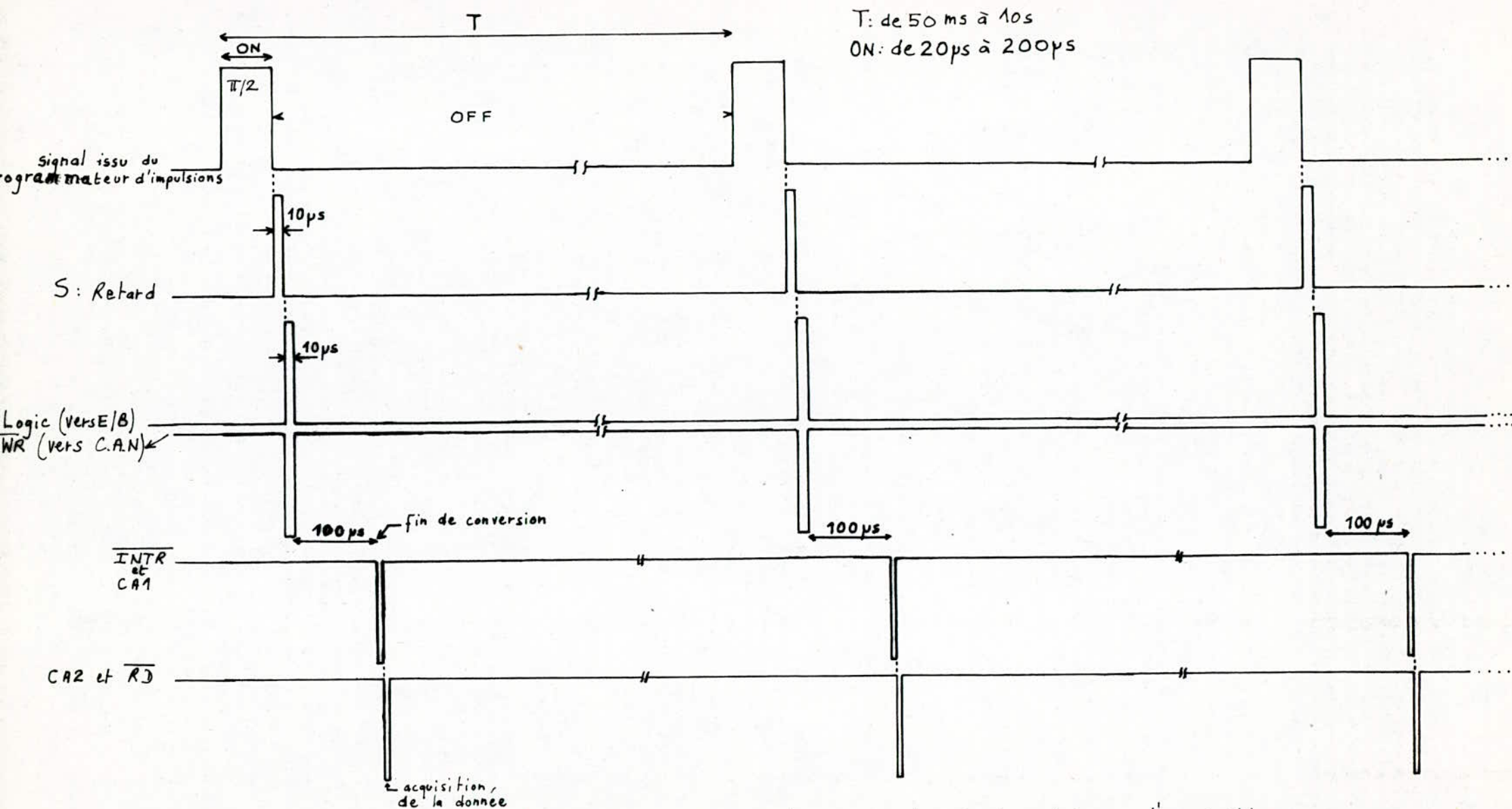
FIG (I, N, 4)



- 1: RETARD
2: DECLENCHEMENT

SYNOPTIQUE GLOBAL DE LA CHAINE D'ACQUISITION
DE DONNEES ET DE TRAITEMENT.

Fig(V, 9)



..... Chronogrammes de fonctionnement de la chaîne d'acquisition

Fig(I, 10)

Calcul de T1 :

$$M(T) = M(\infty) (1 - e^{-T/T1})$$

$$\text{on aura donc : } M(T) - M(\infty) = -M(\infty) e^{-T/T1}$$

$$\text{et on obtient : } e^{-T/T1} = (M(\infty) - M(T)) / M(\infty).$$

$$\text{on tire : } T1 = -T / \ln \frac{M(\infty) - M(T)}{M(\infty)}.$$

$$T1 = -T \ln \frac{M(\infty) - M(T)}{M(\infty)}$$

STRUCTURE DU PROGRAMME : (voir organigramme fig (V,11)

Le programme se compose de quatre parties :

* Fixation de la période " ON ".

* Acquisition de données :

* Calcul des valeurs moyennes.

* Calcul de T1.

** Fixation de la période " ON " :

La donnée arrivant au niveau du micro ordinateur est comparée à la précédente, suivant le résultat de la comparaison on distingue deux cas :

- Si la donnée est supérieure ou égale à la précédente, le processus de comparaison continu.

- Dans le cas contraire, le micro génère un niveau bas sur CB2 déclenchant ainsi le sous programme d'interruption \overline{IRQ} "ON" qui fixe la valeur de la période "ON" du signal impulsionnel.

** Acquisition de données:

Elle consiste à stocker 105 valeurs pour une même période T du signal impulsionnel. Après l'arrivée du signal de fin de conversion \overline{INTR} sur CA1, un niveau bas sur \overline{RD} est généré par l'intermédiaire de la ligne CA2. La donnée disponible au niveau des latches de sortie du CAN, est alors stockée par l'intermédiaire du PIA.

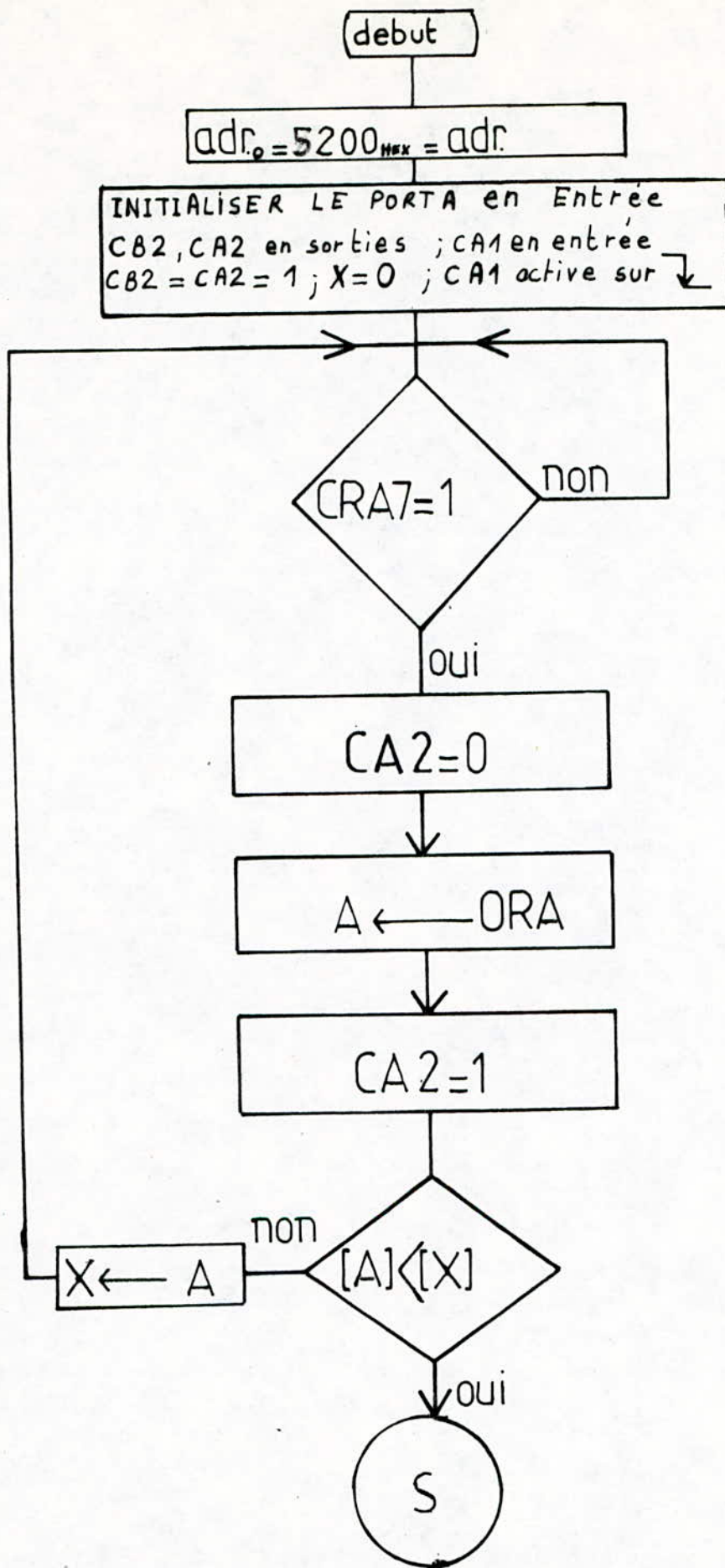
** Calcul des valeurs moyennes :

A chaque période T correspondra une valeur moyenne calculée selon l'organigramme (C); On précisera que le calcul de la valeur moyenne s'effectue après conversion des données du signal RMN en tensions leurs correspondants.

Ce calcul ne prendra pas en compte les cinq (05) premiers échantillons.

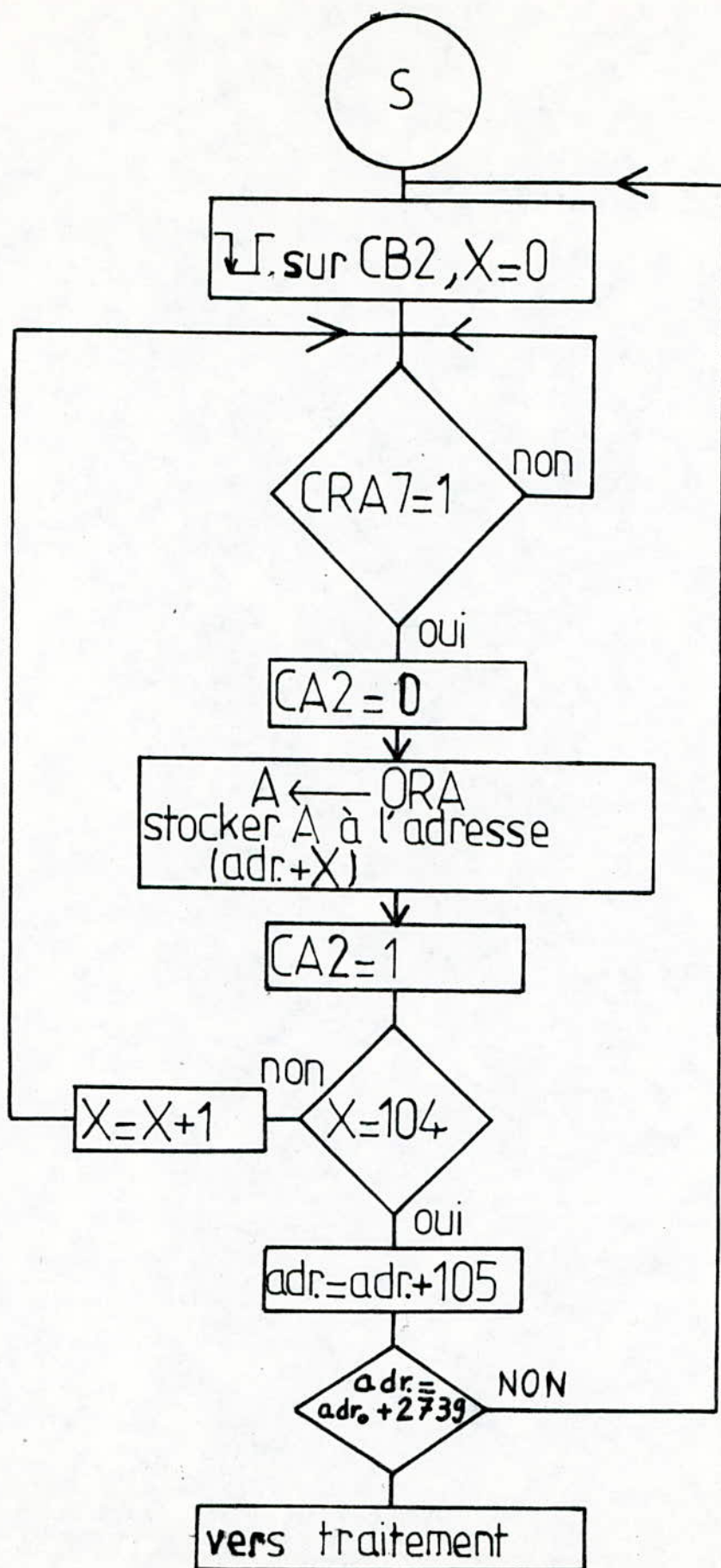
** CALCUL DE T1 /; celui-ci s'effectue suivant la formule donnée précédemment.

.... /



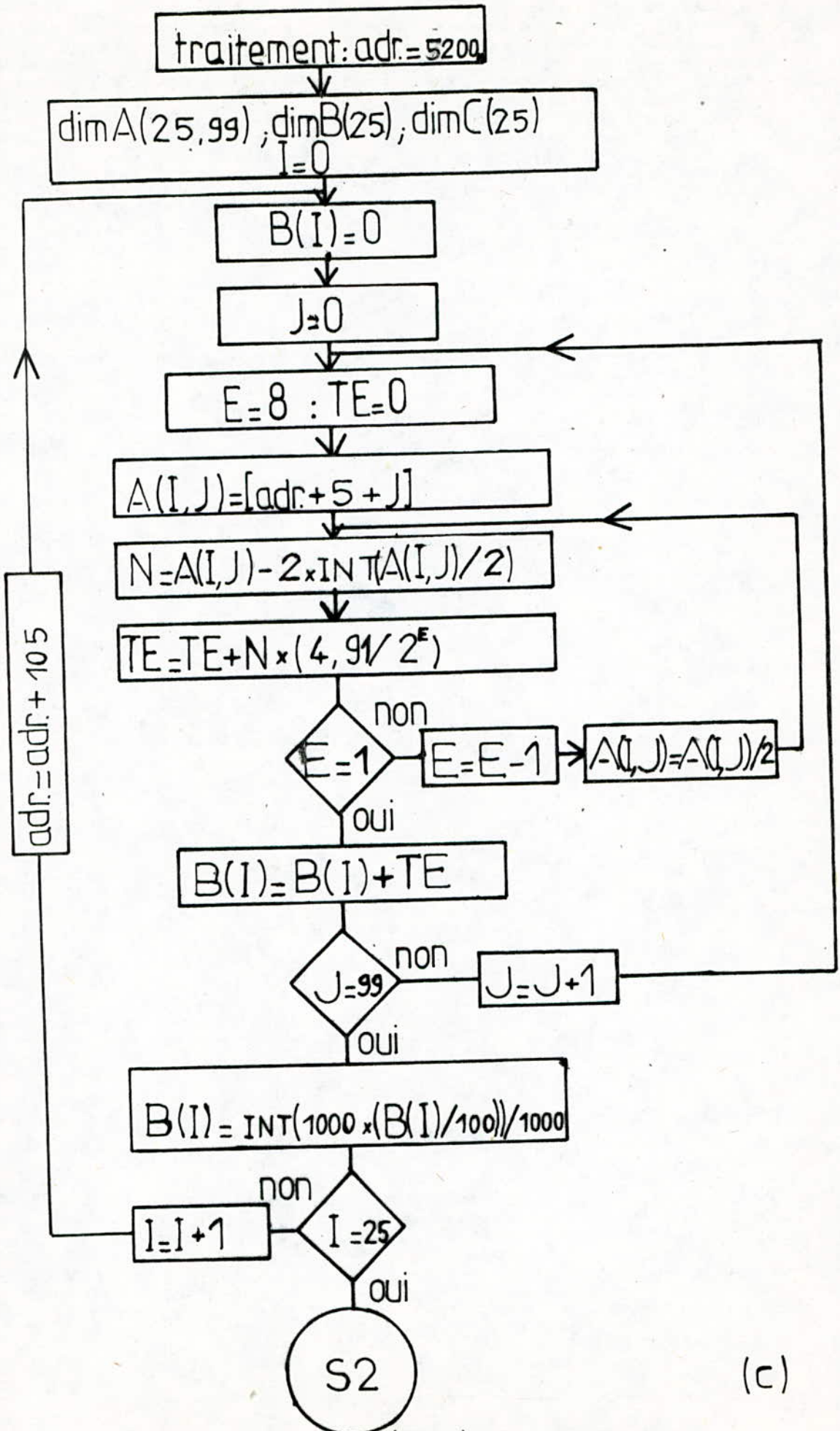
..... Fixation de la période ON (a)

Fig(V, 11)



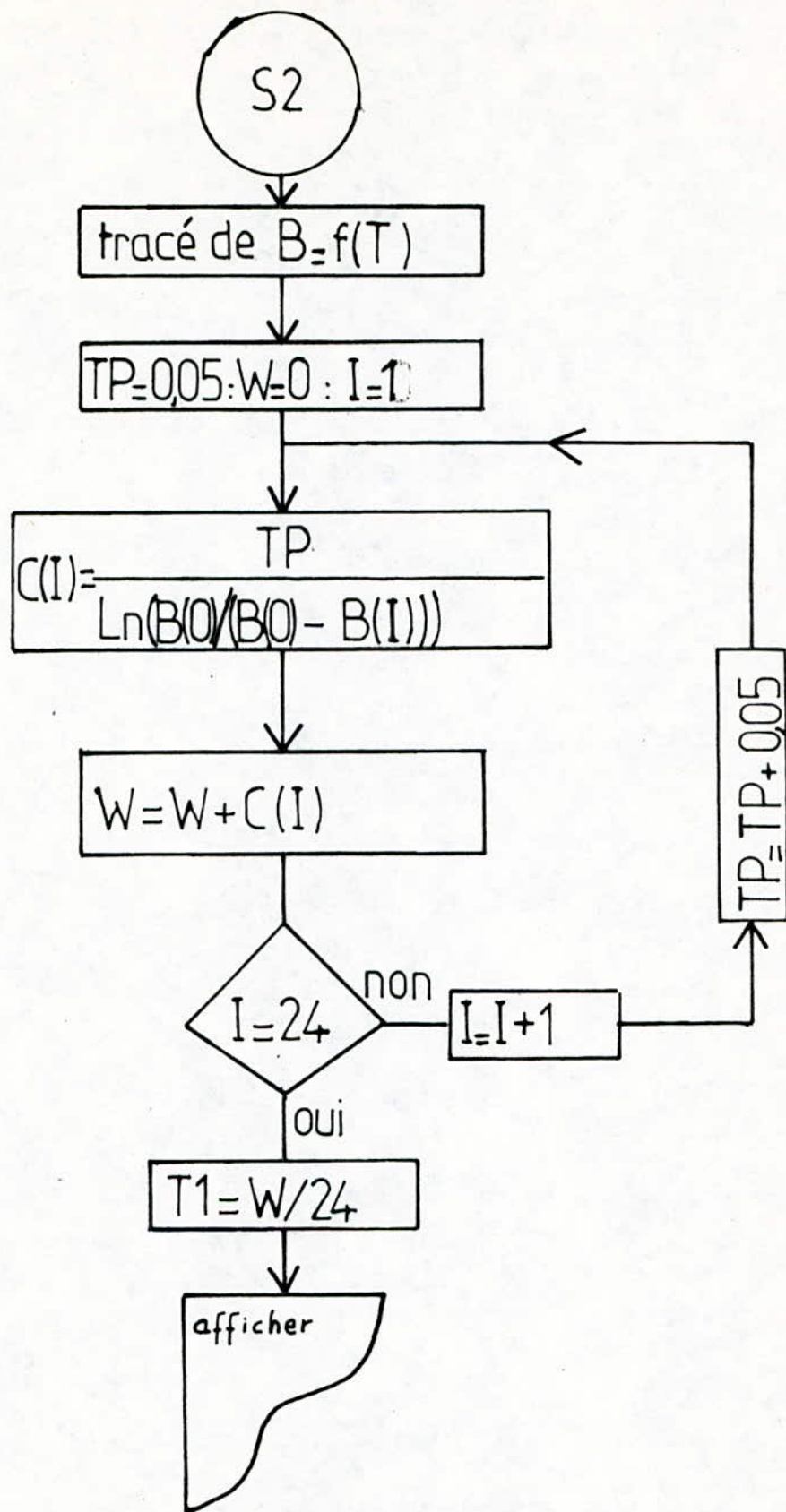
..... acquisition de données.....

(b)



(c)

..... calcul des tensions moyennes



.....tracé du signal RMN
& calcul du temps de relaxation T1 moyen.....

(d)


```

*****PROGRAMME PRINCIPAL*****
10HINEM#4023
20CALL 5000
30PRINT@10,14;"FIN D'ACQUISITION"
40DIMA(25,99),B(25),C(25);ADR=#5200
50FORI=0 TO 25;B(I)=0
60FORJ=0 TO 99
70E=8;TE=0
80A(I,J)=PEEK(ADR+5+J)
85REM CALCUL DES TENSIONS MOYENNES
90N=A(I,J)-2*INT(A(I,J)/2)
100TE=TE+N*(4.91/(2^E))
110IFE(>)1THEN E=E-1;A(I,J)=A(I,J)/2;
GOTO90
120B(I)=B(I)+TE
130NEXTJ
140B(I)=(INT(1000*(B(I)/100)))/1000
150ADR=ADR+105
160NEXTI
170HIRES
180REM TRACE DU REPERE
190CURSET15,0,1;DRAW0,150,1;DRAW224,0,1
200FOR N=0 TO 25
210CURSET15+8*N,152,1;DRAW0,-4,1
220NEXTN
230FOR Z=0 TO 10
240CURSET13,15*Z,1;DRAW4,0,1

250NEXTZ
260FOR Y=0 TO 1
270CURSET15+160*Y,160,1;CHAR48+Y,0,1
280NEXTY
290CURSET224,160,1;CHAR83,0,1
300CURSET6,0,1;CHAR86,0,1
310A$="SIGNAL RMN"
320FOR M=1 TO 10;CURSET15+M*7,180,1
330CHAR ASC(MID$(A$,M)),0,1
340NEXTM
350REM TRACE DE LA COURBE V=F(T)
360FOR I=0 TO 24
370CURSET23+8*I,-50*B(I+1)+150,1
380NEXTI
390REM CALCUL DE T1 MOYEN
400TP=0.05;M=0
410FDRI=1 TO 24
420C(I)=TP/(LN(B(0)/(B(0)-B(I))))
430M=M+C(I)
440TP=TP+0.05
450NEXTI
460PRINT"TI MOYEN=";M/24;"S"
470END

```

```

;*****
;   SOUS PROGRAMME D'ACQUISITION
;   DE DONNEES SUR 6502.
;*****
.CRA=311
.DD/ORA=310
.CRB=313      ;ADRESSES
.TAMP=50C0
;*****INITIALISATIONS*****
LDY##52
STYADR+2
LDY##00
STYADR+1
STYCRA
STYDD/ORA      ;PORT.A EN ENTREE.
STYTAMP        ;CA1 ACTIVE SUR FRONT
LDA##3C        ;DESCENDANT.
STACRA
STACRB          ;CA2=CB2=1
;***DETERMINATION DE LA PERIODE "ON"***
.TEST1
LDACRA
AND##80
BEQTEST1
LDA##34
STACRA          ;CA2=0
LDADD/ORA

```


STATAMP+1	
LDA##3C	
STACRA	
LDATAMP+1	
CMPTAMP	
BHISUITE	;BRANCHEMENT SI DETECTION
LDATAMP+1	;D'UNE VALEUR INFÉRIEURE.
STATAMP	
JMPTEST1	
.SUITE	;ACQUISITION.
LDA##34	
STACRB	
LDX##00	
LDA##3C	;INTERRUPTION VERS LE
STACRB	;GENERATEUR D'IMPULSIONS.
.ACQ	
LDACRA	
AND##80	
BEQACQ	
LDA##34	
STACRA	
LDADD/ORA	;ACQUISITION ET STOCKAGE
.ADR	;DE LA DONNEE
STA#5200	
LDA##3C	
STACRA	
CLC	
LDAADR+1	
ADC##01	
STAADR+1	
LDAADR+2	
ADC##00	
STAADR+2	
INX	
CPX##69	
BNEACQ	
INY	
CPY##24	
BNESUITE	
RTS	

5000:	A0	52		LDY	##52
5002:	8C	60	50	STY	\$5060
5005:	A0	00		LDY	##00
5007:	8C	5F	50	STY	\$505F
500A:	8C	11	03	STY	\$0311
500D:	8C	10	03	STY	\$0310
5010:	8C	C0	50	STY	\$50C0
5013:	A9	3C		LDA	##3C
5015:	8D	11	03	STA	\$0311
5018:	8D	13	03	STA	\$0313
501B:	AD	11	03	LDA	\$0311
501E:	29	80		AND	##80
5020:	F0	F9		BEQ	\$501B
5022:	A9	34		LDA	##34
5024:	8D	11	03	STA	\$0311
5027:	AD	10	03	LDA	\$0310
502A:	8D	C1	50	STA	\$50C1
502D:	A9	3C		LDA	##3C
502F:	8D	11	03	STA	\$0311
5032:	AD	C1	50	LDA	\$50C1
5035:	CD	C0	50	CMP	\$50C0
5038:	30	09		BMI	\$5043
503A:	AD	C1	50	LDA	\$50C1
503D:	8D	C0	50	STA	\$50C0
5040:	4C	1B	50	JMP	\$501B
5043:	A9	34		LDA	##34
5045:	8D	13	03	STA	\$0313
5048:	A2	00		LDX	##00
504A:	A9	3C		LDA	##3C
504C:	8D	13	03	STA	\$0313
504F:	AD	11	03	LDA	\$0311
5052:	29	80		AND	##80
5054:	F0	F9		BEQ	\$504F
5056:	A9	34		LDA	##34
5058:	8D	11	03	STA	\$0311
505B:	AD	10	03	LDA	\$0310
505E:	8D	96	61	STA	\$6196
5061:	A9	3C		LDA	##3C
5063:	8D	11	03	STA	\$0311
5066:	18			CLC	
5067:	AD	5F	50	LDA	\$505F
506A:	69	01		ADC	##01
506C:	8D	5F	50	STA	\$505F
506F:	AD	60	50	LDA	\$5060
5072:	69	00		ADC	##00
5074:	8D	60	50	STA	\$5060
5077:	E8			INX	
5078:	E0	69		CPX	\$69
507A:	D0	D3		BNE	\$504F
507C:	C8			INY	
507D:	C0	2A		CPY	##26
507F:	D0	C2		BNE	\$5043
5081:	60			RTS	

ESSAIS DE LA CHAINE D'ACQUISITION DE

 DONNEES

La non disponibilité du spectromètre R.M.N lors des essais , nous a amenés a travailler à l'aide d'une simulation du signal R.M.N ayant fait l'objet d'un projet précédent. L'essai consiste à vérifier le bon fonctionnement des différents étages constituant la chaîne d'acquisition. Le signal simulé (exponentielle décroissante, de constante de temps connue) , une fois échantillonné, bloqué et converti en numérique , sera reproduit sur l'écran après l'étape d'acquisition. Fig(V, G, 1)

La constante de temps est ensuite calculée par le programme donné précédemment.

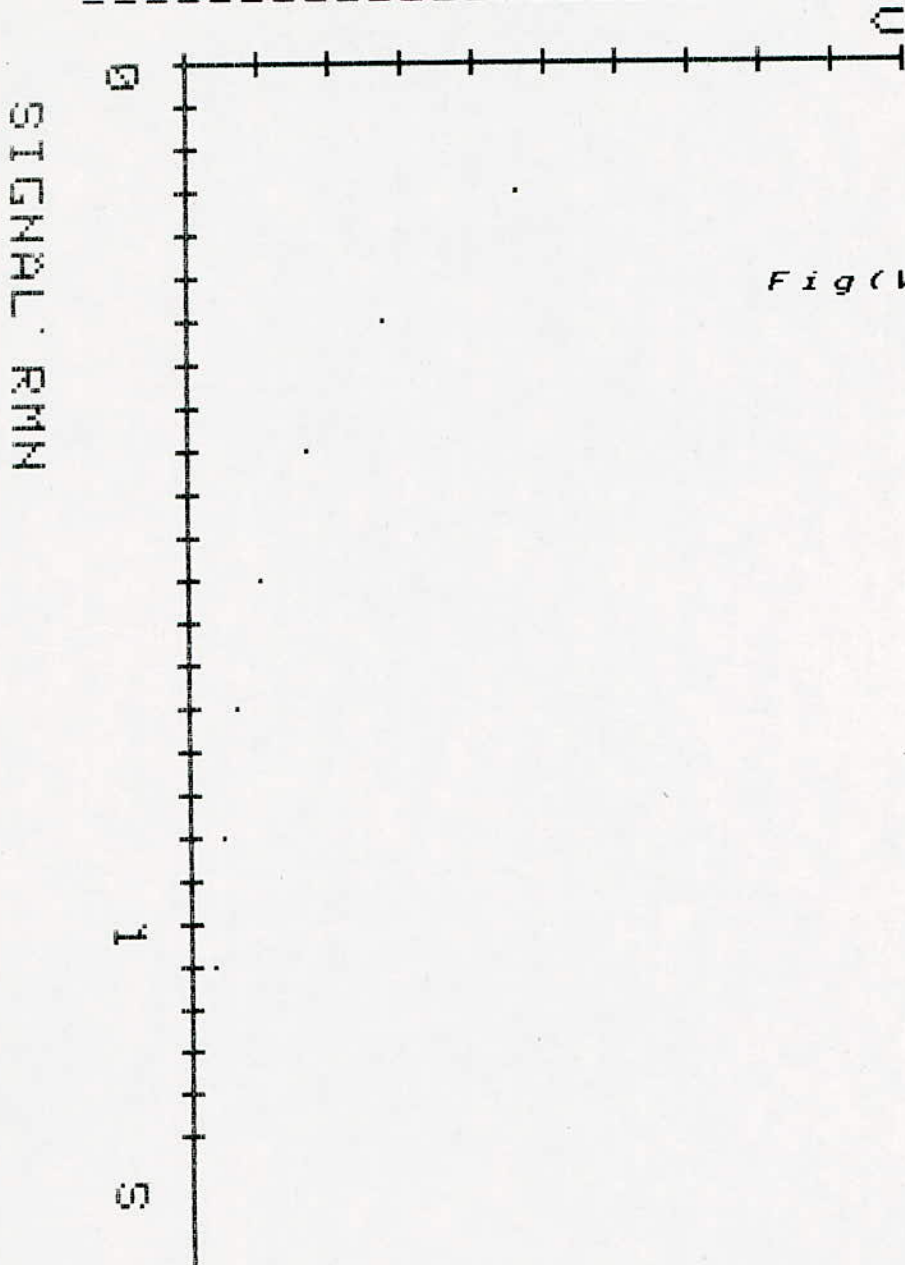
Le tableau suivant permet de comparer les constantes de temps calculées (TE) et les constantes de temps théoriques (TH=R*C). R et C étant les éléments constituant l'intégrateur de la carte de simulation.

essais	R (K)	C (μF)	TH(S)	TE(S)
1	2.42	22	10.053	10.052
2	4.20	22	10.092	10.079
3	5.31	22	10.117	10.112
4	7.00	22	10.154	10.149
5	8.00	22	10.176	10.174

*** Comme l'indique la figure (V, G, 1) la courbe représentative du signal simulé est restituée correctement. Quant au calcul des constantes de temps on remarque une cohérence entre les valeurs expérimentales et les valeurs théoriques.

Simulation du signal R.M.N

pour l'essai de l'acquisition.



Fig(V,G,1)

INTRODUCTION A L'IMAGERIE R.M.N.

L'imagerie R.M.N. bien que récente (début des années 80) et n'ayant soulevé à ses débuts qu'un modeste élan de curiosité, apparait aujourd'hui au praticien comme une intéressante méthode d'investigation.

Le principe de l'imagerie par R.M.N repose sur le déclenchement de séquences formant des images à partir du signal de résonance du proton, aussi à partir des temps T1 et T2 étudiés précédemment*.

Le corps étant placé dans un champ non uniforme , il est alors possible de déterminer l'origine du signal et de construire une image en excitant les protons contenus dans chaque point du plan, ou établir une carte de ce plan à partir de l'émission de chacun de ses points constitutifs.

La méthode d'imagerie par RMN consiste donc à exciter les protons du plan choisi et de recueillir le signal de retour à l'équilibre dépendant de la composition chimique de chacun des points du plan examiné. A chaque intensité est affectée une gamme de gris, les temps les plus longs correspondant à des plages plus noires et les plus courts à des zones plus blanches.

Schématiquement, l'appareillage nécessaire à l'imagerie ne diffère guère de celui décrit dans le chapitre II. Le calculateur utilisé en imagerie doit être de grosse capacité et rapide.

Le sujet à examiner est placé dans un aimant à grande ouverture. Ce dernier pouvant être résistif ou supraconducteur. (Le premier étant peu coûteux mais d'intensité de champ limitée. Le second, pouvant donner des champs de 30.000 gauss (3T), possède quelques inconvénients, prix élevé, consommation d'hélium, encombrement.

Le temps d'acquisition de l'image est long, car il faut éliminer les effets parasites liés au bruit, en répétant les séquences d'excitation.

Les meilleures images sont obtenues en 2 à 4 minutes. La résolution approche 1mm pour l'imagerie crâne et 1,5 mm pour le corps entier.

***** CONCLUSION *****

La R.M.N est un vaste domaine de recherche sans cesse en développement surtout en ce qui concerne l'imagerie. Notre but n'a pas été une étude sur l'imagerie, mais nous avons été, dans le cadre du projet de fin d'études, confrontés de près au phénomène de R.M.N et à sa mise en évidence expérimentale.

En effet la réalisation du programmeur d'impulsions, à partir de la carte MEK 6802 D5 de MOTOROLA, nous a permis de nous familiariser avec les séquences d'impulsions nécessaires au fonctionnement du spectromètre R.M.N ainsi qu'avec les principes théoriques qui en sont à la base.

La finalité lors d'une étude du phénomène de R.M.N étant l'extraction de données intéressantes pour l'expérimentateur, entre autres les temps de relaxation T_1 et T_2 , il nous a fallu dans un second temps réaliser la chaîne d'acquisition de données et de traitement.

Cependant quelques améliorations du système proposé sont possibles: L'utilisation d'un micro-ordinateur plus puissant que l'ORIC ATMOS serait profitable. En effet les temps programmés s'en trouveraient sensiblement diminués et la définition obtenue lors de la visualisation en serait meilleure. De plus la jonction des blocs de numérisation et d'interfacage sur un seul circuit imprimé en faciliterait la réalisation.

Le système proposé, en cas de disponibilité du spectromètre R.M.N, serait complètement autonome. La génération des différentes séquences d'impulsions étant contrôlée par le système d'acquisition.

Le spectromètre étant encore au stade de la mise au point, le test de la chaîne d'acquisition s'est effectuée à partir d'une simulation du signal R.M.N. Le calcul de T_1 étant lui même remplacé par la détermination de la constante de temps de l'exponentielle décroissante fournie par la simulation.

TABLEAU RECAPITULATIF DES INSTRUCTIONS DU 6502

mode d'adressage mnémorique	IMP	IMM	ACC	ET	PZ	EIX	EIY	PZX	PZY	REL	IND	PRE	POST
ADC		69		6D	65	7D	79	75				61	71
AND		29		2D	25	3D	39	35				21	31
ASL			0A	0E	06	1E		16					
BCC										90			
BCS										B0			
BEQ										F0			
BIT				2C	24								
BMI										30			
BNE										D0			
BPL										10			
BRK	00												
BVC										50			
BVS										70			
CLC	18												
CLD	D8												
CLI	58												
CLV	B8												
CMP		C9		CD	C5	DD	D9	D5				C1	D1
CPX		E0		EC	E4								
CPY		C0		CC	C4								
DEC				CE	C6	DE		D6					
DEX	CA												
DEY	88												
EOR		49		4D	45	5D	59	55				41	51
INC				EE	E6	FE		F6					
INX	E8												
INY	C8												

TABLEAU RECAPITULATIF (SUITE)

Mode d'adressage mnémorique	IMP	IMM	ACC	ET	PZ	EIX	EIY	PZX	PZY	REL	IND	PRE	POST
JMP					4C								6C
JSR					20								
LDA		A9		AD	A5	BD	B9	B5				A1	B1
LDX		A2		AE	A6		BE		B6				
LDY		A0		AC	A4	BC		B4					
LSR			4A	4E	46	5E		56					
NOP	EA												
ORA		09		0D	05	1D	19	15				01	11
PHA	48												
PHP	08												
PLA	68												
PLP	28												
ROL			2A	2E	26	3E		36					
ROR			6A	6E	66	7E		76					
RTI	40												
RTS	60												
SBC		E9		ED	E5	FD	F9	F5				E1	F1
SEC	38												
SED	F8												
SEI	78												
STA					8D	85	9D	99	95			81	91
STX					8E	86			96				
STY					8C	84			94				
TAX	AA												
TAY	A8												
TYA	98												
TSX	BA												
TXA	8A												
TXS	9A												

ANNEXE 2

BIBLIOGRAPHIE / :

- 1°)- Théorie moléculaire de la R.M.N. " MAVEL ".
- 2°) - Techniques de l'Ingenieur. " E430; P2880.
- 3°)- Data book - National Semiconductors.
- 4°) - Lemicroprocesseur 6809 " Claude DARDANE ".
- 5°) - Manuel de la Carte M.E.K.-6802 D5.
- 6°) - Manuel de l'ORIC.
- 7°) - L'assembleur facile du 6502 " François MONTEIL ".
- 8°) - Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physique Tome 1. " J - MAX ".
- 9°) - Les schémas d'électronique.
J. MORNAND - Ed DUNOD.
- 10°) - Revue science & Avenir - AOÛT 81.
- 11°) - La Revue du Praticien.
Imagerie - 21 Janvier 84.
- 12°) - Projets de fin d'Etudes :

- | | |
|-----------------|------------|
| - ZIANI Fodil. | |
| - REMIDI Kamel | Janvier 86 |
| - CHOURI Djamel | |
| - HADDADI Smail | Juin 86. |
| - SAHRAOUI | |
| - RAMDANE | Juin 86. |

.....