

9/91

THESE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Présentée par : MEKAOUI SLIMANE
en Février 1991

pour l'obtention du diplôme de
MAGISTER en Electronique Appliquée
Option : Acquisition et Traitement

**REALISATION D'INTERFACES A/N ET N/A
COMPATIBLES IBM PC POUR LA GENERATION
DES GRADIENTS X.Y.Z DU CHAMP
MAGNETIQUE POUR L'I.R.M.**

soutenue le _____ devant la Commission d'Examen :

Président	A. FARAH	Maitre de Conférence
Rapporteur	B. DERRAS	Maitre Assistant
Examineurs	Y. YVROUD	Professeur
	M. HADDADI	Chargé de Cours
	D. BERKANI	Chargé de Cours
Invité	H. BEGORRE	Maitre de Conférence

A mes parents

A ma fiancée

A ma famille et mes amis

REMERCIEMENTS

Le travail que nous présentons a été effectué au laboratoire de Génie Bio-médical du département d'électronique de l'école nationale polytechnique d'Alger.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements et ma profonde gratitude au Dr. Ramesh Puvvada, professeur à l'école nationale polytechnique pour m'avoir proposé le sujet de cette thèse, m'avoir aidé à l'accomplir par ses recommandations, ses orientations et ses conseils tout au long de ce travail.

Nous exprimons notre vive gratitude au Dr. Ali Chekima, professeur à l'école nationale polytechnique pour son aide, son soutien moral, son amabilité et les efforts qu'il n'a point ménagés pour nous faciliter la tâche. Qu'il trouve ici, l'expression de notre sincère reconnaissance et notre profond respect.

Nous remercions Mr. B. Derras, chargé de cours à l'E.N.P.A. pour sa précieuse collaboration, son affabilité à notre égard et sa disponibilité pendant l'accomplissement de ce travail. Nous tenons de même à le remercier pour avoir accepté d'assurer la co-direction de cette thèse. Nous lui en sommes profondément reconnaissants.

Nos vifs remerciements vont aussi à Mrs H. Begorre et Y. Yvroud respectivement maître de conférence et professeur à l'E.N.S.E.M. (NANCY), pour m'avoir accueilli chaleureusement au sein de leur établissement. Pour avoir su dirigé et assuré le bon déroulement de mon stage. Pour m'avoir recommandé aux responsables des hôpitaux des services de méthodologie R.M.N. et d'applications en I.R.M. Pour nous avoir fait l'honneur de participer au jury de cette thèse.

Nous remercions particulièrement Mr. Karcher, professeur en médecine nucléaire à l'hôpital Brabois (NANCY), pour les conseils pratiques qu'il nous a fournis et l'attention particulière qu'il nous a accordée en me faisant visiter et assister à un examen d'I.R.M. au sein de son service.

Nous tenons aussi à exprimer notre vive reconnaissance à Mrs D. Canet, J. Brondeau et J. Delpuech respectivement professeur à la faculté des sciences de NANCY, pour les fructueuses discussions que nous avons eu et la documentation qu'ils nous ont fournie.

Nous remercions également tous les membres du jury qui nous font l'honneur de juger cette thèse.

Je remercie mes amis et particulièrement Mr. Mohamed Mehenni chargé de cours à l'E.N.P.A. pour leurs encouragements et leur soutien moral.

Je tiens pour finir à remercier mes parents, ma fiancée, ainsi que toute ma famille pour leur indéfectible patience à mon égard et tous les sacrifices qu'ils m'ont consentis.

S. Mékaoui

CHAPITRE 4	ANALYSE SPECTRALE DU SIGNAL R. M. N.	55
4.1	Introduction	55
4.2	La transformée de Fourier rapide (FFT)	55
4.3	Choix de la base FFT	56
4.4	Description du programme	58
4.5	Vérification du programme FFT	60
4.6	Simulation et tests pratiques.	60
4.7	Utilité de l'analyse spectrale du signal FID	65

CHAPITRE 5	REALISATION DU SYSTEME DE GENERATION DES GRADIENTS DE CHAMP B_0	67
5.1	Création d'un champ magnétique uniforme B_0	67
5.2	Gradient du champ magnétique B_0 , Linéaire	68
5.3	Description du système des gradients	71
5.4	Réalisation de l'interface N/A	73
5.4.1	Introduction à la conversion N/A	73
5.4.2	Description générale de l'interface N/A	74
5.4.3	Adaptation du PPI aux besoins de la carte N/A	76
5.4.4	Le convertisseur N/A AD 7545	80
5.4.5	Fonctionnement et programmation de la carte	81
5.5	Réalisation de l'amplificateur de courant.	83
5.6	Conception des bobines de gradients.	85
5.6.1	Induction créée par la bobine de gradient	85
5.6.2	Simulation de la fonction d'induction	87
5.7	Gestion du système en assembleur 8086.	87
5.8	Tests et résultats expérimentaux	89

CONCLUSION

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXE I : PROGRAMMES DE GESTION DE L'ENSEMBLE DU SYSTEME

ANNEXE II : - SPECIFICATIONS DES COMPOSANTS UTILISES

- CIRCUITS IMPRIMES DES INTERFACES

NOTATIONS

R. M. N.	: Résonance magnétique nucléaire
F. I. D.	: Free Induction Decay (Signal de Précession Libre)
I. R. M.	: Imagerie par Résonance Magnétique
F. F. T.	: Fast Fourier Transform (Transformée de Fourier rapide)
S/H	: Sampler & Holder (Echantillonneur-bloqueur)
μ p	: Microprocesseur
μ s	: Microseconde (s)
ms	: Millisecondes (s)
Hz	: Hertz
Mhz	: Mégahertz
$x(k)$: Données temporelles discrètes du signal FID
$X(n)$: Coefficients spectraux du signal FID
β	: Constante de multiplicité inférieure à l'unité
ν	: ν ème étape de l'algorithme FFT
\vec{M}	: Vecteur aimantation élémentaire (Noyau isolé)
\vec{M}	: Vecteur de magnétisation totale (échantillon)
M_z	: Composante de M selon l'axe Oz
M_0	: Amplitude maximale de M_z selon l'axe Oz
N	: Nombre de points d'acquisition
B_0	: Champ magnétique statique
B_x	: Champ magnétique selon l'axe Ox
B_y	: Champ magnétique selon l'axe Oy
B_z	: Champ magnétique selon l'axe Oz
B_1	: Champ magnétique radio-fréquence
T_1	: Temps de relaxation spin-réseau
T_2	: Temps de relaxation spin-spin
γ	: Rapport Gyromagnétique
ω_0	: Pulsation de résonance de Larmor
ψ	: fréquence angulaire
θ	: Angle de basculement ou de projection
f_x	: Fréquence de résonance propre à l'objet x
f_y	: Fréquence de résonance propre à l'objet y
f_0	: Fréquence fondamentale du spectre R. M. N.
S_X	: Source de courant X
S_Y	: Source de courant Y
S_Z	: Source de courant Z
G_x	: Gradient de champ magnétique selon l'axe x
G_y	: Gradient de champ magnétique selon l'axe y
G_z	: Gradient de champ magnétique selon l'axe z
G_d	: Gradient de champ magnétique selon l'axe O_d
α [ou ϕ]	: Angle de la direction O_d dans le repère (Ox, Oy, Oz)
Bobines	: Bobines en configuration Helmutz
B_t	: Induction totale créée par les bobines
R	: Rayon des bobines
a	: Distance séparant les bobines
d	: Distance du point M au centre des bobines
N'	: Nombre de spires des bobines
I	: Courant efficace traversant les bobines
μ_0	: Permittivité magnétique dans le vide ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$)
d'	: épaisseur de l'entre-fer
Gauss	: Unité C. G. S. du champ magnétique
p. p. m.	: Parts per millions (parties par millions)

INTRODUCTION GENERALE

L'imagerie par résonance magnétique nucléaire (I.R.M.) représente un des aspects les plus spectaculaires de ce puissant moyen d'étude de la matière qu'est la résonance magnétique nucléaire (R.M.N.). C'est en 1946 que deux physiciens, Félix BLOCH et Edward PURCELL [17], mirent en évidence les propriétés du magnétisme nucléaire ce qui leur valut l'attribution du prix Nobel de physique en 1952.

La R.M.N. allait devenir en peu d'années un moyen d'étude privilégié des structures moléculaires, donnant lieu à de nombreux travaux de chimie et de biochimie. Les champs magnétiques intenses nécessaires pour ces études étaient créés dans l'entre-fer de puissants électro-aimants à noyaux de fer, ce qui limitait fortement le volume des échantillons analysables.

La possibilité de créer des champs magnétiques dans des bobines supraconductrices de plus grandes dimensions et l'apparition des microcalculateurs réalisant le traitement rapide d'un grand nombre de données permettaient d'étendre le domaine de la R.M.N. aux structures vivantes maintenues en survie hors d'un organisme puis à des petits animaux entiers.

En 1971, Robert DAMADIAN [17], montre que certains paramètres signal R.M.N. tels que les temps de relaxation, sont différents dans les tissus sains et cancéreux. Même si la plupart des résultats ont été controversés depuis, ils eurent l'indiscutable avantage de sensibiliser l'ensemble du corps médical vis-à-vis de cette méthode d'analyse. En 1973 Paul LAUTERBUR réalise la première "image" en résonance magnétique nucléaire. C'était la voie ouverte à toute une suite de perfectionnements technologiques aboutissant aux extraordinaires et surprenants documents largement diffusés dans la presse médicale depuis les dernières années.

La spectrométrie in vivo (S.R.M.) se développa après 1980 grâce aux "antennes de surface" mises au point par B. CHANCE et l'équipe de G.K. RADDA [17] à Oxford ou au "profilage du champ"

développé aussi à Oxford sous le nom de T.M.R. (Topical Magnetic Resonance) et qui reprend le principe de méthode FONAR établie par Robert DAMADIAN, [17]. L'imagerie d'autres noyaux que le proton a ainsi vu le jour.

En 1982, l'équipe de P. LAUTERBUR [17], établissait les premiers essais de produits de contraste paramagnétiques pour l'IRM. On voyait ensuite les progrès de "l'imagerie par déplacement chimique" puis ceux de "l'imagerie de diffusion" établie notamment en France par l'équipe de D. LE BIHAN [17], en collaboration avec la THOMSON-CGR.

Ces progrès rapides et successifs des applications biomédicales ont été conditionnés par les progrès technologiques. L'imagerie par résonance magnétique nucléaire a particulièrement bénéficié de ceux de l'informatique, du développement des aimants et surtout par l'outil très efficace de l'acquisition de l'image que sont les gradients de champ magnétique. C'est dans cette optique, qu'il m'a été confié de réaliser un système capable de générer des gradients du champ magnétique statique, linéaires dans les trois directions de l'espace.

Nous avons partagé notre étude en plusieurs parties.

Au chapitre 1, nous exposons l'essentiel de la théorie R.M.N. Ces notions de physique paraissent arides et pourtant elles sont nécessaires à la compréhension du phénomène de résonance magnétique nucléaire et à la nécessité de générer les gradients de champ B_0 .

Au chapitre 2, nous abordons l'organisation et le fonctionnement d'un système d'imagerie par R.M.N. en décrivant les principales méthodes d'imagerie et la notion d'acquisition de l'image en IRM en mettant en relief la place et l'importance de la génération des gradients.

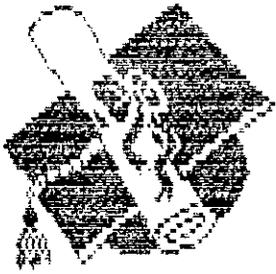
Le chapitre 3, est consacré à l'étude, la conception et la réalisation de l'interface d'acquisition qui permettra de détecter le signal FID résultant de la résonance des protons d'une solution de sulfate de cuivre. Alors que le chapitre 4 est réservé au trai-

tement numérique de ce dernier et en particulier à l'analyse spectrale du signal FID pour en extraire les composantes fréquentielles. L'utilité de cette analyse spectrale vaut aussi par la possibilité plus tard de séparer les différents noyaux constituant l'échantillon par leurs différentes fréquences de résonances (Imagerie par R.M.N.).

Au chapitre 5, nous exposons la conception et la réalisation du système de génération des gradients de champ et les résultats des tests effectués sur le système.

Finalement, nous présentons en annexe :

- les logiciels développés pour la gestion de l'ensemble du système.
- les spécifications techniques des composants utilisés ainsi que les différents circuits imprimés des cartes réalisées.



Chapitre

1



CHAPITRE 1

PRINCIPE DE LA R. M. N.

1.1 Principe général de la R. M. N.

La théorie du champ nous apprend de façon élémentaire que le déplacement d'une charge électrique crée un champ magnétique. Au niveau atomique cela se traduit par le fait que les électrons porteurs de charges négatives créent dans leur mouvement un champ magnétique électronique. De même, au niveau des noyaux les déplacements des particules élémentaires sont responsables de l'apparition d'un champ magnétique nucléaire. Un noyau atomique peut donc être assimilé à un petit aimant caractérisé par son vecteur moment magnétique $\vec{\mu}$.

Comme pour les électrons, les noyaux atomiques sont animés d'un mouvement de rotation sur eux mêmes, appelé spin nucléaire. Cette rotation engendre deux moments colinéaires à savoir :

- i- Un moment cinétique de spin du noyau noté : \vec{I}
- ii- Un moment magnétique de spin du noyau noté : $\vec{\mu}$

A l'échelle macroscopique, pour un échantillon constitué d'un grand nombre de noyaux, on parle de vecteur d'aimantation M , représentant la somme vectorielle des moments magnétiques élémentaires μ par unité de volume. A cette échelle, il est impossible d'opérer des mesures sur un noyau isolé. Les vecteurs précédents sont liés par la relation :

$$\vec{\mu} = \gamma \cdot \vec{I} \quad (1.1)$$

où γ est une constante caractéristique du noyau appelée rapport gyromagnétique [17].

Le principe de la résonance magnétique nucléaire consiste à détecter pour une population de noyaux d'une substance donnée, la variation du vecteur d'aimantation \vec{M} . Pour ce faire, on soumet cette population à un champ magnétique statique homogène \vec{B}_0 . L'ensemble se comporte alors comme un oscillateur de fréquence propre ω_0 . Cet oscillateur est ensuite soumis à une onde électromagnétique qui

absorbe son énergie lorsque la pulsation propre de l'onde ω_{em} est égale à la pulsation propre ω_0 de l'oscillateur. L'onde électromagnétique est en fait un champ radiofréquence \vec{B}_1 tournant autour de \vec{B}_0 fixe, dans un plan perpendiculaire à ce dernier. Un noyau de l'échantillon est donc soumis à l'action simultanée des champs \vec{B}_0 et \vec{B}_1 . Après arrêt du champ tournant \vec{B}_1 qui a perturbé le système de spins et déplacé le moment magnétique macroscopique \vec{M} (Fig. 1), les noyaux excités tendent à retrouver la distribution d'équilibre initiale. Ce retour à l'équilibre thermique n'est pas instantané mais progressif. Aussi, appelle-t-on cette évolution "phénomène de relaxation". L'énergie absorbée par le système magnétique est donc restituée par relaxation ce qui rend le phénomène observable.

La Fig. 1 ci-dessous schématise le principe général de la R.M.N. en mécanique classique.

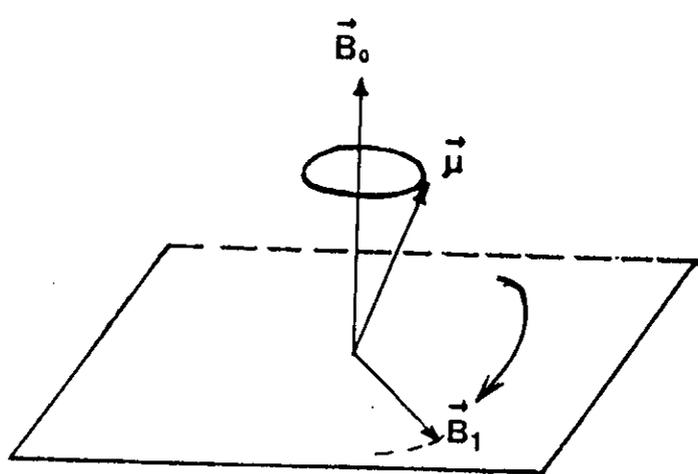


Fig. 1 Principe de la RMN en mécanique classique.

Les noyaux possédant un spin différent de zéro (0), ont dans le champ \vec{B}_0 un moment magnétique dont les orientations sont quantifiées et particulièrement ceux dont le spin vaut $1/2$ qui donnent une résonance très nette. Parmi ceux là, les plus étudiés sont le proton hydrogène 1H , le carbone ^{13}C , le fluor ^{19}F , le phosphore ^{31}P . Les moments magnétiques élémentaires de spin des noyaux sont trop faibles pour être mesurés directement. C'est pourquoi, en résonance magnétique nucléaire, on s'intéresse à l'étude des variations du vec-

teur d'aimantation \vec{M} à l'échelle macroscopique [17], [21].
 C'est aussi la raison pour laquelle on aborde le principe R.M.N. bien souvent par deux approches, l'une dite quantique et l'autre classique. En fait, ces deux "modélisations" du phénomène R.M.N. ne sont pas antagonistes mais dans une large mesure complémentaires.

L'approche quantique comme nous le verrons plus loin (cf 1.3) permet de mieux saisir le phénomène au niveau de l'atome alors que celle dite classique permet d'établir des équations plus simples à résoudre à l'échelle macroscopique (cf 1.2, 1.4).

1.2 Le modèle classique

a) Action d'un champ \vec{B}_0 sur un noyau

Comme cité précédemment, les moments magnétique ($\vec{\mu}$) et cinétique (\vec{I}) du noyau sont colinéaires. Si ce noyau est plongé dans un champ magnétique homogène \vec{B}_0 , il sera alors soumis à un couple $\vec{\Gamma}$ tel que :

$$\vec{\Gamma} = \vec{\mu} \wedge \vec{B}_0 \quad (1.2)$$

L'équation horaire du mouvement du noyau est établie en écrivant que la variation de son moment cinétique est égale au couple appliqué :

$$\frac{d \vec{I}}{d t} = \vec{\Gamma} \quad (1.3)$$

En multipliant les deux membres de l'équation (1.3) par γ , il vient :

$$\frac{d \vec{\mu}}{d t} = \gamma \vec{\mu} \wedge \vec{B}_0 \quad (1.4)$$

Cette dernière relation montre que la dérivée du vecteur moment magnétique $\vec{\mu}$ est perpendiculaire au champ \vec{B}_0 , ceci signifie que le vecteur $\vec{\mu}$ se déplace perpendiculairement à la force qui s'exerce sur lui (Fig. 2). D'autre part l'équation (1.4) peut être mise sous la forme :

$$\frac{d \vec{\mu}}{d t} = \vec{\omega}_0 \wedge \vec{\mu} \quad ; \text{ avec } \omega_0 = - \gamma B_0 \quad (1.5)$$

Le rapport gyromagnétique γ étant négatif, le vecteur $\vec{\mu}$ a un mouvement de rotation caractérisé par un vecteur rotation $\vec{\omega}_0$ parallèle et de même sens que \vec{B}_0 . L'extrémité du vecteur $\vec{\mu}$ décrit un cercle d'axe \vec{B}_0 à vitesse constante ω_0 .

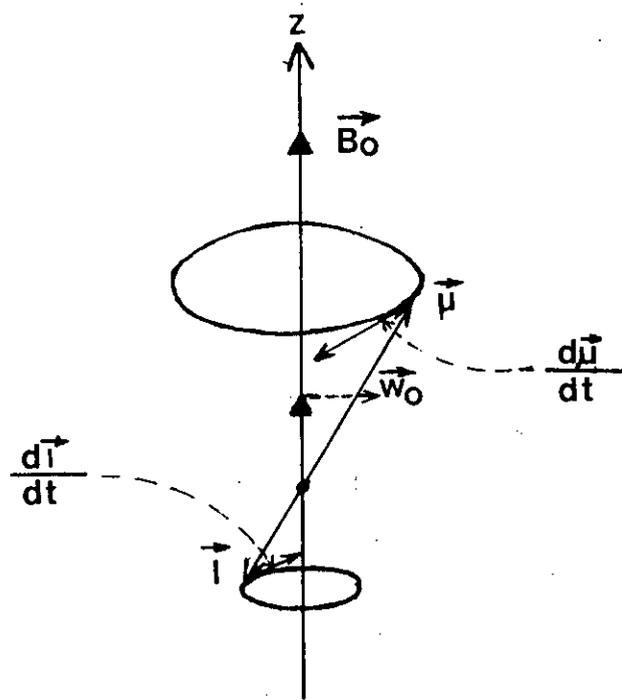


Fig. 2 Mouvement du moment magnétique élémentaire $\vec{\mu}$ dans \vec{B}_0 fixe.

Ce mouvement est appelé mouvement de précession de Larmor à vitesse ω_0 (ou à la fréquence de résonance f_0). Pour une population de N noyaux, plongés dans un champ magnétique homogène \vec{B}_0 les différentes positions de l'extrémité du vecteur $\vec{\mu}$ n'ont que deux orientations possibles réparties sur deux cônes symétriques (Fig. 3).

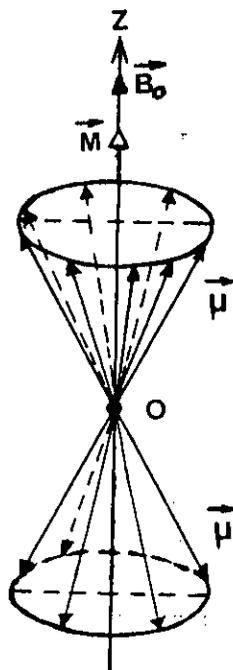


Fig. 3 Composantes du vecteur \vec{M} pour un échantillon de N atomes

b) Effet d'un champ \vec{B}_0 sur un échantillon de N atomes

A l'échelle macroscopique tout se passe comme si les N noyaux constituant l'échantillon avaient pour seul vecteur moment magnétique le vecteur \vec{M} représentant la somme vectorielle des moments magnétiques élémentaires (Fig. 3). Les extrémités des vecteurs moments magnétiques ayant deux orientations possibles, les N noyaux se répartissent en deux populations N_1 et N_2 . Les N_1 noyaux sont situés sur le cône parallèle à \vec{B}_0 alors que la deuxième population (N_2) est située sur le cône de sens opposé conformément à la distribution de Boltzmann, (cf 1.3).

La composante selon l'axe Oz du moment \vec{M} est donnée par :

$$M_z = (N_1 - N_2) \cdot \mu_z \quad (1.6)$$

Toutes les valeurs de M_z sont possibles entre $+N\mu_z$ et $-N\mu_z$. Le vecteur M a pour direction à l'équilibre, celle de B_0 . Si l'on écarte \vec{M} de sa position d'équilibre, il précessionnera à la vitesse angulaire $\vec{\omega} = -\gamma \cdot \vec{B}_0$ en décrivant un cône d'axe \vec{B}_0 , [21].

c) Action d'un champ tournant \vec{B}_1 sur un échantillon

L'échantillon de matière plongé dans un champ homogène \vec{B}_0 est soumis à un champ \vec{B}_1 tournant autour de \vec{B}_0 à la vitesse angulaire ω . Si $\vec{\sigma}$ est la résultante des moments cinétiques \vec{I} des N noyaux, le théorème du moment cinétique s'écrit en tenant compte des champs \vec{B}_0 et \vec{B}_1 :

$$\frac{d\vec{\sigma}}{dt} = \vec{M} \wedge (\vec{B}_0 + \vec{B}_1) \quad (1.7)$$

Soit en tenant compte de $\vec{M} = \gamma \vec{\sigma}$

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \vec{M} \wedge \gamma (\vec{B}_0 + \vec{B}_1) \quad (1.8)$$

La solution de l'équation (1.8) est complexe. C'est pourquoi, pour la simplifier on préfère décrire le phénomène par un schéma (voir Fig. 4) qui ferait apparaître le mouvement du vecteur \vec{M} par rapport à un repère fixe (trièdre Oxyz), appelé repère du

laboratoire et un repère où le champ \vec{B}_1 serait fixe (trièdre $Ox'y'z$ ayant le même axe Oz que celui du laboratoire mais dont l'axe Ox' coïncide avec la direction et le sens du champ B_1). En fait, par rapport au repère du laboratoire le trièdre $Ox'y'z$ tourne à la vitesse angulaire ω du champ \vec{B}_1 , (Fig.4). On peut donc appliquer à la dérivée du moment magnétique \vec{M} , la formule de composition des vitesses de la théorie des mouvements relatifs [17],[21],[22]. Ainsi, il vient :

$$\left[\frac{d \vec{M}}{d t} \right]_{Oxyz} = \left[\frac{d \vec{M}}{d t} \right]_{Ox'y'z} + \left[\frac{d \vec{M}}{d t} \right]_{\text{entraînement}} \quad (1.9)$$

Ou bien encore, tenant compte des relations 1.7 et 1.8 :

$$\vec{M} \wedge \gamma (\vec{B}_0 + \vec{B}_1) = \left[\frac{d \vec{M}}{d t} \right]_{Ox'y'z} + \vec{\omega} \wedge \vec{M} \quad (1.10)$$

et par suite :

$$\left[\frac{d \vec{M}}{d t} \right]_{Ox'y'z} = \left[\vec{\omega}_1 + \vec{\omega}_0 - \vec{\omega} \right] \wedge \vec{M} \quad (1.11)$$

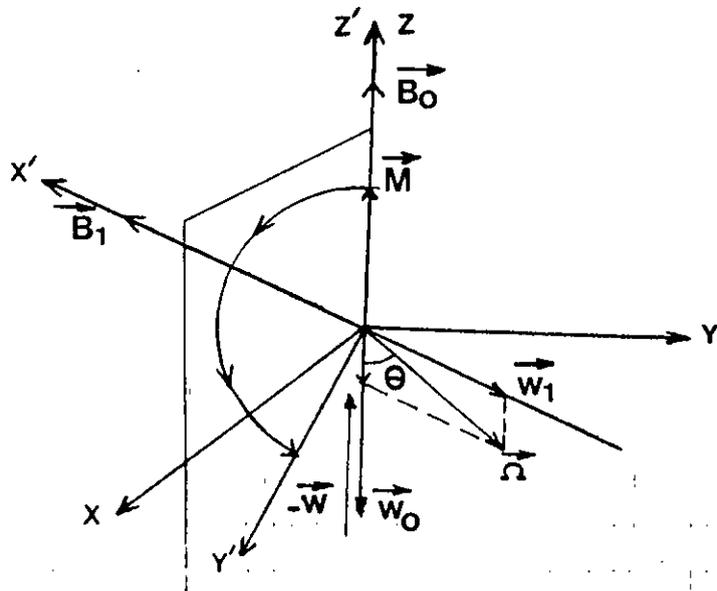


Fig. 4 Action de \vec{B}_0 et de \vec{B}_1 sur le vecteur moment magnétique \vec{M}

En faisant l'analogie avec le vecteur de précession de Larmor, on en déduit que :

$$\vec{\omega}_1 = -\gamma \cdot \vec{B}_1 \quad (1.12)$$

Par ailleurs, en posant $\delta\omega = \omega - \omega_0$, l'écart entre la vitesse de rotation du champ \vec{B}_1 et la vitesse de précession du moment magnétique \vec{M} dans le champ \vec{B}_0 . Dans le trièdre tournant, $\vec{\omega}_1$ apparaît comme fixe et le moment magnétique \vec{M} effectue un mouvement de rotation dont le vecteur de rotation est $\vec{\omega}_1 - \delta\vec{\omega}$. Le module de ce vecteur et l'angle θ qu'il fait avec l'axe Oz sont donnés par :

$$- \left| \vec{\omega}_1 - \delta\vec{\omega} \right| = \sqrt{\omega_1^2 + \delta\omega^2} \quad (1.13a)$$

$$- \text{tg } \theta = - \frac{\omega_1}{\delta\omega} \quad (1.13b)$$

Les relations (1.13) montre que θ varie suivant les différentes valeurs de $|\delta\omega|$, θ varie donc en fonction des valeurs relatives de $|\omega - \omega_0|$, ce qui signifie que :

- Si ω et ω_0 sont très différentes, $|\delta\omega| \gg \omega_1$ et $\text{tg } \theta \neq 0$, dans ce cas l'axe de rotation est pratiquement confondu avec Oz et l'orientation de \vec{M} par rapport à \vec{B}_0 (fixe) ne change pas. Le champ \vec{B}_1 n'a alors aucun effet sur le moment magnétique \vec{M} [17],[21].

- Si par contre ω et ω_0 sont très proches l'une de l'autre ce qui signifie que $|\delta\omega| \ll \omega_1$, l'axe de rotation du moment \vec{M} fait un angle θ avec Oz et son orientation par rapport au champ \vec{B}_0 subit une variation alternative de pulsation :

$$\Omega = \sqrt{\omega_1^2 + \delta\omega^2} \quad (1.14)$$

et dans ce cas M_z s'écrit : $M_z = A \cdot \cos(\Omega t) + B$ (1.15)

où : A et B sont des constantes.

Lorsque le champ \vec{B}_1 est appliqué pendant une demi-période ($T/2 = \pi/\omega_1$), le vecteur moment magnétique effectue un demi tour autour de \vec{B}_1 et M_z change de signe.

En définitive, le champ \vec{B}_1 n'a d'action efficace sur le moment \vec{M} que si la vitesse de rotation de \vec{B}_1 est très voisine de la pulsation de Larmor ($\omega_0 = \gamma \cdot B_0$). Dans le cas où $\omega = \omega_0$, le champ \vec{B}_1 peut modifier l'orientation du vecteur \vec{M} . On dit qu'il y a résonance.

1.3 Le modèle quantique

a) Action d'un champ homogène \vec{B}_0 sur un noyau

Comme pour le modèle classique un noyau de spin $1/2$ plongé dans un champ uniforme \vec{B}_0 (voire homogène) a un moment magnétique $\vec{\mu}$ qui peut prendre deux (2) orientations différentes, soit parallèle à \vec{B}_0 soit antiparallèle à \vec{B}_0 , [17], [20]. Au niveau atomique, il correspond à chacune de ces deux directions un niveau énergétique qui est défini par le produit :

$$\vec{E} = - \vec{\mu} \cdot \vec{B}_0 \quad (1.16)$$

Ce produit se décompose en deux sous-produits qui correspondent aux deux différents niveaux d'énergie, soit :

$$E = - \vec{\mu} \cdot \vec{B}_0 \quad \left[\begin{array}{l} E_1 = - \mu_z \cdot B_0 \quad (\text{parallèle}) \quad (1.17a) \\ E_2 = + \mu_z \cdot B_0 \quad (\text{antiparallèle}) \quad (1.17b) \end{array} \right.$$

Soit encore :

$$\left[\begin{array}{l} E_1 = - 1/2 \cdot \gamma \hbar B_0 \quad (1.18a) \\ E_2 = + 1/2 \cdot \gamma \hbar B_0 \quad (1.18b) \end{array} \right.$$

où : $\hbar = \frac{h}{2\pi}$ h étant la constante de Planck.

L'écart d'énergie entre les deux niveaux est proportionnel à B_0 (Fig.5). Cet écart en énergie défini par $\Delta E = \gamma \hbar B_0$ peut être fourni au système de spins par des ondes électromagnétiques de pulsation ω , ce qui aura pour effet d'induire des transitions d'un niveau à un autre, [17].

b) Action d'un champ \vec{B}_0 sur un échantillon de N atomes

Pour un échantillon de N atomes, la répartition de la population se fait conformément à la distribution de Boltzmann qui spécifie que la densité n_i de spins présents sur le niveau i est proportionnelle à :

$$e^{-E_i/kT} \quad (1.19)$$

Alors que le rapport des deux populations occupant les deux niveaux d'énergie, est donné par la relation suivante :

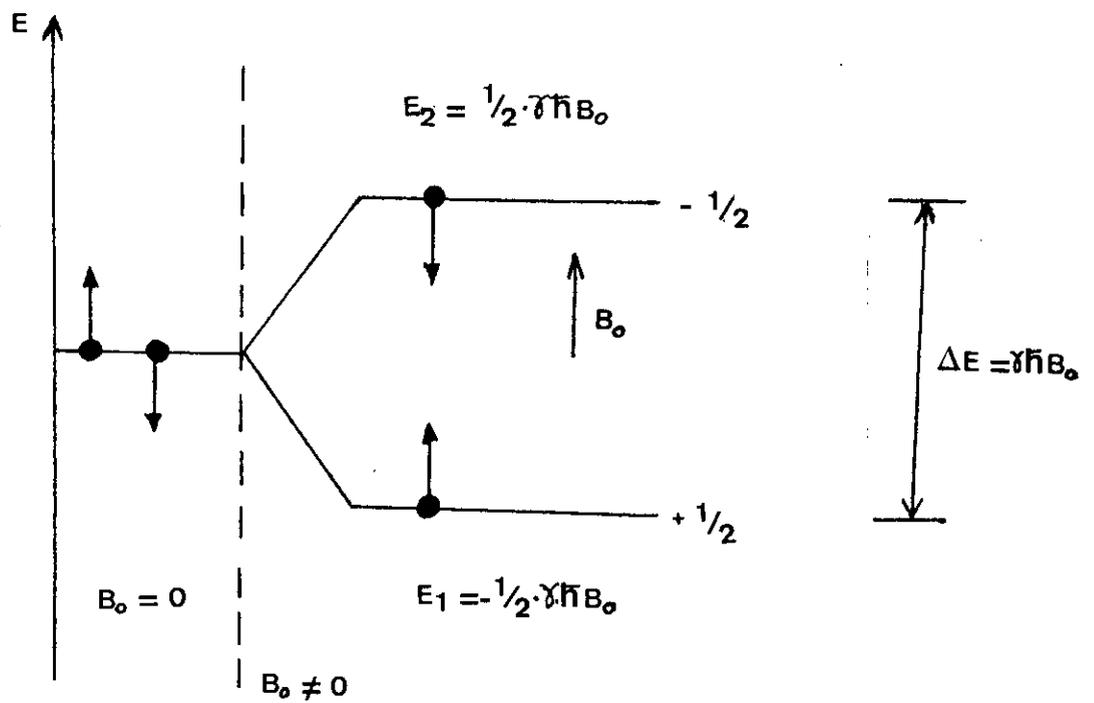


Fig. 5 R.M.N. en mécanique quantique

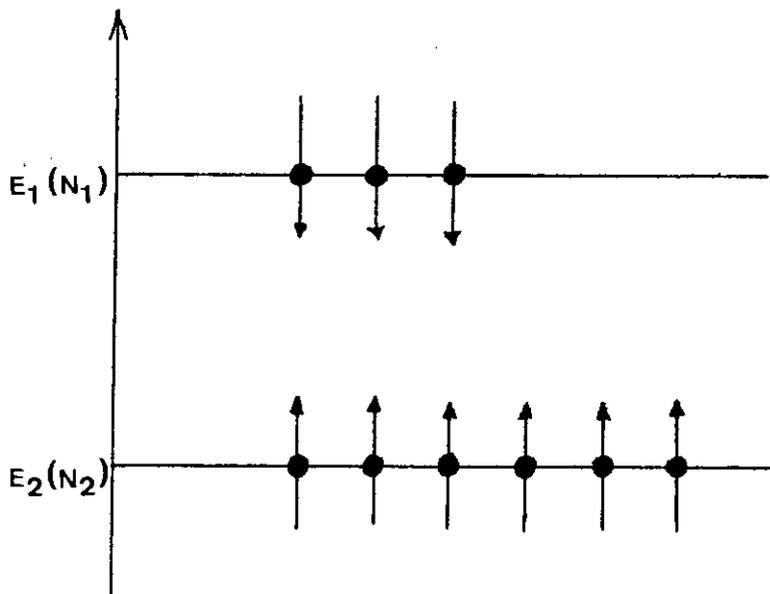


Fig. 6 Répartition entre spins parallèles et antiparallèles

$$\frac{N_1}{N_2} = e^{- (E_1 - E_2) / kT} = e^{- \Delta E / kT} \quad (1.20)$$

La Fig. 6 illustre une telle répartition, d'après Boltzmann il y a donc plus de spins sur le niveau d'énergie le plus faible et il en résulte un moment magnétique global \vec{M} dont la projection M_z sur Oz est orienté selon \vec{B}_0 et égale à :

$$M_z = (N_1 - N_2) \cdot \mu_z = (N_1 - N_2) \gamma h / 2 \cdot \pi \quad (1.21)$$

c) Effet d'un champ \vec{B}_1 radiofréquence

Nous avons vu (cf. 1.2) que \vec{B}_1 tournait dans un plan perpendiculaire au champ \vec{B}_0 avec une pulsation $\omega = 2\pi f$. Les photons dont l'énergie $h \cdot f_0$ est exactement égale à l'écart ΔE entre les deux niveaux d'énergie des moments magnétiques sont capables d'induire des transitions du niveau énergétique inférieur au niveau supérieur (Fig. 6), dans ces conditions :

$$h \cdot f_0 = \gamma \hbar B_0 \quad \text{soit} \quad f_0 = \frac{\gamma B_0}{2 \pi} \quad (1.22)$$

$$\text{et par suite :} \quad \omega = \gamma B_0 \quad (1.23)$$

Les populations N_1 et N_2 des noyaux dans les états d'énergie E_1 et E_2 se trouvent alors modifiées et l'expression de la composante longitudinale du vecteur \vec{M} devient égale à :

$$M_z = (N_1 - N_2) \cdot \mu_z \quad (1.24)$$

- Si $N_1 = N_2$, alors $M_z = 0$; on dit qu'il y a saturation.
- Si on inverse les populations, M_z est négatif et opposé à \vec{B}_0 .

1.4 Le phénomène de relaxation

a) Introduction

Tel que nous l'avons précédemment décrit (cf 1.2), le phénomène de relaxation caractérise le retour des noyaux à la distribution d'équilibre de Boltzmann, après arrêt du champ tournant \vec{B}_1 . Bloembergen, Purcell, et Pound ont les premiers donné une interprétation théorique des résultats expérimentaux obtenus sur la

relaxation de l'eau pure [17]. Ce retour à l'équilibre thermique est dû à un très grand nombre d'interactions soit entre les noyaux excités eux mêmes , soit entre les noyaux excités et le reste de la matière. Ces interactions sont régies par les lois du hasard et leur évolution temporelle peut être décrite par une loi exponentielle qui caractérise souvent les phénomènes aléatoires [21],[25].

Deux temps caractérisant le phénomène de relaxation ont été alors définis :

- le temps de relaxation T1 ou temps de relaxation spin-réseau, ainsi nommé, car il correspond au retour à l'état initial par transfert d'énergie entre le système de spins et le milieu environnant, dit réseau. Il caractérise en particulier le retour de la composante longitudinale Mz à sa position d'équilibre Mzo, selon une loi exponentielle de constante de temps T1 (voir Fig. 7b), et définie par l'équation différentielle suivante [17]-[25] :

$$\frac{d M_z}{d t} = - \frac{M_z - M_{z0}}{T_1} \quad (1.25)$$

- le temps de relaxation T2, appelé temps de relaxation spin-spin, il caractérise l'interaction entre les divers spins de l'échantillon et traduit la perte de cohérence de phase de ces derniers , après arrêt du champ \vec{B}_1 . Dans le trièdre tournant Ox'y'z de la figure 4, il représente le temps que mettent les composantes Mx et My du vecteur moment \vec{M} , pour retrouver leurs valeurs initiales d'équilibre. Ces composantes décroissent suivant une loi exponentielle de constante de temps T2 donnant lieu au signal FID qui est défini par le système différentiel suivant ,(Fig 7c) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d M_x}{d t} = - \frac{M_x}{T_2} \\ \frac{d M_y}{d t} = - \frac{M_y}{T_2} \end{array} \right. \quad (1.26)$$

b) Les équations de Bloch

Nous avons vu au paragraphe 1.2 que l'équation vectorielle caractérisant l'évolution du moment \vec{M} sous l'action combinée de \vec{B}_0 et

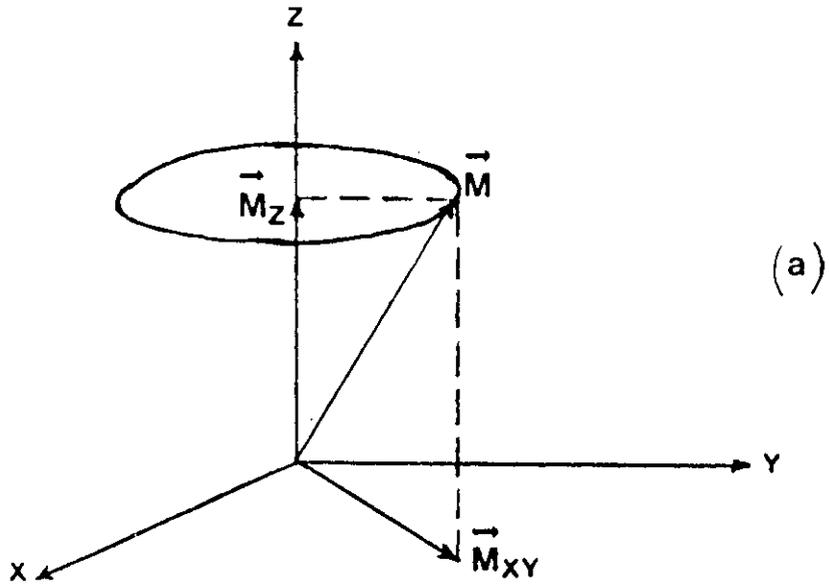


Fig. 7a Composantes du vecteur M dans $\mathcal{R}(Oxyz)$

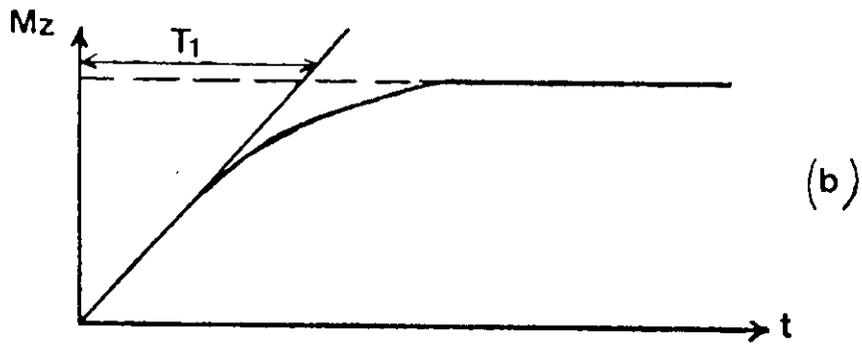


Fig. 7b Evolution de la composante M_z et temps de relaxation T_1 .

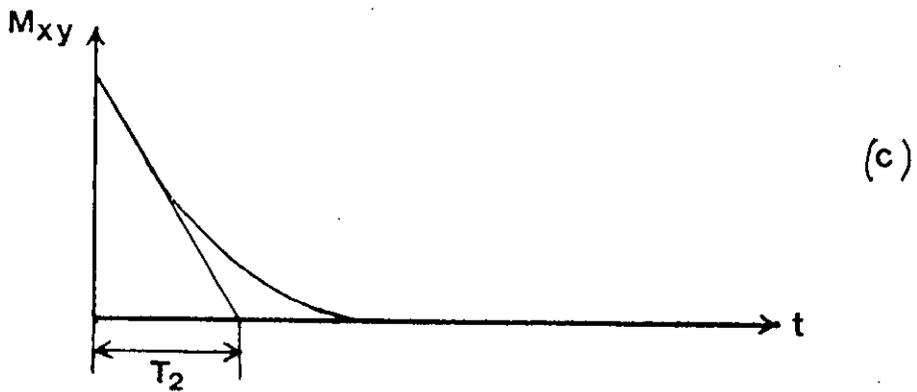


Fig. 7c Allure du signal FID et temps de relaxation T_2

\vec{B}_1 , successivement dans le repère du laboratoire et dans le trièdre $Ox'y'z$ tournant était donnée par les relations :

$$\text{dans } \mathcal{R}(Oxyz), \quad \frac{d \vec{M}}{d t} = (\vec{\omega}_0 + \vec{\omega}_1) \vec{M} \quad (1.27a)$$

$$\text{dans } \mathcal{R}(Ox'y'z), \quad \frac{d \vec{M}}{d t} = (\vec{\omega}_1 - \vec{\delta\omega}) \vec{M} \quad (1.27b)$$

Soit en projetant sur les trois axes du trièdre, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d M_x}{d t} = \delta\omega \cdot M_y \\ \frac{d M_y}{d t} = -\delta\omega \cdot M_x - \omega_1 \cdot M_z \\ \frac{d M_z}{d t} = -\omega_1 \cdot M_y \end{array} \right. \quad (1.28)$$

L'effet des phénomènes de relaxation tend à ramener \vec{M} à sa position d'équilibre initiale de telle sorte que la vitesse de variation de l'aimantation \vec{M} est égale à la somme des vitesses dues à l'action des champs \vec{B}_0 et \vec{B}_1 et à celles dues à l'action des phénomènes de relaxations ce qui s'écrit selon les trois axes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d M_x}{d t} = -\frac{M_x}{T_2} + \delta\omega \cdot M_y \\ \frac{d M_y}{d t} = -\delta\omega \cdot M_x - \frac{M_y}{T_2} - \omega_1 \cdot M_z \\ \frac{d M_z}{d t} = \omega_1 \cdot M_y - \frac{M_z - M_{z0}}{T_1} \end{array} \right. \quad (1.29)$$

Soit en posant P et Q , les composantes du vecteur M sur les axes les axes Ox' et Oy' du trièdre tournant (Fig.4) [17],[21] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d P}{d t} = -\frac{P}{T_2} + \delta\omega \cdot Q \\ \frac{d Q}{d t} = -\delta\omega \cdot P - \frac{Q}{T_2} - \omega_1 \cdot M_z \\ \frac{d M_z}{d t} = -\omega_1 \cdot Q - \frac{M_z - M_{z0}}{T_1} \end{array} \right. \quad (1.30)$$

Le système précédent qui permet de mettre en équations le phénomène de relaxation R.M.N. est connu sous le nom d'équations de Bloch. La solution générale de ce système différentiel est complexe, elle est la somme de deux fonctions correspondant à :

- Une solution transitoire, amortie par des exponentielles de constantes de temps T1 et T2 dépendant des conditions d'application de \vec{B}_1 .

- Une solution permanente ou stationnaire, lorsque \vec{B}_1 est appliqué de manière continue ce qui, dans le repère tournant se réduit à une solution constante obtenue en écrivant que les dérivées par rapport au temps de P, Q, et Mz sont nulles [17].



Chapitre

2



CHAPITRE 2

TECHNIQUES D'IMAGERIE PAR R. M. N.

2.1 Spectromètres R. M. N. et Imageurs en I. R. M.

a) Spectromètres R. M. N.

Les spectromètres utilisés en spectroscopie R. M. N. sont en général constitués de :

- un électroaimant
- un système émetteur-récepteur radiofréquence
- une bobine d'excitation
- une carte de conversion analogique-digitale
- un ordinateur pour la commande du système et le traitement de données, ou un oscilloscope.

Ces types de spectromètres sont aujourd'hui classiques, ils constituent le matériel de base d'un laboratoire de spectroscopie R. M. N. in vitro et concernent depuis de nombreuses années les expériences et les études physico-chimiques intéressant de petits échantillons homogènes [17],[18]. La figure 8 schématise un tel type d'appareillage.

1) L'électroaimant

L'électroaimant est destiné à produire le champ \vec{B}_0 qui doit être homogène dans tout l'échantillon et stable pendant toute la durée de l'enregistrement du signal F. I. D. détecté. Il est en général de nature résistive. Pour les spectromètres classiques, ceci constitue un handicap majeur pour plusieurs raisons. La première est l'impossibilité de produire des champs supérieurs à 2.5 -3 Tesla, vu l'importante dissipation de chaleur par effet joule qui serait alors produite. La deuxième raison est l'encombrement, par exemple l'électroaimant dont nous disposons au laboratoire pèse près d'une tonne et produit un champ \vec{B}_0 d'intensité 0.02 Tesla (2000 Gauss). La troisième raison étant l'homogénéité qui doit être de 0.01 p.p.m.

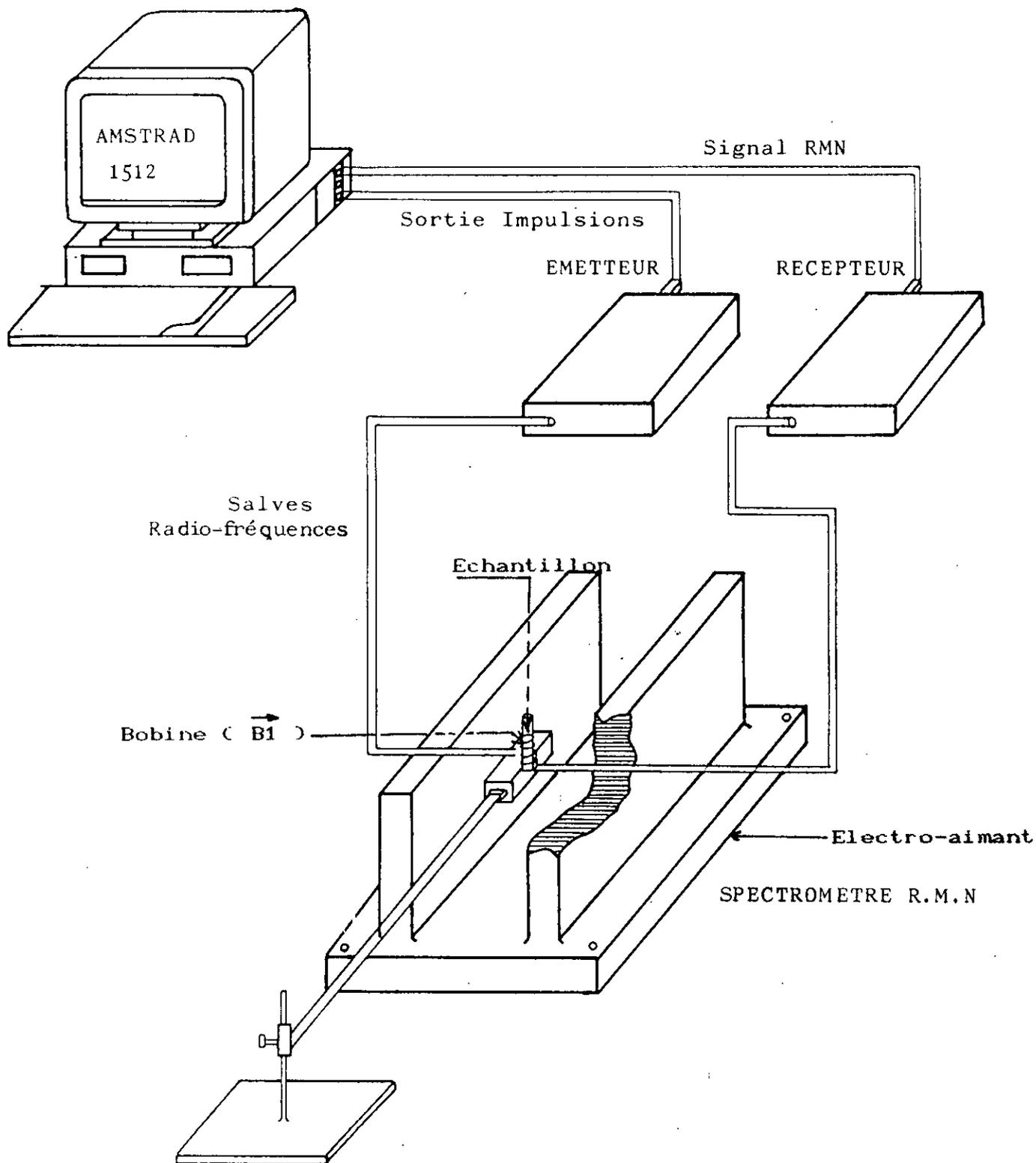


Fig. 8 Organisation générale d'un spectromètre R. M. N.

pour produire une dispersion spectrale importante et maintenir un rapport signal/bruit suffisant dans un temps donné.

Pour les applications biomédicales in vivo, le type d'aimant précédent est désuet, en particulier pour les expériences à corps entier. On lui préfère les aimants supra-conducteurs ayant une stabilité supérieure à 0.01 p.p.m./heure et des dimensions suffisantes pour permettre l'introduction de l'échantillon vivant dans le champ magnétique. Des aimants supra-conducteurs à axe horizontal refroidis à l'hélium et l'azote liquides ont été développés pour des applications spectrométriques in vivo sur l'homme, [17],[18], [27].

ii) Le système émetteur-récepteur

L'émetteur crée par l'intermédiaire d'un oscillateur radio-fréquence l'excitation sinusoïdale qui va perturber l'orientation du moment magnétique du système de spins à étudier. Alors que le récepteur amplifie et démodule le signal R.M.N. détecté.

iii) La bobine d'excitation

Elle reçoit les salves du signal sinusoïdal issu de l'émetteur pour créer le champ tournant \vec{B}_1 perpendiculaire à \vec{B}_0 d'une part, et sert de premier récepteur du signal F.I.D. après arrêt du champ B_1 , d'autre part.

iv) La carte de conversion analogique-digitale

Par le biais de son circuit d'interface programmable, elle constitue d'une part le lien entre la commande (Ordinateur) et le système permettant ainsi la génération des impulsions de commande, puis d'autre part grâce à son convertisseur A/N l'acquisition et le traitement des données.

v) L'ordinateur

Il a pour rôle de générer les séquences d'impulsions qui pilotent l'oscillateur radio-fréquence (RF) et de traiter le signal F.I.D. détecté et acquis.

b) Imageurs en I.R.M.

Un système d'imagerie par Résonance magnétique comprend outre l'appareillage du spectromètre décrit précédemment :

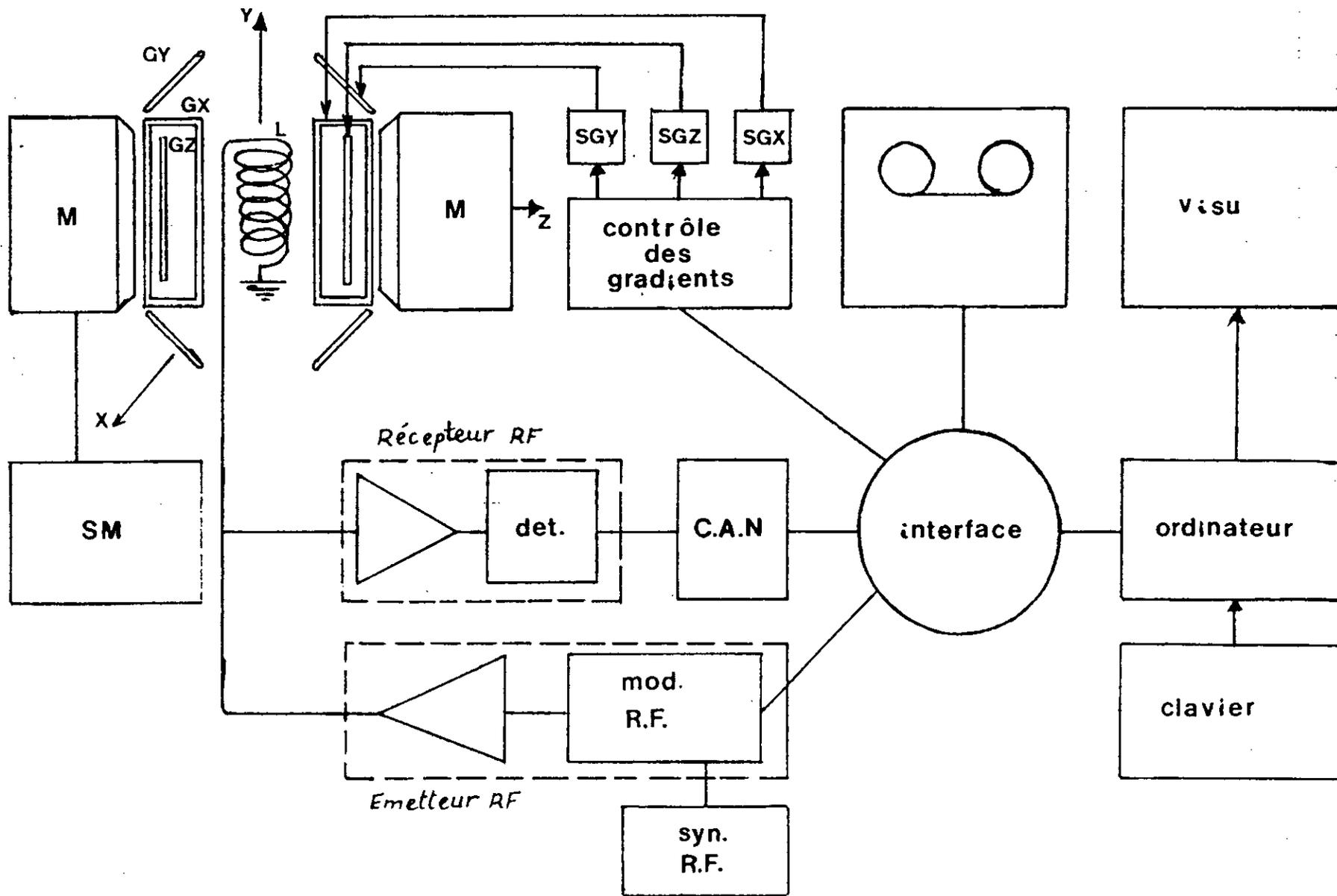


Fig. 9 Organisation générale d'un système I.R.M.

- un système de trois bobines X,Y,Z pour créer les gradients de champ dans les trois directions de l'espace.
- un système de trois sources de courants SGx , SGy et SGz (Fig. 9), avec leur bloc de contrôle.
- un ordinateur performant et de grande diffusion pour assurer l'acquisition, le traitement et la synthèse de l'image.
- un système de visualisation d'images.

La figure 9 montre l'organisation générale d'un système d'imagerie par résonance magnétique [37].

Il nous paraît important de signaler ici, que la nature des aimants utilisés dans les systèmes d'imagerie corps entier est rarement résistive, en particulier pour les systèmes utilisés dans les hopitaux où les aimants sont à supra-conducteurs. D'autre part, les bobines d'excitation (solénoïdes classiques) sont remplacées par des bobines plus sophistiquées appelées communément antennes pour leur double fonction . Deux types d'entre elles, sont fréquemment utilisées :

- les antennes de surface , positionnées sur la surface proche de la zone à visualiser permettent l'image de petits organes superficiels
- les antennes en selle positionnées de façon à être le plus proche de l'organe à analyser

La Fig. 10 ci-dessous donne la géométrie de ces antennes et l'orientation des champs \vec{B}_0 et \vec{B}_1 dans ces types d'antennes

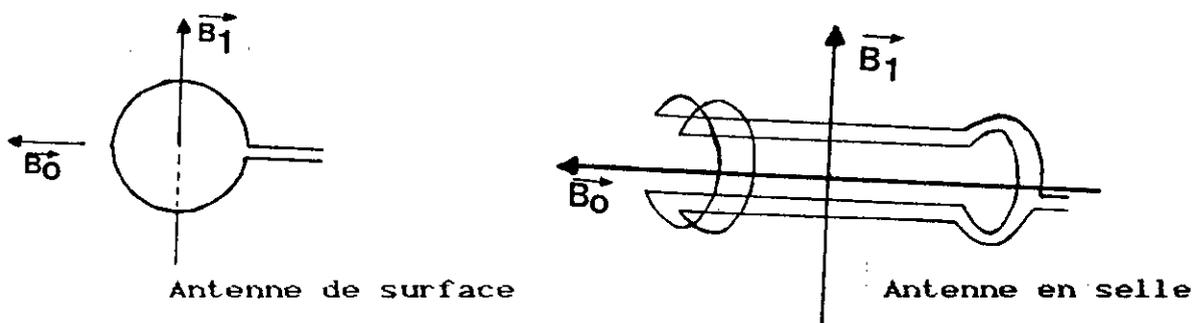


Fig. 10 Types d'antennes utilisées en I.R.M.

2.2 Codage spatial du signal R.M.N.

a) Codage par la fréquence

Le principe de l'imagerie par résonance magnétique nucléaire repose sur la dispersion de l'objet par un champ magnétique dont l'intensité est fonction des coordonnées spatiales. A chaque point de l'objet, est assignée une raie spectrale dont l'amplitude conditionne sa brillance et la fréquence, sa position [17],[18],[27].

Les techniques actuelles d'imagerie, emploient des gradients de champ linéaires pour l'observation d'un système de spins donné. Les différentes zones de l'espace occupées par l'échantillon sont localisées par simple modification de la fréquence de résonance d'un élément de cet échantillon par rapport à un autre.

La pulsation de résonance est celle de Larmor (cf. Chap.1). Les gradients de champ magnétique ont pour rôle de modifier le champ \vec{B}_0 , le transformant ainsi en un champ non-homogène. La pulsation de résonance ω_0 est par conséquent rendue variable, puisqu'elle dépend de \vec{B}_0 .

Considérons maintenant deux objets X et Y résonnant à la même fréquence f_0 dans un même champ \vec{B}_0 homogène. Le signal R.M.N. recueilli, donnera après transformation de Fourier un spectre en fréquences contenant une seule raie, dont la surface est proportionnelle au nombre total de noyaux résonnant dans les deux objets (Fig. 11a).

Si par contre, ces deux objets sont soumis à un champ hétérogène correspondant à un gradient $\vec{\Delta B}$ dans la direction Oz, l'objet X est alors soumis à un champ \vec{B}_x et l'objet Y au champ \vec{B}_y . Leurs fréquences de résonance f_x et f_y sont donc différentes et la transformation de Fourier du signal émis donnera deux raies séparées par une distance Δf . Cette distance est proportionnelle à celle séparant les deux objets [17], (Fig. 11b).

Dans le cas où les gradients de champ appliqués sont linéaires, la variation de la fréquence de résonance sera linéaire et fonction

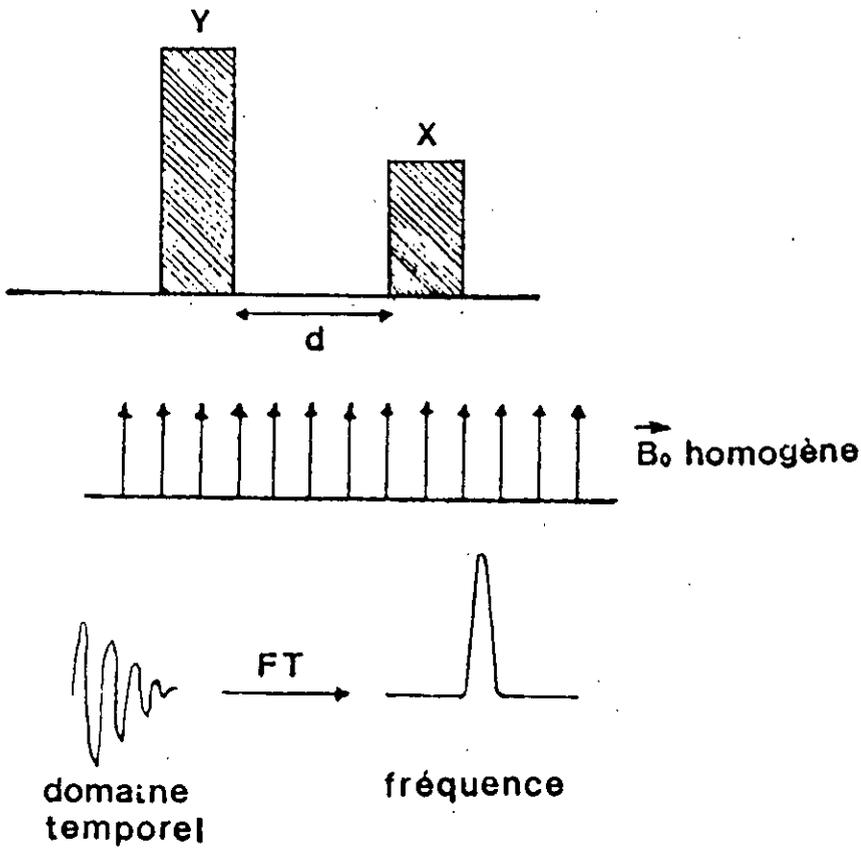


Fig.11a Codage spatial du signal RMN en champ homogène

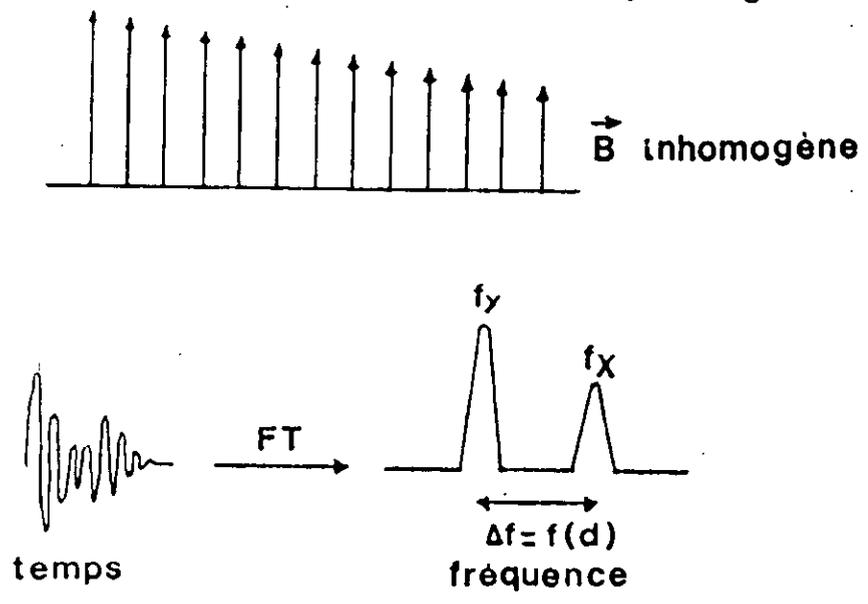


Fig.11b Codage spatial du signal RMN en présence d'un gradient de champ

de la position des atomes sur les axes des gradients. Dans ce cas, il est possible d'obtenir l'image d'un objet hétérogène. Il suffit pour cela, de le décomposer en éléments de volume soumis à des champs magnétiques différents qui permettent de le repérer dans l'espace.

b) Codage par la phase

Nous avons vu (cf Chap1, § 1.4 et 1.5) qu'une irrégularité ou une inhomogénéité du champ \vec{B}_0 augmente la vitesse de déphasage des moments magnétiques élémentaires. Ceci car leur fréquence de précession f_0 dépend directement de \vec{B}_0 . Le déphasage des spins va donc dépendre de l'intensité et la durée d'application d'un gradient de champ magnétique \vec{B}_0 [17], [37].

Le principe du codage par la phase du signal R.M.N. consiste à appliquer un gradient d'intensité et de durée variables dans le temps et de relever chaque fois l'allure du signal F.I.D. résultant, après arrêt du gradient. Le signal recueilli va décroître exponentiellement dans le temps et sa transformation de Fourier donnera une raie proportionnelle à l'intensité du signal à l'arrêt du gradient.

La Fig.12 ci-après donne une image claire du procédé. Il est possible ici, d'obtenir l'image d'un objet à deux dimensions puisque, pendant l'acquisition du signal, le gradient de phase est stoppé. Si l'on appelle \vec{B}_{0y} le gradient de codage par la phase et \vec{B}_{0x} le gradient de codage par la fréquence. Pendant l'arrêt de \vec{B}_{0y} et l'acquisition du signal, \vec{B}_{0x} peut être appliqué dans un plan perpendiculaire à \vec{B}_{0y} (voir Fig. 12c).

2.3 Choix des séquences d'impulsions en I.R.M.

Les séquences d'impulsions utilisées en I.R.M. sont peu différentes dans leur principe des séquences d'impulsions utilisées en spectroscopie R.M.N. Elles ont pour principaux avantages la modification et l'inversion des contrastes de l'image acquise [17],[39].

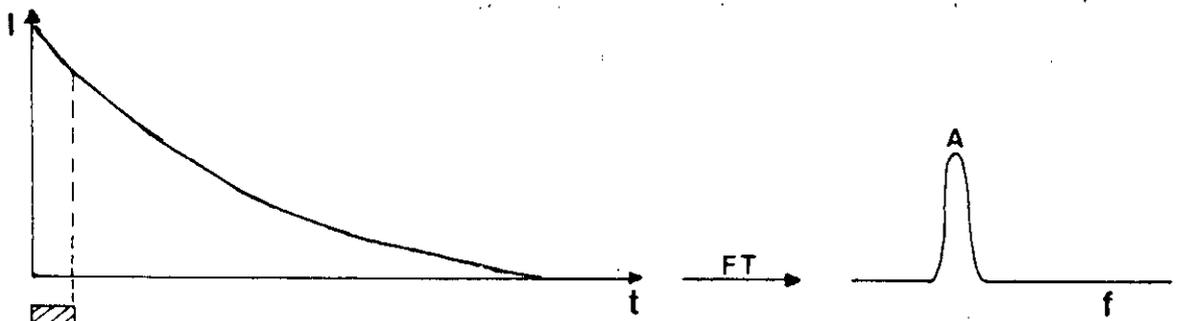


Fig.12 a

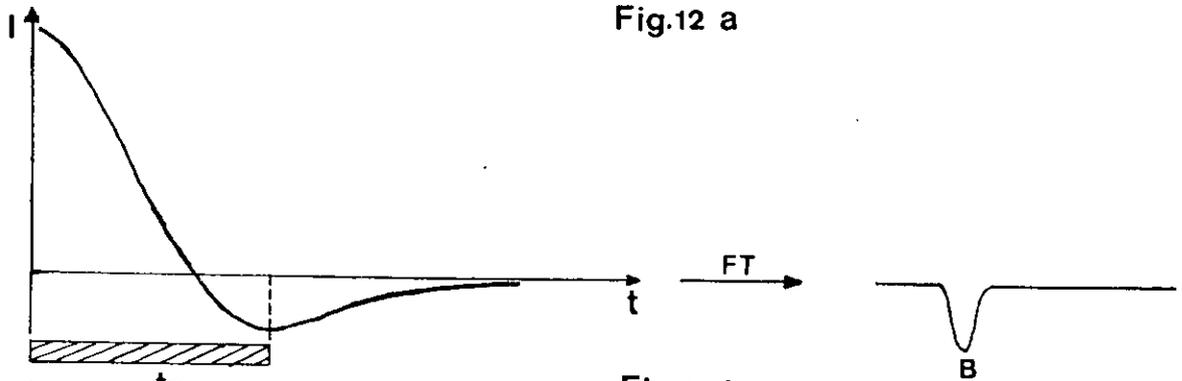


Fig.12 b

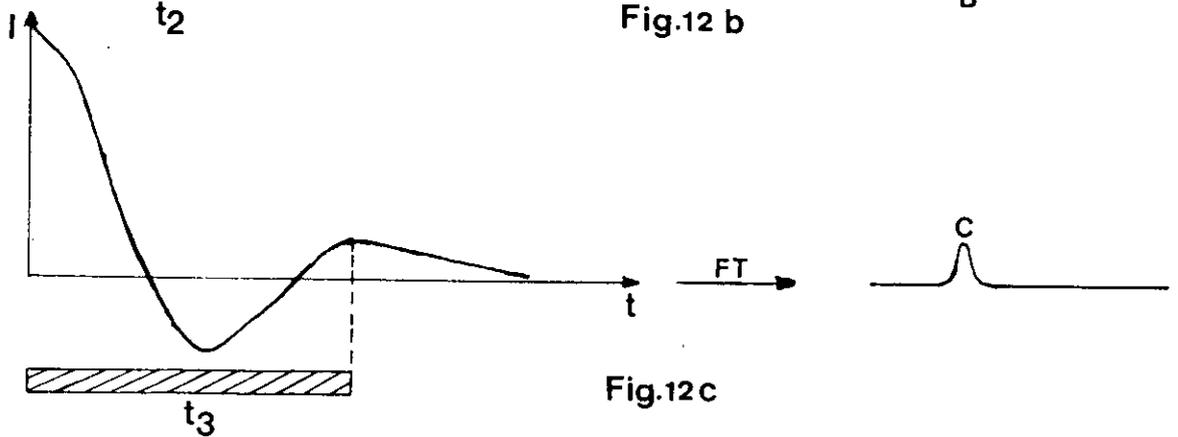


Fig.12c

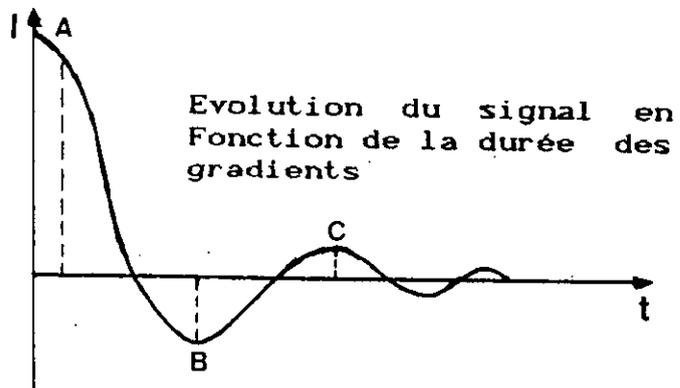


Fig. 12 Codage par la phase
 [t_1 , t_2 , t_3] : durées d'applications du gradient
 de B_0 avant l'acquisition.

Les paramètres sur lesquels il est possible d'agir pour varier les séquences d'impulsions ou même les combiner sont essentiellement :

- l'angle de basculement θ du vecteur magnétisation \vec{M} qui dépend lui même de la durée de l'onde radio-fréquence et de son intensité. Les séquences les plus classiques utilisent des angles de basculement de 90° ou 180° .
- le temps T_r de répétition entre deux séquences successives.
- le temps T_i d'inversion et le temps T_e d'écho.

a) Séquence de saturation-récupération et de saturation-récupération progressive (SSFP)

Les séquences de saturation-récupération progressive (SSFP : steady state free precession), correspondent à un train d'impulsions d'angle $\pi/2$ séparées par un temps T_r qui est inférieur aux aux temps de relaxation T_1 et T_2 , (Fig. 13), [17].

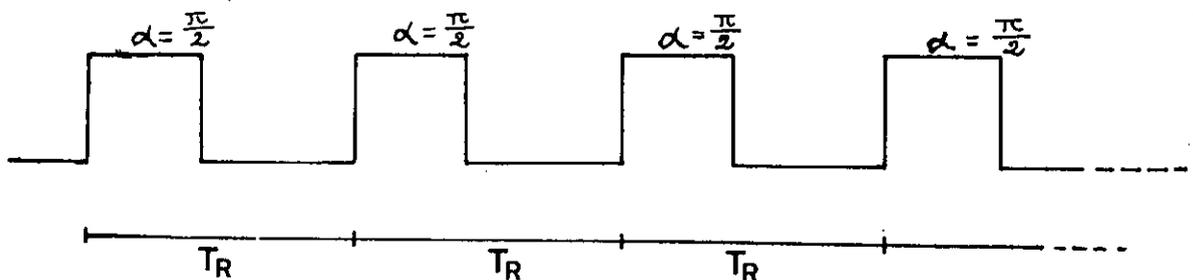


Fig. 13 Séquences d'impulsions SSFP

L'intensité du signal F.I.D. recueilli pour ce type d'impulsions est indépendante du temps de répétition T_r et son expression sous certaines conditions s'écrit [17] :

$$I \approx K \frac{M_0 \cdot \sin \theta}{[1 + T_1/T_2] - \cos \theta [T_1/T_2 - 1]} \quad (2.1)$$

où K est un coefficient de proportionnalité qui dépend de de l'appareillage.

Pour les séquences de saturation, il s'agit de deux impulsions $\pi/2$ successives. Dans ce cas l'intensité du signal s'écrit :

$$I \approx K M_0 (1 - e^{-Tr/T_1}) \quad (2.2)$$

Si le temps de répétition Tr est très grand devant le temps de relaxation T_1 , l'expression de I devient :

$$I \approx K.M_0 \quad (2.3)$$

L'avantage de cette approximation est de fournir une bonne image de la densité de spins dont dépend M_0 .

b) Séquences d'inversion-récupération I.R

La séquence d'inversion-récupération ou I.R. (inversion-recovery) est constituée d'un train de deux impulsions π et $\pi/2$ successives. C'est en fait, la même séquence que celle utilisée en spectroscopie pour la mesure de T_1 (cf. Chap.1), les deux impulsions composant la séquence sont séparées par un temps T_i , appelé temps d'inversion.

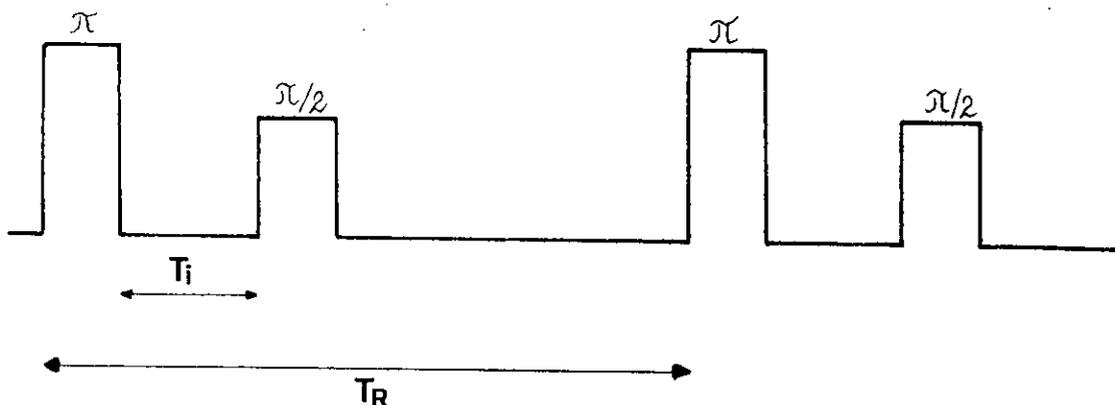


Fig. 14 Séquences d'impulsions I.R.

Pour ce type d'impulsions le signal FID recueilli s'écrit :

$$I \approx K M_0 (1 - 2 e^{-Ti/T_1} + e^{-Tr/T_1}) \quad (2.4)$$

L'image obtenue par cette séquence, sera donc fonction de la densité de spins et du temps T_1 .

Les séquences d'impulsions I.R. pose néanmoins, un problème difficile à résoudre à l'I.R.M., celui de distinguer les signaux négatifs des positifs sachant que dans la courbe d'inversion-récupé-

ration , les appareils d'imagerie par résonance magnétique ne peuvent pas faire cette distinction .

c) Séquences spin-écho (SE)

La séquence d'impulsion spin-écho est constituée de deux impulsions $\pi/2$, π , prises dans cet ordre. Elle correspond à celle utilisée pour la mesure du temps de relaxation spin-spin T_2 en spectrométrie R.M.N. , (Fig. 15)

En imagerie R.M.N. , elle conduit à des résultats très variables selon le choix des paramètres T_r et T_e respectivement; temps de répétition de la séquence et temps d'écho.

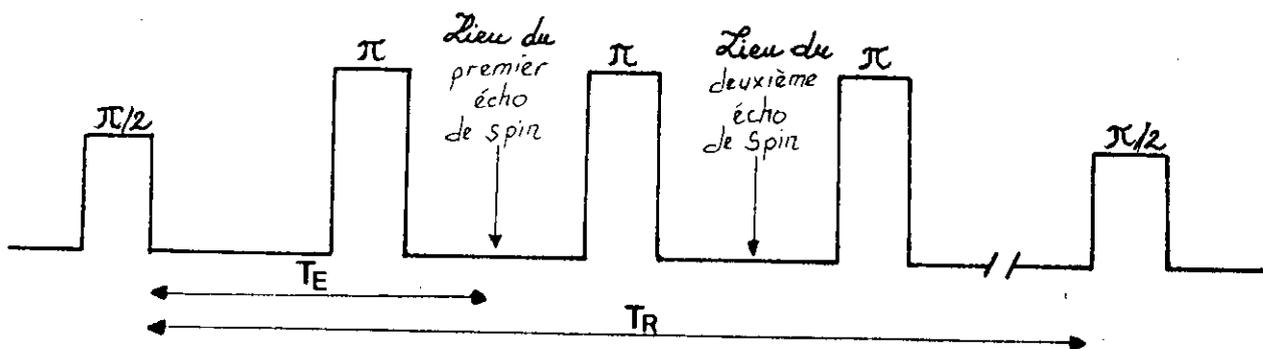


Fig. 15 Séquences d'impulsions spin-écho

Ainsi :

- Si $T_r \gg T_e$ la courbe enveloppe des différents échos aura pour amplitude :

$$I = K M_0 e^{-T_e/T_2} (1 - e^{-T_r/T_1}) \quad (2.5)$$

- Si la condition $T_r \gg T_1$ n'est pas respectée, les premiers échos donneront un signal plus puissant mais dépendant de la densité de spins N et de T_1 . Tandis que les derniers serviront à déterminer le temps T_2 car ils reflètent mieux le retour en phase des spins.

Le facteur limitant de cette méthode demeure la décroissance du temps T_2 , au fur et à mesure que l'on s'éloigne des premiers échos

La figure 16 ci-après, donne la variation du contenu de l'image en fonction de la décroissance du temps T_2 et des échos reçus.

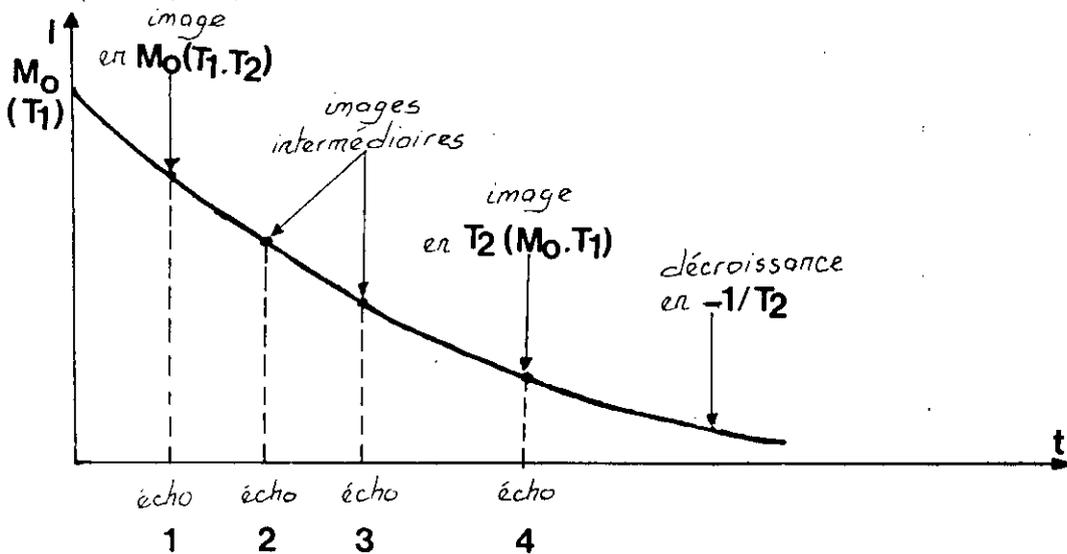


Fig. 16 Variation du contenu de l'image en fonction de l'écho de spin

L'imagerie dite en FID est théoriquement une technique en spin-écho où le temps T_e d'écho serait nul. Le signal très intense recueilli est alors lié à la densité de spins. Cependant, l'interférence avec l'impulsion d'excitation radio-fréquence rend impossible une acquisition pour $T_e = 0$.

d) Conclusion

Les séquences d'impulsions décrites précédemment sont les séquences de base utilisées en imagerie R.M.N., il en existe beaucoup d'autres qui sont des combinaisons des trois principales précédentes et qui ont en général pour objectifs :

- La diminution des temps d'acquisition (Imagerie rapide)
- Une meilleure caractérisation tissulaire par la pondération des images rapides en T_1 et T_2 .
- Une meilleure définition de l'image par l'amélioration des contrastes.

Parmi les plus récentes on peut citer les séquences : écho de gradient ; flash (fast low angle shot); safe (saturate after the echo) steam (stimulated echo acquisition mode); rare (rapid acquisition with relaxation enhancement); fisp (fast imaging with steady precession) etc... , [17], [39], [40].



Chapitre

3



CHAPITRE 3

REALISATION DE ET GESTION DE L'INTERFACE D'ACQUISITION

A/N (12 Bits)

3.1 Notions sur les systèmes d'acquisition de données

Les systèmes de conversion et d'acquisition de données sont aujourd'hui utilisés dans divers secteurs d'activités, ils peuvent aussi bien faire partie des équipements industriels qu'intervenir en tant qu'outil efficace de l'analyse, dans les applications médicales et spatiales les plus performantes. Ils constituent le plus souvent des interfaces avec des ordinateurs, ou tout autre dispositif d'enregistrement [1]-[9].

Le schéma d'ensemble d'un tel système à n canaux est représenté à la figure 17. Ces principaux avantages sont le nombre de canaux échantillonnés, la vitesse et la précision des mesures acquises. Il comprend essentiellement :

- un capteur spécifique à chaque entrée suivant la grandeur analogique à mesurer.
- un préamplificateur différentiel d'entrée à chacun des n canaux
- une cellule de filtrage
- un étage de multiplexage comportant plusieurs voies groupées par 8 ou 16
- un échantillonneur-bloqueur (S/H) et un convertisseur A/N
- un dispositif qui commande la conversion et qui contrôle le transfert du code résultant vers la mémoire d'un calculateur.

Le capteur, premier élément de la chaîne d'acquisition, est chargé de convertir en un signal exploitable toute quantité physique que l'on désire analyser. Il doit essentiellement assurer par ses propriétés la précision de la chaîne de mesure et le choix des

circuits associés chargés de transmettre le signal capté. Le choix d'un capteur a une incidence immédiate sur toute la chaîne d'acquisition et se fait en général à partir des considérations techniques suivantes :

- L'amplitude du signal applicable à l'entrée du capteur, qui est en général limitée.
- La constante de temps du capteur, qui est une caractéristique importante car certains capteurs sont lents.
- L'impédance d'entrée du capteur doit être choisie de manière à ne pas distordre le signal capté à l'entrée.
- Le pouvoir de résolution qui montre la sensibilité du capteur à la plus petite variation du signal d'entrée observable ainsi que sa fidélité.
- Le niveau de sortie du capteur qui est souvent faible, si bien qu'il doit être immédiatement suivi d'une bonne amplification.

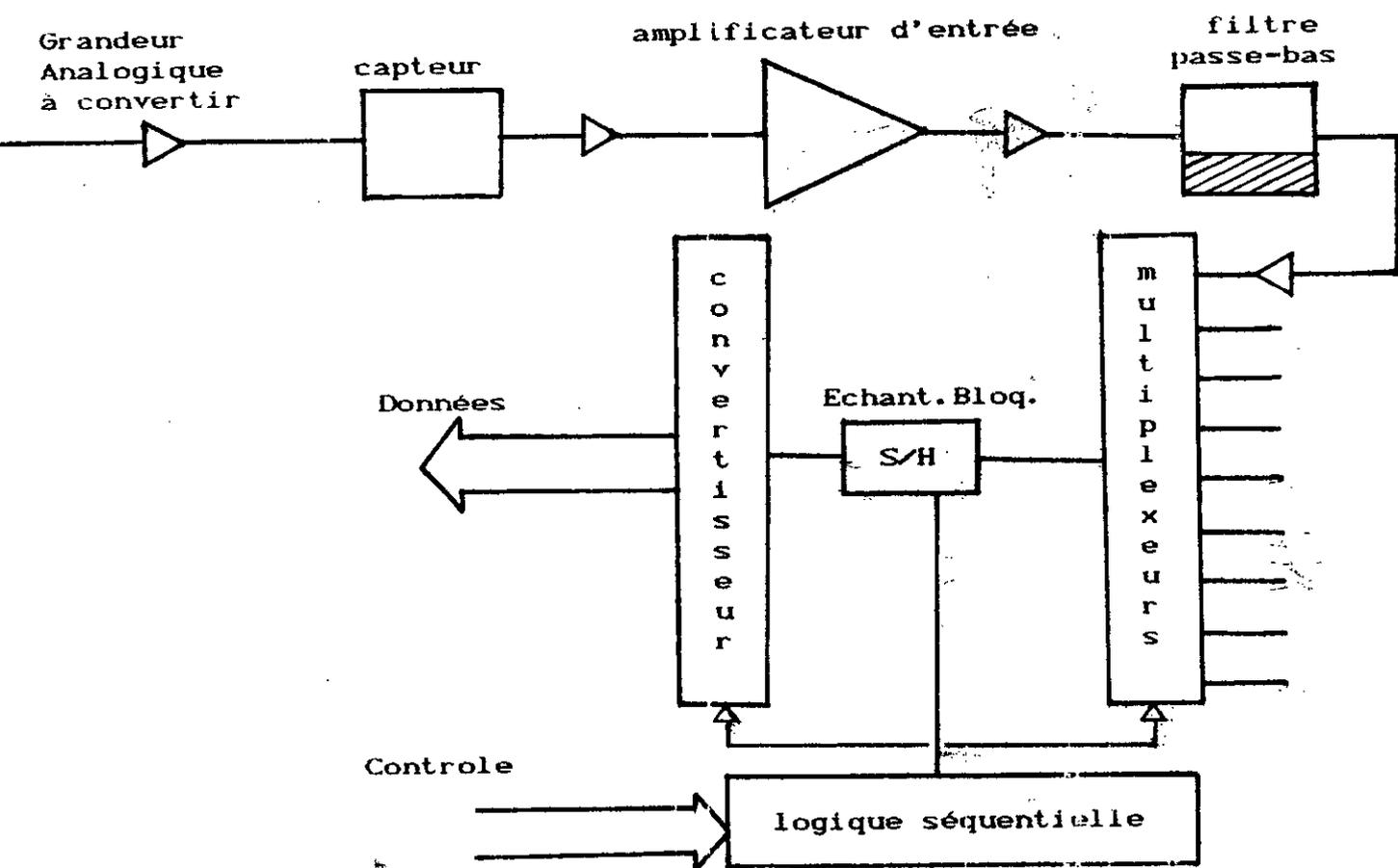


Fig.17 Système d'acquisition de données.

Le préamplificateur est calculé et conçu suivant le canal d'acquisition, il doit pouvoir assurer la protection du système et remplir les fonctions :

- assurer une adaptation d'impédance
- fixer la bande passante du signal d'entrée
- amplifier les signaux différentiels utiles
- assurer la réjection des signaux en mode commun.

Le rôle du filtre à l'entrée de chaque voie est de limiter le spectre fréquentiel du signal et également d'atténuer les parasites susceptibles d'interférer avec ce dernier. Mais il est clair que cette limitation en fréquences doit obligatoirement tenir compte de la nécessité de reconstruire le signal sans pertes significatives d'harmoniques (Condition de Shannon à satisfaire).

Le multiplexeur sert à véhiculer sur son unique sortie, l'une de ses N entrées analogiques. Ces caractéristiques principales sont :

- la linéarité et la précision de son gain
- son impédance d'entrée
- la réjection du mode commun (en montage différentiel)

Si les variations du signal d'entrée sont rapides, on est contraint d'utiliser à la sortie du multiplexeur un convertisseur A/N ultra-rapide et par conséquent très onéreux. La solution préconisée est l'emploi d'un échantillonneur-bloqueur de vitesse moyenne à l'entrée du convertisseur A/N.

La logique de commande établit une séquence programmée destinée à la commande séquentielle du multiplexage, de l'échantillonnage et du convertisseur A/N. Cette logique est elle même gérée par micro-ordinateur. La séquence se charge de remplir les tâches suivantes :

- l'adressage et la validation du multiplexeur
- la saisie de l'information analogique par l'échantillonneur-bloqueur
- le test de fin d'échantillonnage et le lancement de la conversion A/N
- le test de fin de conversion et l'adressage des données vers la mémoire de l'unité de traitement (Ordinateur).

3.2 Réalisation de l'interface d'acquisition (12 Bits)

3.2.1 Introduction

Nous nous proposons dans cette partie d'étudier et de réaliser un interface analogique-numérique pour l'acquisition des signaux de précession libre R.M.N. et répondant aux exigences :

- Assurer la génération des impulsions de commande des périphériques , entre autres celles nécessaires à la création du champ radio-fréquence B_1 et à l'acquisition du signal R.M.N.
- Acquérir les données sur 12 Bits , les organiser en fichiers mémoires directement accessibles lors d'une utilisation ultérieure et permettre la gestion en assembleur du μp 8086 de l'ensemble.

Nous nous sommes inspirés du schéma synoptique représenté à la figure 18 , pour concevoir l'interface d'acquisition.

3.2.2 Le microprocesseur 8086 d'INTEL

a) Généralités et architecture

Ce microprocesseur se présente dans un boîtier de 40 broches alimenté par une seule source de tension . Selon les versions, il peut fonctionner à 5 , 8 ou 10 Mhz; ses caractéristiques générales sont [12]-[15] :

- un bus de données de 16 bits
- un bus d'adresses de 20 bits
- deux modes de fonctionnement : le mode minimum et le mode maximum , ce dernier étant en général destiné à un environnement multiprocesseur .
- deux structures d'E/S possibles : une première structure E/S par instructions E/S , la seconde étant assurée par instructions mémoires.
- quatre espaces adressables séparés: programme, données, pile , données supplémentaires.

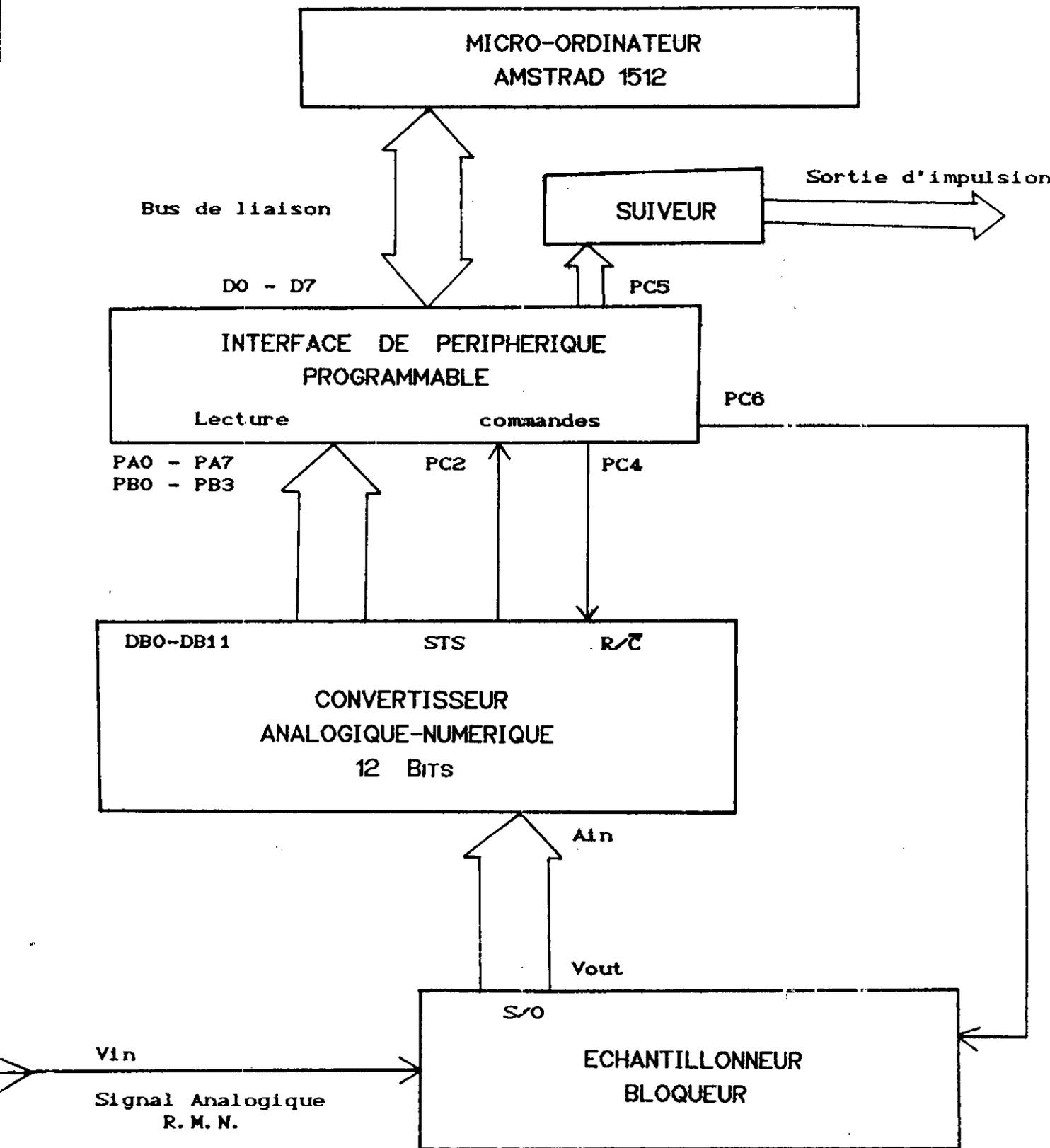


Fig18 Synoptique de l'interface d'acquisition

- 14 registres internes de 16 bits répartis en 4 groupes: les registres généraux, les registres d'index et pointeurs, les registres de segment, et le registre d'indicateurs d'états

L'architecture du microprocesseur 8086 (voir Fig.19), se compose de deux parties :

- L'unité d'exécution (EUD) : exécute les fonctions logiques et arithmétiques habituelles .
- L'unité interface bus (BIU) : stocke par anticipation 6 octets d'instructions mémorisées dans une file d'attente constituée d'une mémoire de 6 octets [13],[14]

b) Organisation de la mémoire

Avec son bus d'adresses de 20 bits, le 8086 peut adresser 1 Méga-octets de mémoire (00000h à FFFFFh). Il traite des valeurs de 16 bits comme données ou comme définition d'une adresse dans le programme. L'adresse sur 20 bits (adresse physique) avec des nombres de 16 bits est réalisée de la manière suivante :

- L'espace mémoire est divisé en pages de 64 K.octets appelés segments.
- L'emplacement du segment dans le méga-octets est fixé par le registre de segment.
- L'adresse logique de 16 bits (adresse logique) est un déplacement à partir du segment, le registre de segment étant la base.
- L'adresse physique correspondante étant calculée en ajoutant l'adresse logique à l'adresse de base du segment. En résumé : pour tout accès à la mémoire, le microprocesseur effectue automatiquement grâce à son circuit de gestion mémoire intégré le calcul de l'adresse physique à partir :
 - * d'une part, du segment précisé implicitement ou explicitement dans l'instruction et dont l'adresse de base est contenue dans le registre de segment correspondant.
 - * d'autre part, du déplacement (Offset) indiqué dans le champ adresse de l'instruction [12]

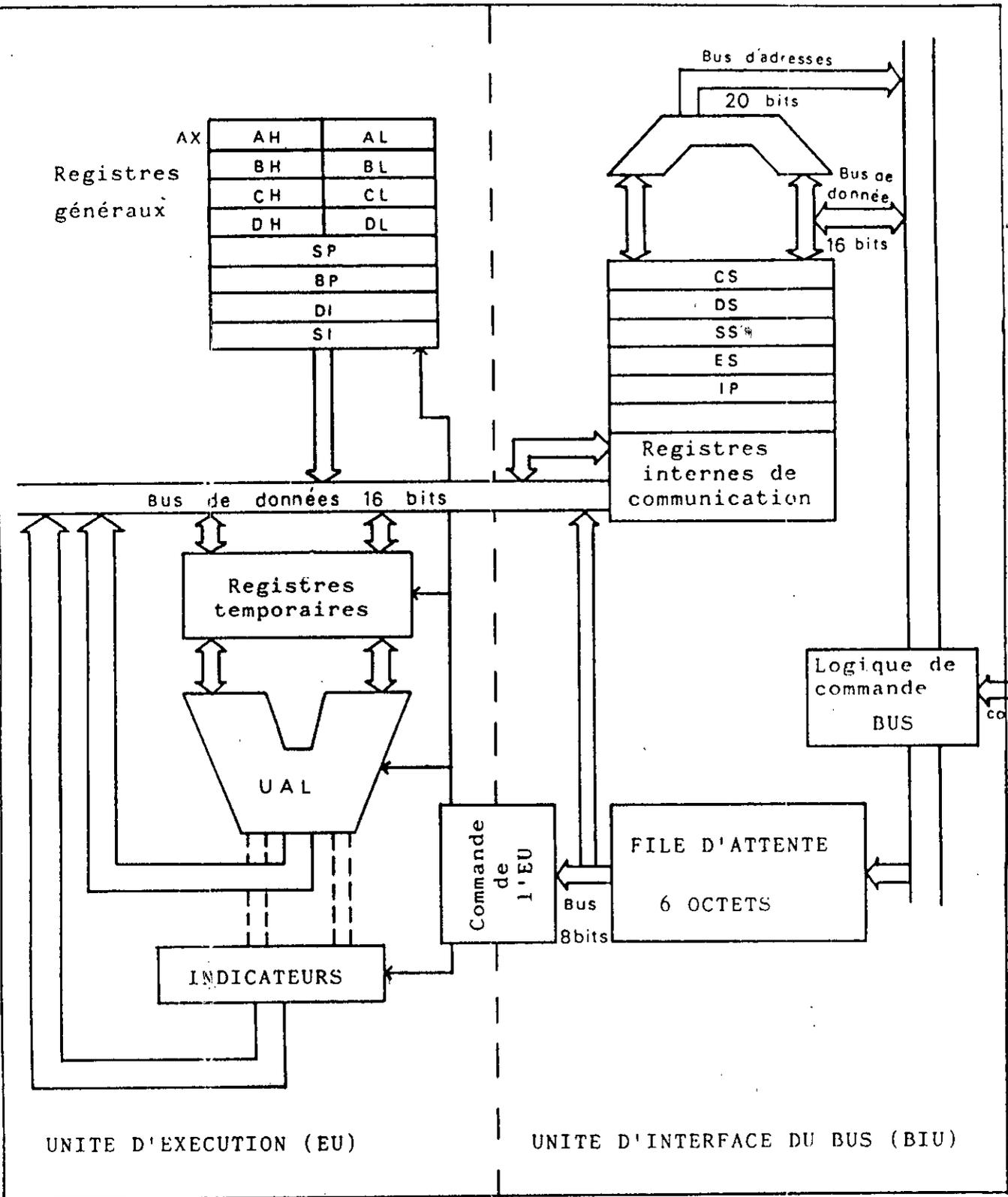


Fig.19 Architecture interne du 8086

c Les registres du 8086

Le programmeur dispose de 14 registres de 16 bits classés en 4 groupes (voir Fig. 20) :

- Les registres de données AX, BX, CX, DX.
- Les registres de segment CS, DS, SS, ES
- Les registres de pointeurs SI, DI, BP, SP
- Le registre d'état et le compteur ordinal, IP

Les registres de données :

ils servent d'accumulateurs et de registres d'opérandes de 16 bits, mais peuvent être séparées en registres de 8 bits : l'un de poids fort (H) et l'autre de poids faible (L).

Les registres de segment :

Tout accès à la mémoire se fait avec le concours de l'un de ces registres.

Le compteur ordinal :

C'est le registre qui pointe sur les instructions à exécuter.

Les registres pointeurs :

ils sont utilisés pour exprimer un déplacement à l'intérieur d'un segment.

Le registre d'état :

ce registre dont neuf bits seulement sont utilisés , rassemble tous les indicateurs d'état (Fig. 21).

d) Les entrées-sorties (E/S)

Parmi les 20 bits du bus d'adresses, seuls les 16 bits de poids faible sont utilisés pour l'adressage des entrées-sorties du 8086. Le microprocesseur 8086 peut donc interfacer jusqu'à 64 K ports de 8 bits ou 32 K ports de 16 bits soit dans la structure E/S par instructions E/S (espace séparé de l'espace mémoire) , soit dans la structure d'E/S par instructions mémoire (espace inclus dans la mémoire) [12]-[14].

Les instructions de la première structure sont limitées à deux instructions à savoir : IN et OUT , qui ont l'avantage d'être rapides. Des signaux issus du bus de commande permettent de différencier les deux types de structures. L'accès aux entrées sorties ne

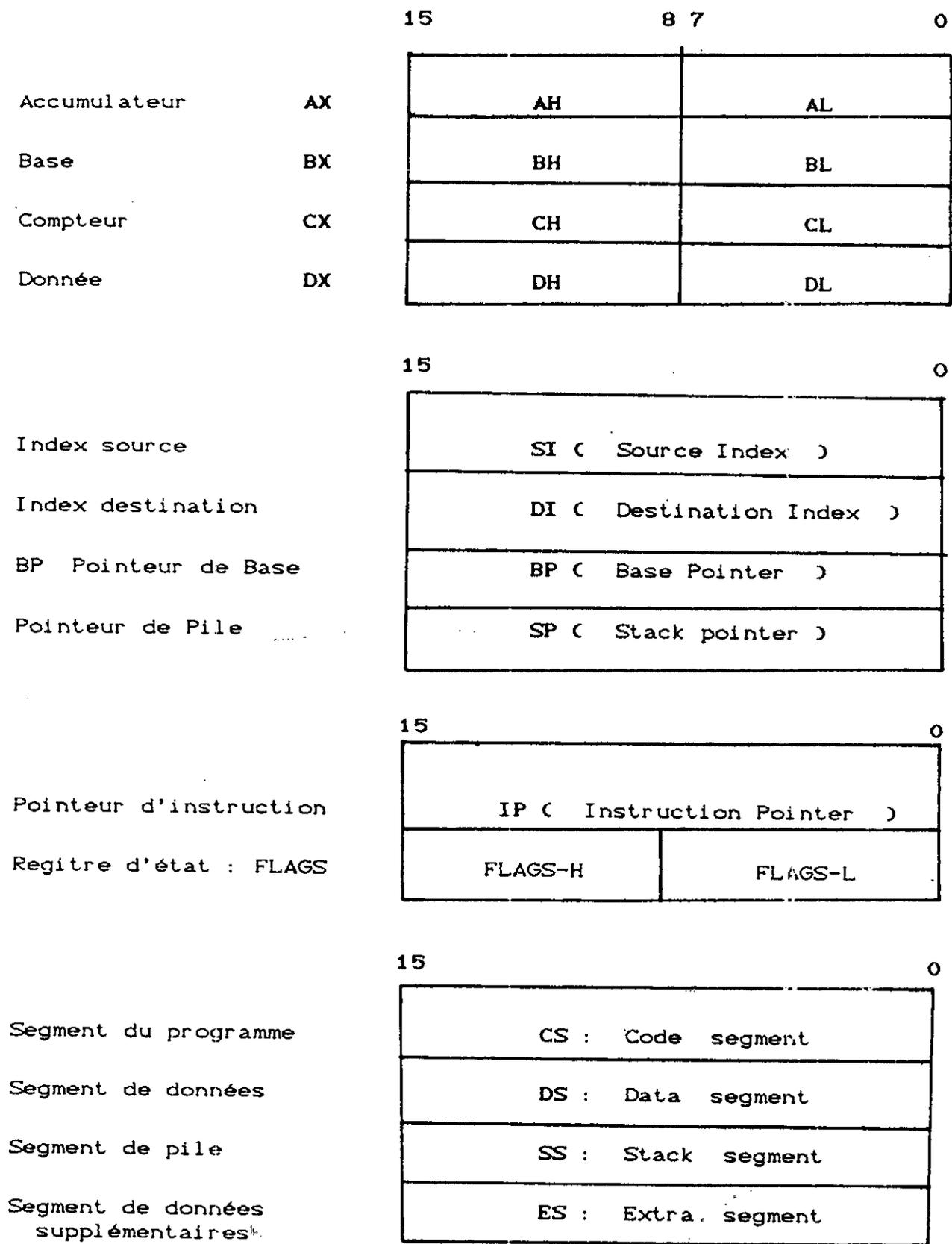


Fig. 20 Registres internes du 8086

	O	D	I	T	S	Z		A		P		C
--	---	---	---	---	---	---	--	---	--	---	--	---

15

0

Position du bit	Marqué	Nom	Fonction
0	C	CF	Mis à 1 sur retenue, à 0 autrement
2	P	PF	Bit de parité mis à 1 si l'octet de poids faible du résultat est pair.
4	A	AF	Retenue sur quartet de faible poids du registre AL
6	Z	ZF	Indicateur de zéro: à 1 sur résultat nul
7	S	SF	Bit de signe : identique à bit de plus fort poids (0 = positif , 1 = négatif).
8	T	TF	Pas à pas : à 1 déclenche une interruption après la prochaine instruction , puis revient à zéro.
9	I	IF	Autorisation d'interruptions masquables.
10	D	DF	Direction d'incrémentatation : à 1, décrémente l'index visé, à zéro l'incrémente.
11	O	OF	Dépassement : sur résultat signé, passe alors à 1.

Fig. 21 Indicateurs d'états

fait l'objet d'aucune segmentation, les adresses physiques sont celles spécifiées directement par le programmeur. L'adressage se fait de deux manières :

- adressage direct
- adressage par registre

Adressage direct :

l'adresse du port est donnée directement par le programme. On n'accède qu'aux 256 premiers octets ou 128 premiers mots d'E/S. Le transfert de la donnée se fait entre le port et :

- AX pour les mots
- AL pour les octets

Adressage par registre :

l'adresse du port est contenue dans le registre DX. On accède alors aux 64 K octets ou 32 K mots d'E/S. Le transfert de la donnée se fait entre le port et :

- AX pour les mots
- AL pour les octets

Nous travaillerons dans la structure E/S par instructions E/S. Un regard sur la figure I.1 donnée en ANNEXE II permet de constater un espace libre entre les adresses 300h et 31Fh. C'est dans cette zone innocuée de l'espace mémoire d'E/S du micro-ordinateur que nous implanterons l'interface d'acquisition A/N. Un adressage adéquat permettra de pointer sur cette zone.

e) Bus d'extension

Les signaux utiles du microprocesseur gérant l'ordinateur, ainsi que ceux destinés à d'autres commandes sont disponibles sur une série de connecteurs à 62 broches qui peuvent recevoir des cartes d'extension diverses (cf. ANNEXE II).

Les signaux utiles à la réalisation de notre interface seront prélevés du bus d'extension (Fig. 22). Ces signaux sont :

- les 8 bits du bus de données
- les 16 bits du bus d'adresses
- le signal $\overline{\text{IOW}}$ d'écriture E/S
- le signal $\overline{\text{IOR}}$ de lecture E/S
- le signal AEN qui indique si le bus d'adresses est commandé par le microprocesseur ou par le

Signal	Désignation	Broche	Broche	Désignation	Signal
Data MSB	D7	A1	B1	GND	Masse
"	D6	A2	B2	RESET	RAZ
"	D5	A3	B3	+ 5v	Alimentation
"	D4	A4	B4		
"	D3	A5	B5		
"	D2	A6	B6		
"	D1	A7	B7	- 12 v	Alimentation
"	D0	A8	B8		
Data LSB	D0	A9	B9	+ 12 v	Alimentation
		A10	B10	GND	Masse
Address Enable	AEN	A11	B11		
		A12	B12		
		A13	B13	IOWR	Ecriture I/O
		A14	B14	IORD	Lecture I/O
		A15	B15		
Address Bus	A15	A16	B16		
	A14	A17	B17		
	A13	A18	B18		
	A12	A19	B19		
	A11	A20	B20		
	A10	A21	B21		
	A9	A22	B22		
	A8	A23	B23		
	A7	A24	B24		
	A6	A25	B25		
	A5	A26	B26		
	A4	A27	B27		
	A3	A28	B28		
	A2	A29	B29	+ 5 v	Alimentation
	A1	A30	B30		
	A0	A31	B31	GND	Masse

Fig.22 Signaux utilisés à partir du bus d'extension

contrôleur de DMA (direct memory access). La mise à 1 de AEN indique qu'une transaction par DMA est entrain de s'effectuer.

- RESET, signal de remise à zéro des cartes du bus d'extension
- les tensions de +5 v, -12 v, et +12 v.
- la masse (GND).

Notons que les bus d'adresses et de données sur le bus d'extension sont démultiplexés.

3.2.3 L'organe d'entrée-sortie (PPI 8255)

Ce circuit intégré d'interface parallèle, développé par INTEL, est le noyau de notre interface d'acquisition. Il réalise la liaison entre le micro-ordinateur et les autres éléments de la carte ainsi que leur commande [15].

a) Organisation externe

Il est logé dans un boîtier DIP (ANNEXE II, Fig. II.2) de 40 broches :

- La broche de sélection de boîtier (\overline{CS})
- Les deux pattes de sélection de registres A0, A1.
- Les pins de commandes de lecture (\overline{RD}), et d'écriture (\overline{WR}).
- une broche de remise à zéro (RESET).
- huit broches de données bidirectionnelles.
- 24 broches d'E/S
- L'alimentation +5 v
- La masse

b) Architecture générale

Le 8255 comprend trois registres de 8 bits A, B, C, appelés ports, et un registre de commande (Fig. 23). La répartition des 24 lignes d'E/S s'établit en deux groupes A et B.

Le groupe A comporte :

- le port A (PA0 à PA7)
- le quartet supérieur du port C (PC4 à PC7)

le groupe B comprend :

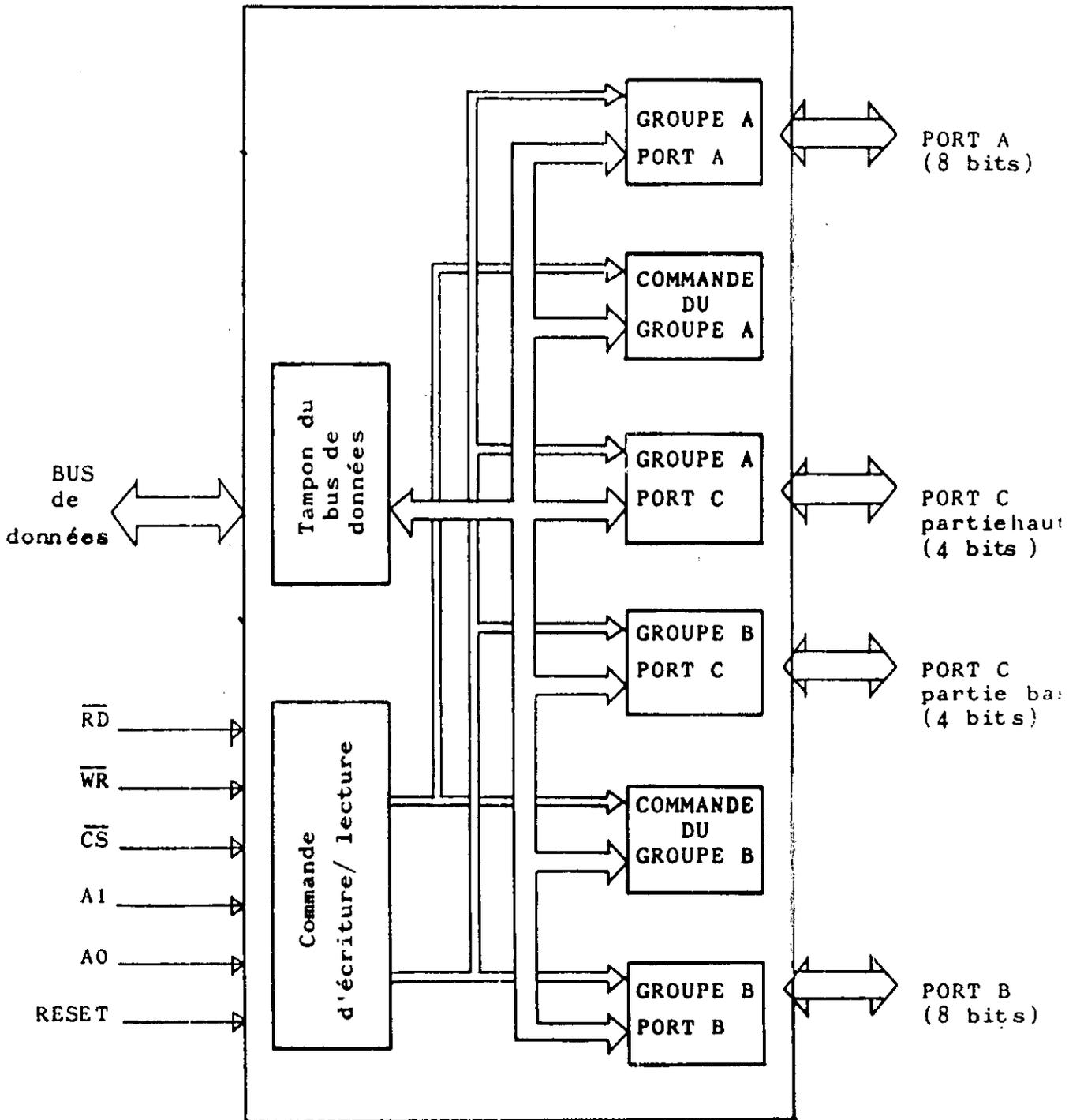


Fig 23 Structure interne du 8255

- le port B (PBO à PB7)
- le quartet inférieur du port C (PC0 à PC3)

Les ports A et B peuvent être mis à des modes différents . Le port C supérieur est configuré selon le mode du port A et le port C inférieur selon le mode du port B. Le choix des modes et la programmation des ports s'effectue grâce au registre de commande. La sélection d'un registre parmi les quatre disponibles se fait à l'aide des bits A0 et A1.

c) Modes de fonctionnement du 8255

Le PPI d'INTEL possède trois modes de programmation (Fig. 24) :

- Mode 0 (E/S de base) : les ports A et B , les demi-ports C peuvent être programmés en entrée ou en sortie.
- Mode 1 (E/S échantillonnée) : chacun des ports est servi par un quartet du port C servant à gérer les échanges en " poignée de main ".
- Mode 2 (bus bidirectionnel d'E/S) : le port A est intégralement bidirectionnel, mais pour cela il doit être servi par 5 fils du port C.

Nous détaillerons le mode 0 car c'est celui que nous avons adopté pour la mise en oeuvre de notre interface d'acquisition .

d) Fonctionnement du 8255 en mode 0

Dans ce mode le PPI possède 24 lignes d'entrée-sorties réparties en quatre groupes . Le sens de transfert est impérativement le même à l'intérieur de chacun des quatre groupes qui sont :

- le port A : 8 lignes d'E/S
- le port B : 8 lignes d'E/S
- le port C inférieur : 4 lignes d'E/S
- le port C supérieur : 4 lignes d'E/S

Suivant l'application souhaitée, chaque groupe devra être déclaré soit en entrée soit en sortie. Pour chacun des 4 groupes, une E/S peut être utilisée comme donnée, comme signal de commande , ou comme signal d'état.

Dans ce mode, les données de sorties sont mémorisées dans le PPI. Elles resteront donc à leurs valeurs dans le périphérique tant

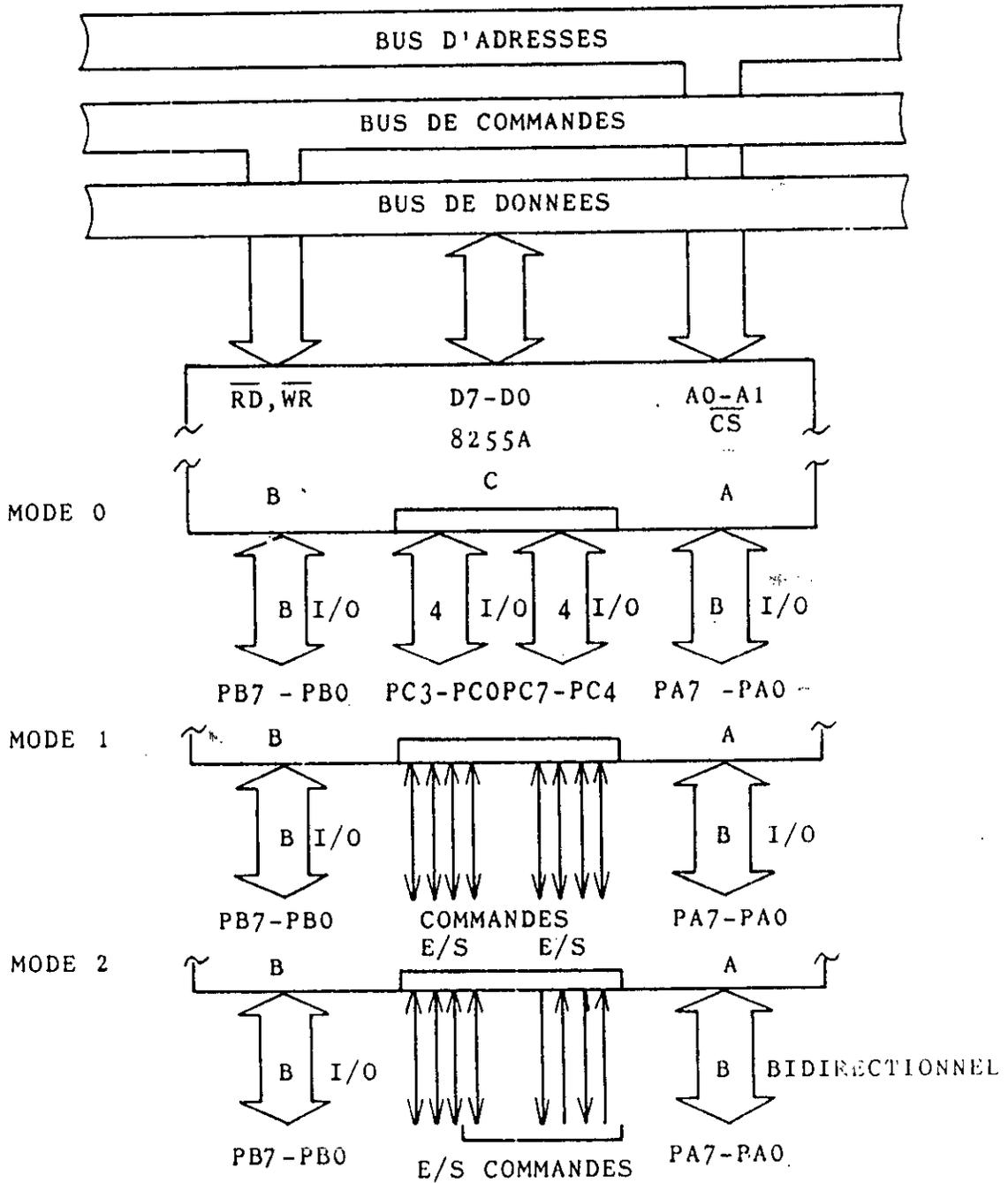


Fig. 24 Modes de fonctionnement du PPI 8255

qu'elles ne seront pas changées dans le 8255. Il n'en n'est pas de même des entrées : celles-ci ne sont pas mémorisées ; il importe donc de les lire lorsqu'elles sont valides.

e) Mot de commande

La composition du mot de commande placé par le microprocesseur sur le bus de données, se fait suivant la configuration exposée à la figure 25 ci-dessous :

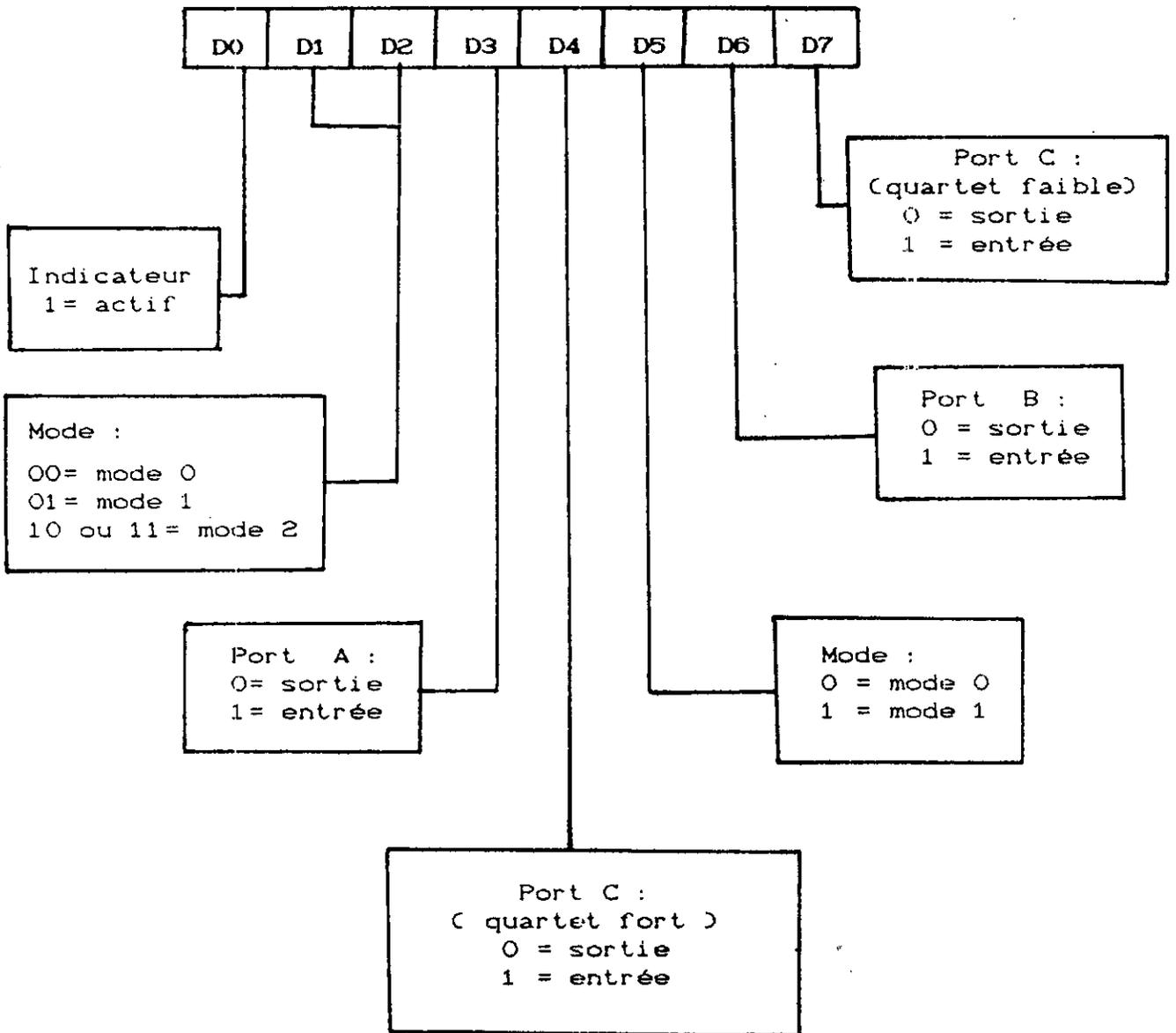


Fig.25 Composition du mot de commande

3.2.4 La logique de commande

a) Introduction

Son rôle consiste à sélectionner l'interface, à l'exclusion de tout autre périphérique, ainsi que les registres internes du 8255. L'adressage se fera par la technique de décodage du bus d'adresses. Rappelons qu'il n'est pas nécessaire de décoder les 20 bits du bus d'adresses, car lors d'un transfert relatif à un circuit d'E/S les bits A19 à A16 sont toujours au niveau 0. Seuls les bits A0 et A15 participent au décodage. Dans l'espace mémoire alloué aux cartes de prototyping de la norme IBM PC (300h à 31F hex.), l'interface occupera 4 positions mémoires, correspondant aux 4 registres du 8255, aux adresses suivantes :

Adresses en hexadécimal	Partie adressée
0300	Port A
0301	Port B
0302	Port C
0303	Registre de commande

Par ailleurs pour sélectionner le 8255 par la broche \overline{CS} , il est inutile de décoder les 16 bits précédents (A0 à A15) car l'architecture de l'IBM PC et ses compatibles dirige toutes les adresses excédant 31Fh vers les adresses allant de 300h à 31Fh. Il suffit de décoder les 10 bits de poids faible du bus d'adresse. Celle-ci n'est valide que si la broche AEN (Address Enable) est activée ce qui doit être pris en considération lors du décodage.

b) Les signaux de commande de l'interface

Ils assurent la synchronisation des opérations et déterminent le type de transfert : lecture ou écriture. Puisque nous avons adopté la structure entrées-sorties par instructions entrées-sorties, les broches \overline{IOR} et \overline{IOW} du bus d'extension sont prises comme signaux de commande et connectées respectivement aux broches \overline{RD} (lecture) et \overline{WR} (écriture) du 8255. Le signal RESET du bus d'extension complète la série des signaux de commande, il est relié à la broche RESET du PPI.

3.2.5 L'échantillonneur-bloqueur (AD 585)

Son rôle consiste à prélever la valeur du signal R.M.N. à un instant donné et à la conserver. L'E/B choisi, est un composant de la firme ANALOG-DEVICES (AD 585), qui le recommande particulièrement pour les systèmes d'acquisition rapide de données. Son schéma de brochage ainsi que ses caractéristiques techniques sont donnés en ANNEXE II, Fig. II.3c.

Un niveau bas sur son entrée logique Hold (broche 14) lance l'opération d'échantillonnage dont la durée est fixée à 3 μ s par un condensateur interne au circuit. Enfin deux entrées d'OFFSET permettent de régler la tension de décalage par le biais d'un Trimmer de 10 Kilo-Ohms [10],[11].

3.2.6 Le convertisseur analogique-numérique AD 574

a) Préliminaire

Le CAN a pour but de transformer en un code binaire l'échantillon analogique présent à son entrée. Les caractéristiques essentielles d'un CAN sont :

- la résolution : elle représente le nombre de bits utilisés par le CAN. Elle définit aussi la plus petite variation perçue par le convertisseur.
- le temps de conversion : c'est le temps requis par le CAN pour coder l'échantillon analogique.

Un CAN est en général à approximations successives. Le convertisseur adopté est un composant à 28 broches de la firme ANALOG-DEVICES.

Choisi pour son temps de conversion de l'ordre de 35 μ s, le convertisseur AD 574 offre également un compromis précision, vitesse et prix (relativement bon marché) comparé aux convertisseurs 16 et 32 bits qui sont malgré leur très haute précision d'un prix inaccessible.

Le schéma de brochage du convertisseur ainsi que ses spécifications techniques sont donnés en ANNEXE II, Fig. II.4

b) Fonctionnement du convertisseur

Lorsque le signal de début de conversion est envoyé à la broche R/\bar{C} (broche 5) du CAN (voir Fig.IV, ANNEXE II), celle-ci déclenche l'horloge interne du convertisseur et remet à zéro les 12 bits du registre interne à approximation successives (SAR).

Lorsqu'un cycle de conversion est commencé , il ne peut être stoppé ou réinitialisé et le bus de données du convertisseur (DB0-DB11) correspondant aux broches allant de 16 à 27 du CAN, est mis à l'état haute impédance, ce qui signifie qu'à cette étape le bus ne contient rien.

Le SAR activé par l'horloge interne, séquencera pendant le cycle de conversion et enverra un signal de fin de conversion à la section contrôle du CAN . Celle-ci stoppera l'horloge interne et portera à l'état bas la sortie STATUS (STS) du CAN représentée par la broche 28, et activera les lignes de contrôle qui permettent la lecture des données de la conversion présentes sur le bus.

En outre, ce convertisseur offre deux choix d'entrée analogique V_{in} (broches 13 et 14) correspondant respectivement aux niveaux 10 volts et 20 volts .L'amplitude du signal R.M.N n'étant pas importante nous avons choisi l'entrée analogique 10 volts à pleine échelle (pin 13).

Par ailleurs, le CAN offre plusieurs modes de fonctionnement et de signaux de commande [10]. Pour des raisons de commodité de programmation, nous avons choisi le mode unipolaire de fonctionnement dit " STAND-ALONE ". Dans ce mode les données converties sont transférées vers la mémoire du PC, lorsque la sortie STATUS STATUS (STS) du convertisseur est à l'état bas.

3.2.7 L'étage d'amplification

Cet étage est un étage suiveur qui est constitué d'un transistor de type NPN monté en collecteur commun . Il a pour rôle de fournir un courant appréciable en sortie ,des impulsions programmées et servant à générer le champ radio-fréquence B_1 (pin PC5 du PPI).

3.3 Fonctionnement et gestion de l'interface

3.3.1 Fonctionnement

Le paragraphe 3.2 précédent a décrit les différentes parties qui composent notre interface. La figure 26 les rassemble dans un schéma électrique global mettant en relief les liaisons entre ces différents circuits. L'interface comprend donc :

- un circuit d'interfaçage de périphérique (PPI 8255);
- un échantillonneur-bloqueur ayant un temps d'échantillonnage de 3 μ s (AD 585);
- un convertisseur analogique-numérique 12 bits, ayant un temps de conversion de 35 μ s (AD 574);
- une logique de commande et de sélection, cette logique permet le positionnement des différents ports du circuit d'interface dans l'espace mémoire du 8086;
- un étage suiveur (adaptateur de tensions).

L'échantillonneur nécessite 3 μ s pour acquérir chaque point du signal FID, et passe ensuite à l'état de blocage afin de permettre le transfert de la valeur analogique échantillonnée vers le convertisseur qui lui requiert 35 μ s pour la coder en un mot de 12 bits. L'opération précédente étant réalisée, un mot de 12 bits est alors présent sur le bus de données du convertisseur. Cette donnée valide est alors envoyée vers la mémoire du microprocesseur à travers les ports A et B du circuit d'interface sous la forme de deux mots de 8 bits.

La broche PC6 du PPI est utilisée pour générer la logique nécessaire au déclenchement du circuit d'échantillonnage. La broche PC4 commande la conversion tandis que PC2 teste la fin de conversion. Enfin la broche PC5 sert à la génération des séquences d'impulsions nécessaires au spectromètre R.M.N.

L'interface est alimenté par les tensions +12 v, -12 v, +5 v, disponibles sur le slot d'extension du micro-ordinateur.

3.3.2 Gestion de l'interface

Dans un souci de gain en opérations donc en temps d'exécution, nous avons opté pour une gestion de l'interface en assembleur

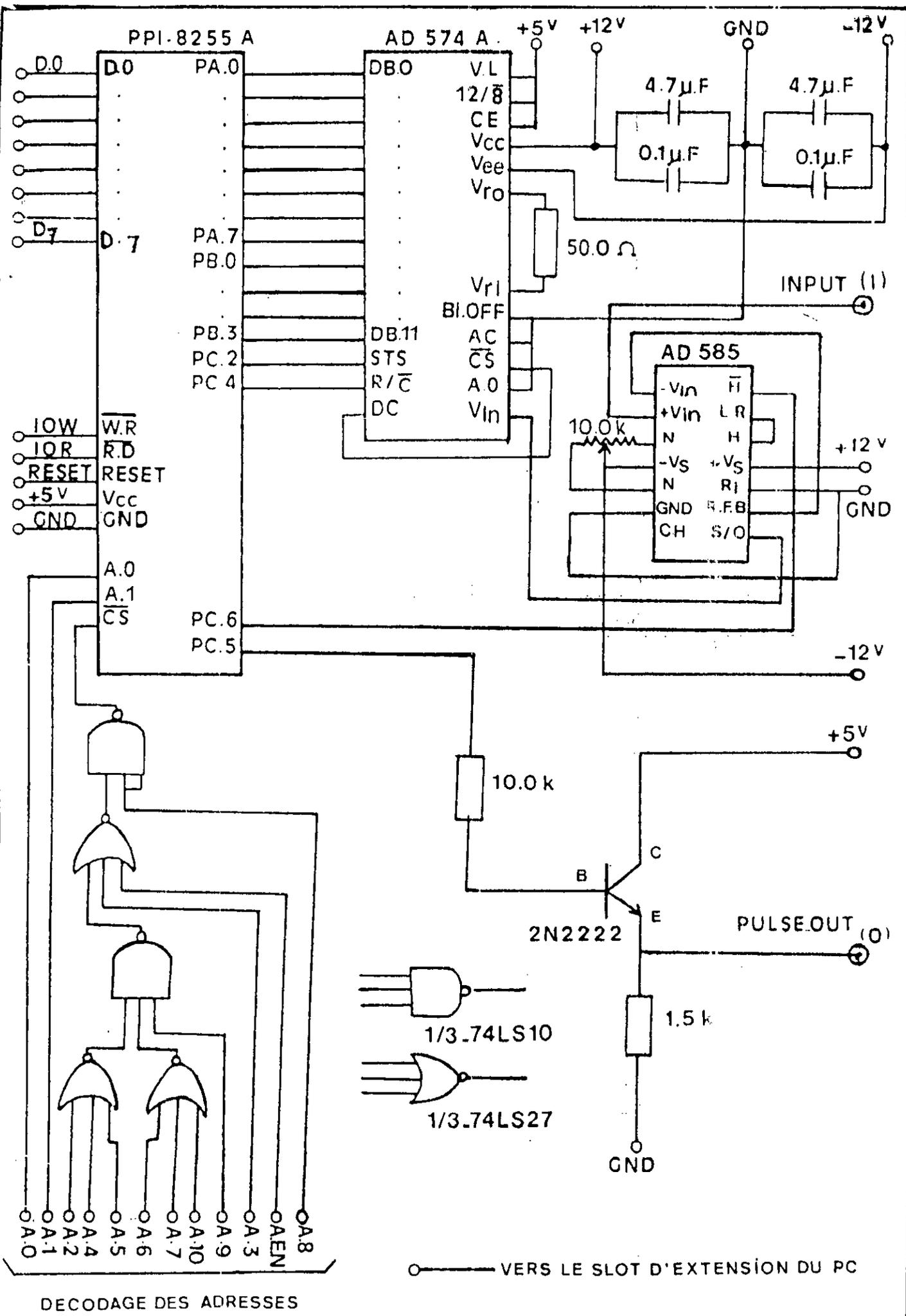


Fig. 26 Schema électrique de la carte N/A

du 8086. Le programme conçu est converti en un fichier COM, conformément à la procédure décrite par Miller [7], afin de faciliter son exécution par le système. Ce fichier COM, sert à l'acquisition du signal R.M.N. émis par la résonance des protons ^1H d'un échantillon d'une solution de sulfate de cuivre placé dans le spectromètre travaillant à 5 Mhz.

Toutefois l'édition de ce programme ne peut se faire qu'à l'aide de l'éditeur MASM (macro-assembleur) du 8086 [12]-[14]. L'organigramme de ce programme sous le nom de " ACQUI12.ASM " est décrit à la figure 27, et son listing est donné en ANNEXE I.

Le programme initialise le PPI, de telle sorte que les ports A, B et le quartet de poids faible du port C, soient programmés en entrée alors que le quartet de poids fort du port C est programmé en sortie. Il génère ensuite l'impulsion $\pi/2$, qui est transmise à l'émetteur du spectromètre par le biais de la broche PC5 du PPI et réalise ensuite une temporisation de quelques microsecondes dans le but de ne pas saturer le récepteur, [1]-[3].

Dans une troisième étape, le programme active la broche PC6 du PPI qui commande l'échantillonnage du signal, on obtient ainsi la première valeur analogique échantillonnée. Après quoi, il procède au blocage de cette valeur et lance la conversion en activant PC4. Le programme teste la fin de conversion par PC2 qui à l'état bas, indique que le codage est achevé. Il adresse alors la donnée présente sur les ports A et B du PPI vers la mémoire à l'adresse début 2000:400h. Cette troisième étape est répétée N fois (N étant le nombre de points d'acquisition choisi). Le programme s'arrête lorsque N est atteint.

A la figure 28 a, nous présentons les chronogrammes de gestion et de fonctionnement de l'interface d'acquisition.

3.4 Interprétation des résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux sont présentés à la figure 28 b. L'allure de ces résultats représente la moyenne d'une série d'acquisitions de 40 points du signal de précession libre R.M.N. (FID).

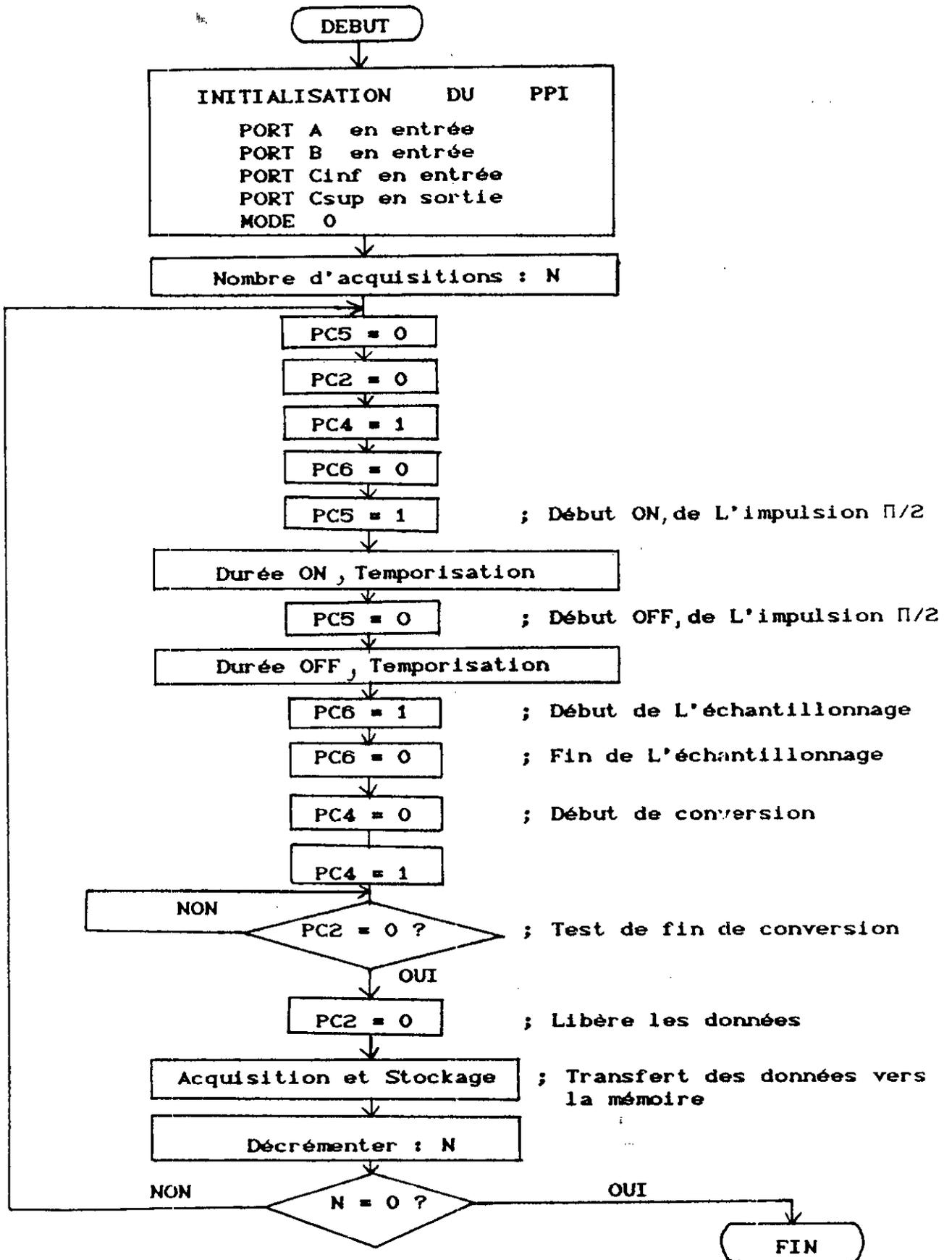


Fig.27 Organigramme du programme d'acquisition " ACQUI12.ASM "

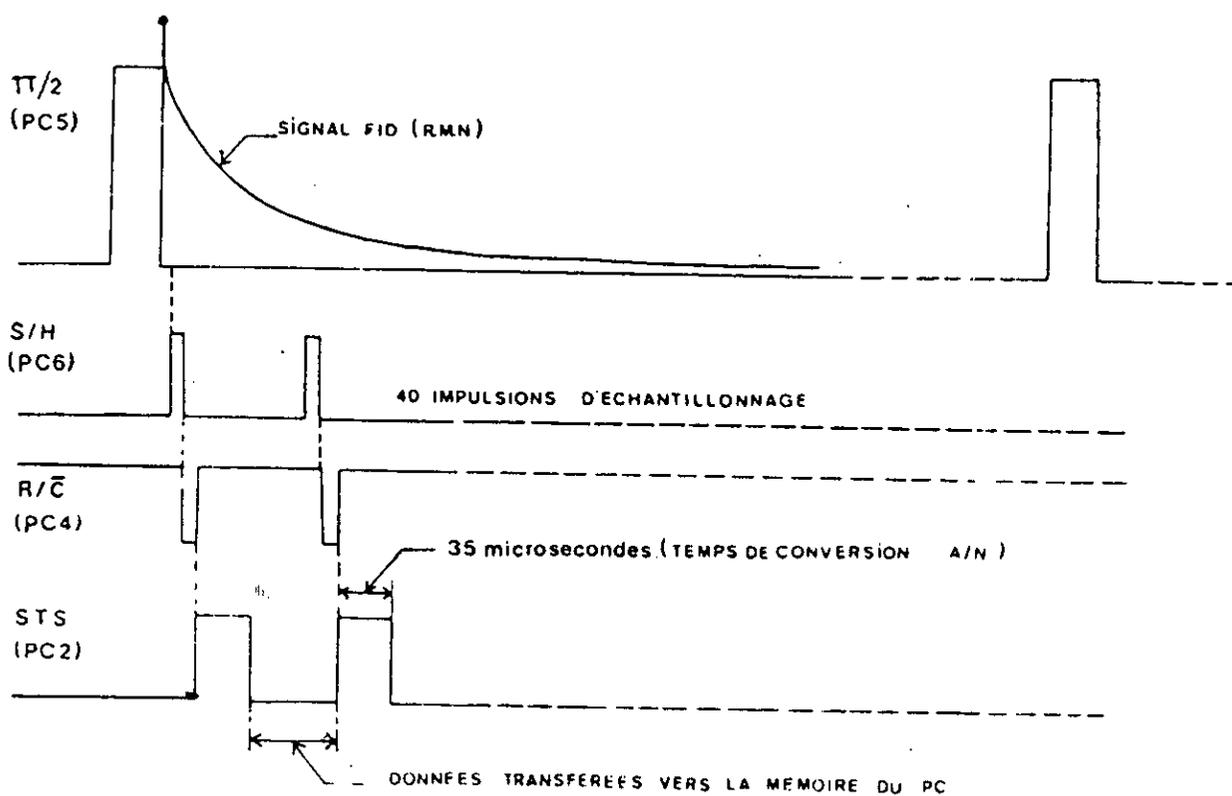


Fig. 28a Chronogrammes de fonctionnement de l'interface A/N

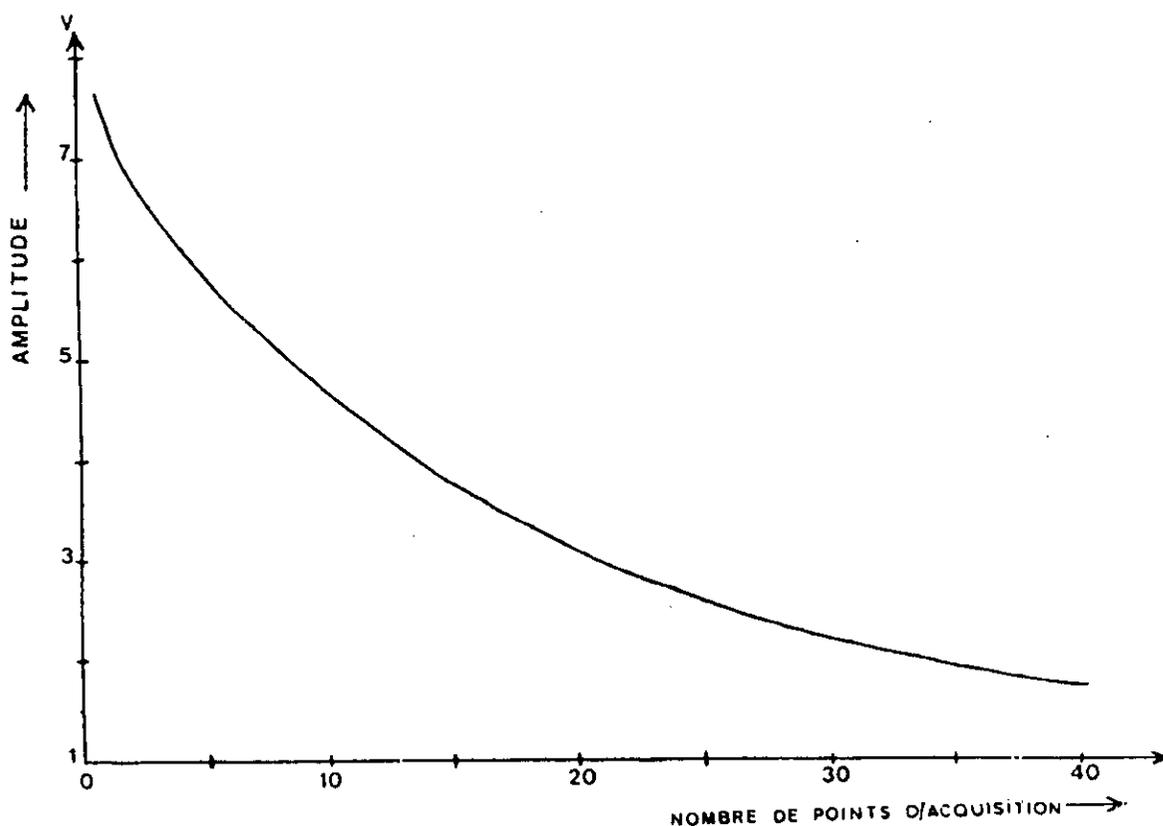


Fig. 28 b Résultats expérimentaux obtenus pour N = 40 points

Comme relevé sur la figure 28b, le signal acquis est une exponentielle décroissante. Un oscilloscope à mémoire connecté au spectromètre a permis de faire la comparaison entre le signal acquis et le signal réel visualisé directement sur l'oscilloscope. D'autres essais ont été effectués sur l'interface pour des nombres de points d'acquisition supérieurs à 40. Ces essais ont confirmé l'allure précédente.

Nous constatons ici, que le nombre N de points d'acquisition ne peut être indéfiniment augmenté, car il dépend directement de l'échantillon considéré et des limitations techniques de l'interface. A titre d'exemple, prenons le cas d'une solution de sulfate de cuivre. La période du signal R.M.N. recueilli est dans ce cas $T = 2$ ms. Or, le temps global mis par l'interface pour acquérir un point de l'échantillon est d'environ $40 \mu\text{s}$. Il apparaît clairement à l'utilisateur, que N ne doit pas excéder 50.

Par contre, dans le cas d'un échantillon d'eau pure la période du signal émis est $T' = 1$ seconde, dans ce cas N peut atteindre 25 000 points d'acquisition. Pour une acquisition de cette nature ou plus, l'utilisateur serait confronté au problème de saturation de l'espace mémoire pour un tel nombre de points sachant que chaque point d'acquisition est sur 12 bits. Mais, certes, gagnerait en résolution écran du signal acquis.

De plus nous tenons à indiquer que, les valeurs de T et T' pour respectivement l'échantillon de sulfate de cuivre et celui de l'eau pure sont des valeurs expérimentales lues sur oscilloscope et qu'elles correspondent aux conditions de notre expérience et aux limites pratiques de notre spectromètre travaillant à 5 Mhz. En outre, la période d'échantillonnage a été choisie en fonction du temps de relaxation T_2 dont les valeurs pour les tissus biologiques sont comprises en général entre 30 et 150 millisecondes [17]-[25].

3.5 Intérêt du travail d'acquisition

IL est de trois ordres :

- 1- il permet par le biais de l'interface réalisé, la détection du signal FID. La forme de ce signal est en réalité complexe. Les

mesures et les observations faites à ce jour ont montré qu'il décroissait exponentiellement avec une constante de temps T2. La spectroscopie R.M.N. à même prouvée que les limites précédemment cités pour T2 dans les tissus biologiques n'étaient pas définitives, car les mesures de T2 étaient intimement liées aux conditions d'acquisition et d'appareillages sans cesse améliorés par la technologie (performances de l'acquisition, homogénéité de Bo, nature des aimants, etc...) [17]-[27]. C'est pourquoi, notre première ambition était de réaliser un interface de très grandes vitesse et précision. De telles interfaces exigent l'emploi de composants à des prix inaccessibles. Nous avons donc été ramenés à réduire notre acquisition à 12 bits de résolution en trouvant un compromis vitesse, précision et prix.

- 2- le deuxième objectif de l'interface d'acquisition est de permettre le stockage des données acquises pour faciliter l'analyse spectrale du signal FID acquis. En effet ce signal résulte de la superposition de plusieurs ondes dont les fréquences dépendent de l'environnement chimique des atomes. Ce travail très utile à la spectroscopie comme à l'imagerie R.M.N. permet d'établir le spectre des rayonnements émis et d'en extraire les paramètres pertinents à l'un et l'autre des domaines de la R.M.N. (cf. Chap4).
- 3- il servira d'organe essentiel à l'imagerie par R.M.N. en permettant l'acquisition de la nouvelle information sur le signal FID, après la génération des gradients de champ linéaires et facilitera par ses possibilités d'adressages mémoires, la reconstruction de l'image par l'utilisation d'algorithmes de reconstruction de l'image.



Chapitre

4



CHAPITRE 4

ANALYSE SPECTRALE DU SIGNAL R. M. N.

4.1 Introduction

Comme constaté au chapitre 1, la loi de variation du signal de précession libre R.M.N. (F.I.D.), décroît selon une loi exponentielle de forme générale, [17].

$$M_{xy}(t) = M_0 e^{-t/\tau} \quad (4.1)$$

où M_{xy} représente le moment magnétique total des noyaux résonnants dans le plan xOy , et M_0 son amplitude maximale suivant le même plan.

Le signal acquis dépend de l'échantillon, puisqu'il varie suivant la constante de temps τ , qui elle même est fonction de la nature des tissus considérés. Par ailleurs, le signal est périodique et évolue lentement dans le temps. Ceci s'explique par le retour progressif à l'équilibre thermique des noyaux excités. Il s'agit du phénomène de relaxation décrit au chapitre 1.

Partant de ces hypothèses, nous nous proposons dans cette partie d'extraire les paramètres importants du spectre R.M.N. notamment ses composantes fréquentielles, en concevant un programme d'analyse spectrale du signal FID. Pour ce faire, la méthode adoptée est la transformation de Fourier rapide plus connue sous le nom de "Fast Fourier Transform" ou F.F.T, le modèle algorithmique choisi est celui de "Cooley-Tukey" [19], [28], [29], [30].

4.2 La transformée de Fourier rapide

Elle correspond à un algorithme de calcul permettant de calculer la transformée de Fourier discrète ou D.F.T. (Discrete Fourier transform) avec un nombre d'opérations très inférieur à celui nécessaire dans le cas d'un calcul direct, [28]-[30].

La transformée de Fourier discrète (D.F.T.) d'un signal temporel discret $x(k)$, est définie par :

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot W_N^{-nk} \quad ; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.2)$$

$$\text{où, } W_N = e^{j2\pi/N} = \cos(2\pi/N) + j \sin(2\pi/N) \quad (4.3)$$

Comme dans le cas de la transformée de Fourier d'un signal continu, on peut expliciter la suite temporelle $x(k)$ en termes de sa transformée $X(n)$, comme suit :

$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \cdot W_N^{+nk} \quad ; \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.4)$$

La formule (4.4) est l'expression inverse de la transformée de Fourier discrète [28].

A partir des relations (4.2) et (4.4), nous constatons que la D.F.T. et son inverse sont paramétrées de manière finie, elles peuvent donc être calculées par ordinateur. D'autre part, elles soulignent que le signal temporel $x(k)$ et le signal fréquentiel $X(n)$ sont tous deux périodiques de période N (N étant le nombre de données). Par ailleurs, le nombre de multiplications complexes peut être réduit à $(N/2) \cdot \log_2 N$, au lieu des N^2 nécessaires au calcul direct.

4.3 Choix de la base F.F.T.

La F.F.T. n'est pas elle même une transformée, mais plutôt un procédé efficace pour le calcul rapide de la D.F.T. et son inverse. L'algorithme FFT a pour avantage d'éliminer toutes les opérations redondantes lors du calcul de la DFT. Ceci grâce à la propriété de symétrie de la fonction W_N [28], [29].

Les fondements mathématiques de l'algorithme FFT furent initialement établis par Cooley et Tukey [29]. Leur approche est simple et consiste à poser pour une suite temporelle $x(k)$ la partition :

$$\begin{cases} f(k) = x(2k) \\ g(k) = x(2k+1) \end{cases}, \text{ où } k = 0, 1, \dots, N-1 ; \quad (4.5)$$

Cette représentation exige de N d'être un nombre pair, dans ce cas la relation (4.2) devient :

$$X(n) = \sum_{k=0}^P x(2k) \cdot W_N^{-2nk} + \sum_{k=0}^P x(2k+1) \cdot W_N^{-(2k+1)n} ; \quad (4.6)$$

$$\text{où } P = (N/2) - 1$$

La relation (4.6) peut être exprimée sous une forme plus compacte par la relation :

$$X(n) = F(n) + W_N^{-n} \cdot G(n) ; \quad n = 0, 1, \dots, (N/2) - 1 \quad (4.7)$$

où , $F(n) = \text{DFT} [f(k)]$ et $G(n) = \text{DFT} [g(k)]$

Les suites de coefficients $F(n)$ et $G(n)$, sont périodiques, de période $N/2$. Cette périodicité, nous permet de calculer le reste des coefficients $X(n)$, autrement dit :

$$X(n) = F(n-N/2) + W_N^{-n} \cdot G(n-N/2) ; \quad n = N/2, \dots, N-1 \quad (4.8)$$

Il est clair maintenant que les N coefficients de la DFT sont réduits à deux suites de $N/2$ valeurs. Ceci a pour conséquence, la réduction du nombre total d'opérations complexes qui passe de N^2 à $2 \cdot (N/2)^2 + N$.

A cette limite, le même procédé peut être appliqué aux fonctions $f(k)$ et $g(k)$ en prenant $N/2$ pair. Ce processus est répété jusqu'à obtention des DFT à deux points chacune. En fait, ceci n'est possible que si N est une puissance entière de deux, i.e :

$$N = 2^\nu, \quad \text{où } \nu = \text{Log}_2 N \quad (4.9)$$

Cette fragmentation à base 2 au cours du temps par étapes successives est le fondement même de l'algorithme FFT. L'entier ν représente le nombre d'étapes de cette fragmentation. Le modèle "Cooley-Tukey" de l'algorithme FFT, traite les données temporelles et discrètes par paires suivant un schéma élémentaire de forme

forme croisée [28],[29],[32], d'où son nom de "Papillon FFT" ou " FFT Butterfly ".

La description précédente est celle d'une FFT à base 2, utilisée dans notre analyse. Cependant, d'autres bases peuvent être appliquées pour déterminer d'autres versions de l'algorithme FFT et réduire ainsi considérablement le nombre d'opérations à $\beta.N \log N$ où β , serait une constante inférieure à l'unité (1), [28]-[32].

4.4 Description du Programme

Le programme écrit en Basic , effectue les tâches suivantes :

- 1 - Acquisition réelle ou simulée du signal R.M.N.
- 2 - Organisation des données en fichiers mémoires
- 3 - Tracé du signal temporel acquis , en temps réel
- 4 - Entrelacement Temporel des données acquises
- 5 - Calcul des coefficients spectraux FFT, $X(n)$
- 6 - Tracé du spectre d'amplitude du signal R.M.N.

Le programme est intitulé " NEWFFT.BAS ", son organigramme est donné à la figure 29 et son listing est disponible en ANNEXE I.

Le fichier d'acquisition , vu au chapitre III sous le nom de "ACQUI12.ASM " est maintenant une sous-routine du programme principal " NEWFFT.BAS ", accessible par l'instruction MSDOS " SHELL ". Ceci dans le but d'obtenir un spectre en temps réel.

Comme mentionné ci-dessus , le programme débute par l'acquisition du signal de précession libre R.M.N. (signal FID) , ou par la simulation de ce dernier en appelant un fichier de données pré-enregistré ou bien encore tout autre fichier mémoire concernant un signal quelconque, dans le but de vérifier le bon fonctionnement du programme.

L'acquisition étant réalisée , il organise les données en fichiers mémoires dans le segment de données du microprocesseur (DX) 8086 à l'adresse début hexadécimale 2000:400 h. Le programme procède ensuite au tracé du signal temporel acquis $x(k)$, en

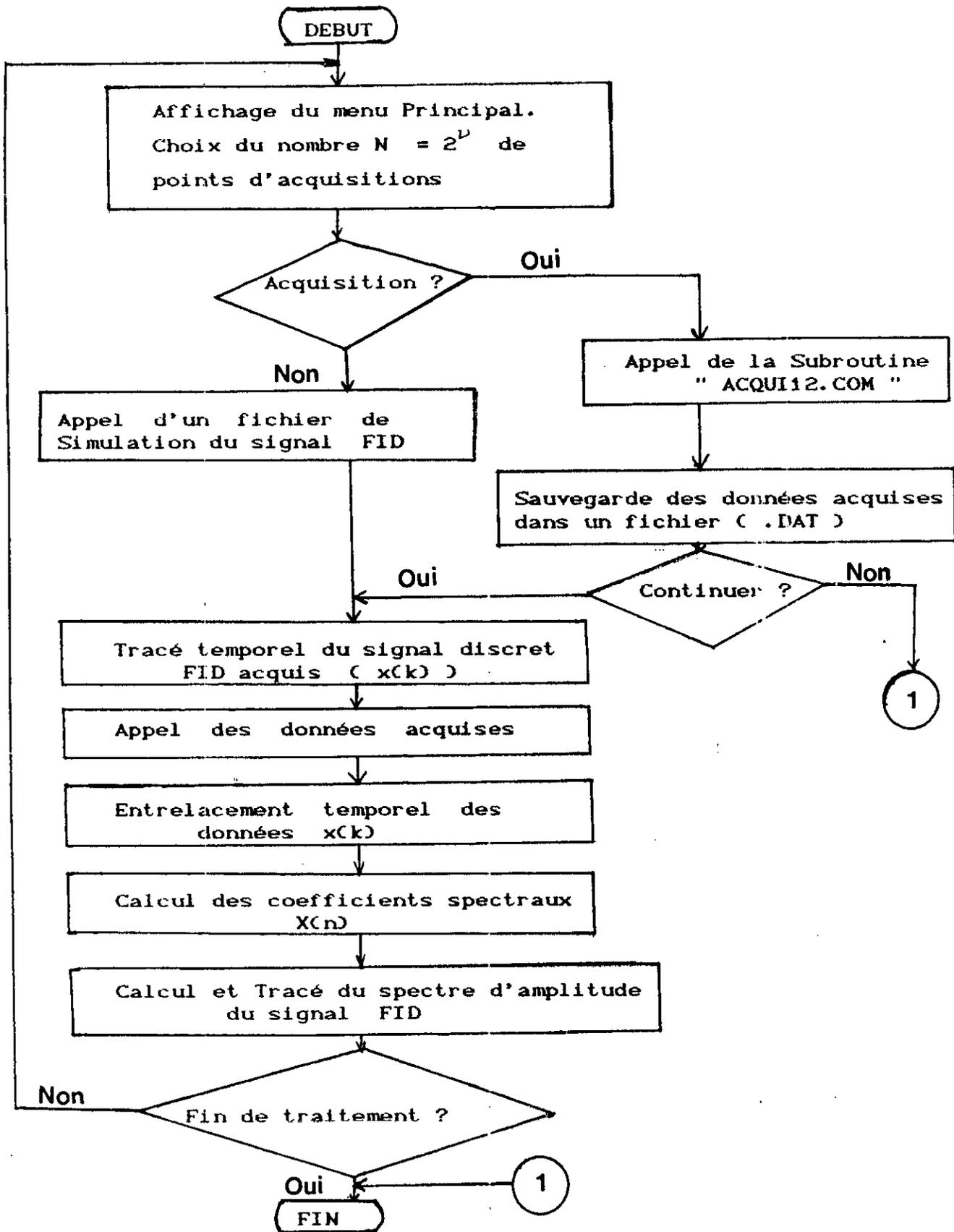


Fig. 29 Organigramme du programme " NEWFFT.BAS "

temps réel et lance l'opération d'entrelacement temporel des données acquises.

Cette opération achevée, il calcule les coefficients spectraux $X(n)$ par l'algorithme FFT. Dans une dernière étape le programme trace le spectre d'amplitude du signal R.M.N. et permet par une dernière option le retour au système .

Le programme a été initialement conçu pour un nombre de points d'acquisition N quelconque. Mais les essais expérimentaux ont vite révélé que N était en fait limité par la nature de l'échantillon placé dans l'entre-fer de l'électro-aimant et par les contraintes pratiques (Hardware), imposées par l'interface d'acquisition.

4.5 Vérification du programme FFT

Dans le but de vérifier le fonctionnement du programme nous avons choisi de déterminer le spectre de signaux de formes sinusoïdale et carrée (ou rectangulaire). Ces signaux ont été générés pour une amplitude donnée par micro-ordinateur et envoyés vers l'interface pour le calcul de leur spectre. Ils sont donc échantillonnés à la même période $T_e = 40$ microsecondes.

Les résultats obtenus sont exposés aux figures 30a et 30b. Nous constatons qu'ils correspondent à ceux décrits dans la théorie du traitement numérique des signaux [30]-[33]. Les spectres ont été calculés dans des fenêtres de 64 points pour rester dans les limites imposées par l'interface. Ce travail a donc permis de constater le bon fonctionnement du programme "NEWFFT.BAS".

4.6 Simulation et tests pratiques

a) Simulation

Avant d'aborder les tests pratiques sur le signal FID pour en extraire les composantes fréquentielles, nous avons tenu à tester notre programme sur un modèle simulé choisi à partir des observations du signal réel faites sur oscilloscope.

Nous avons ainsi généré un signal de forme exponentielle

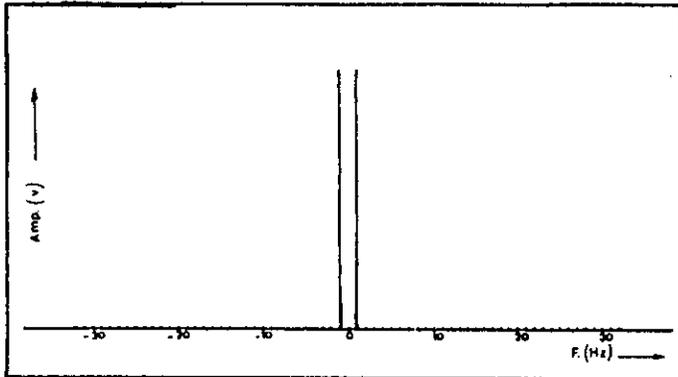
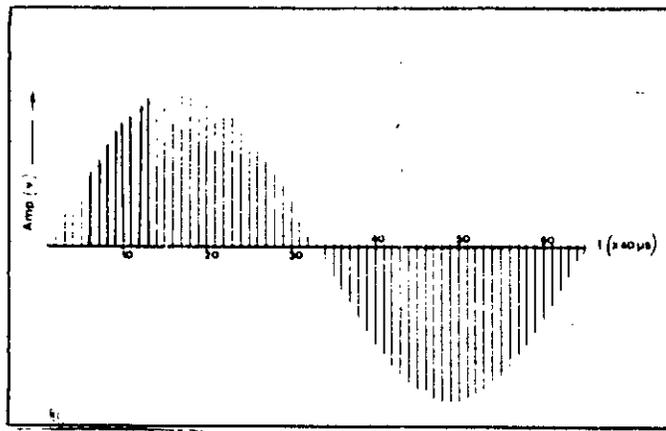


Fig. 30a Spectre d'amplitude du signal sinusoidal simulé

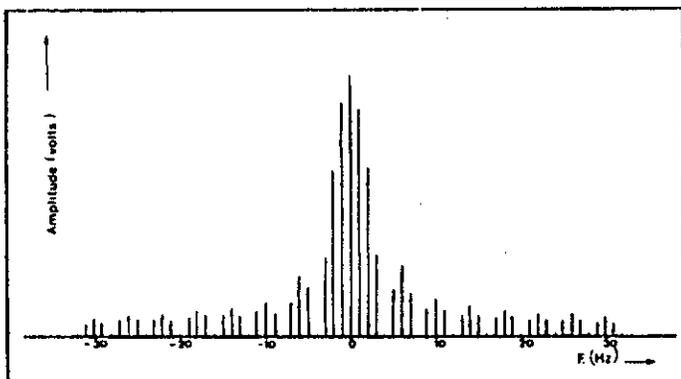
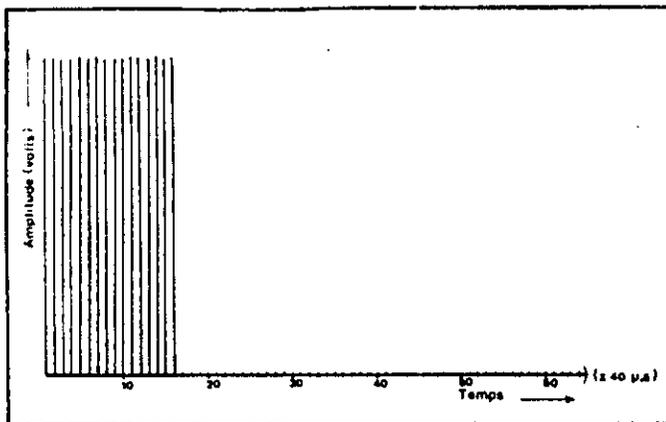


Fig. 30b Spectre d'amplitude du signal carré simulé

décroissante (Fig. 31a) de constante de temps $T_2 = 0.5$ millisecondes et choisi une période d'échantillonnage globale de 40 microsecondes.

Cette représentation du signal FID nous a permis de mieux nous rapprocher du signal réel. Cependant, elle constitue une forme idéale affranchie de tous les parasites, les bruits et toutes les sources d'inhogénéité du champ B_0 produit par notre spectromètre travaillant à une fréquence de 5 Mhz.

Ce travail est aussi justifié par le fait qu'il est imposé de fixer un modèle théorique stable du signal FID pour un échantillon donné pris dans les conditions de notre spectromètre, et qui permettrait de faire la comparaison entre les résultats théoriques et ceux trouvés dans la pratique.

Les résultats de l'analyse spectrale du signal FID simulé sont fournis à la figure 31b. Nous constatons malgré tout un recouvrement spectral lorsque N dépasse 15 points d'analyse. Ceci est dû d'une part au choix de la période d'échantillonnage et d'autre part au choix du nombre N de points d'acquisition qui lui, est limité par l'interface et par la durée de vie du signal qui est $T = 2$ ms.

b) tests pratiques

Cette fois ci, le programme FFT est testé sur le signal FID réel acquis. La figure 32 illustre les résultats expérimentaux pour un nombre $N_s = 64$ points d'acquisition. Le calcul et le tracé du spectre d'amplitude en fonction de la fréquence du signal FID, nécessite 7 secondes sur AMSTRAD PC 1512 travaillant à 8 Mhz alors que son exécution pour un même nombre de points sur HP-VECTRA ayant une horloge interne de plus de 16 Mhz, dure moins de 4 secondes.

Le spectre représenté dans une fenêtre de 64 points à une période d'échantillonnage de 40 μ s, a pour fréquence fondamentale :

$$f_0 = \frac{1}{N \cdot T_e} = 390 \text{ Hertz}$$

- La largeur de la bande fréquentielle de la fenêtre d'analyse correspond à :

$$F = 64 \times f_0 = 24960 \text{ Hertz}$$

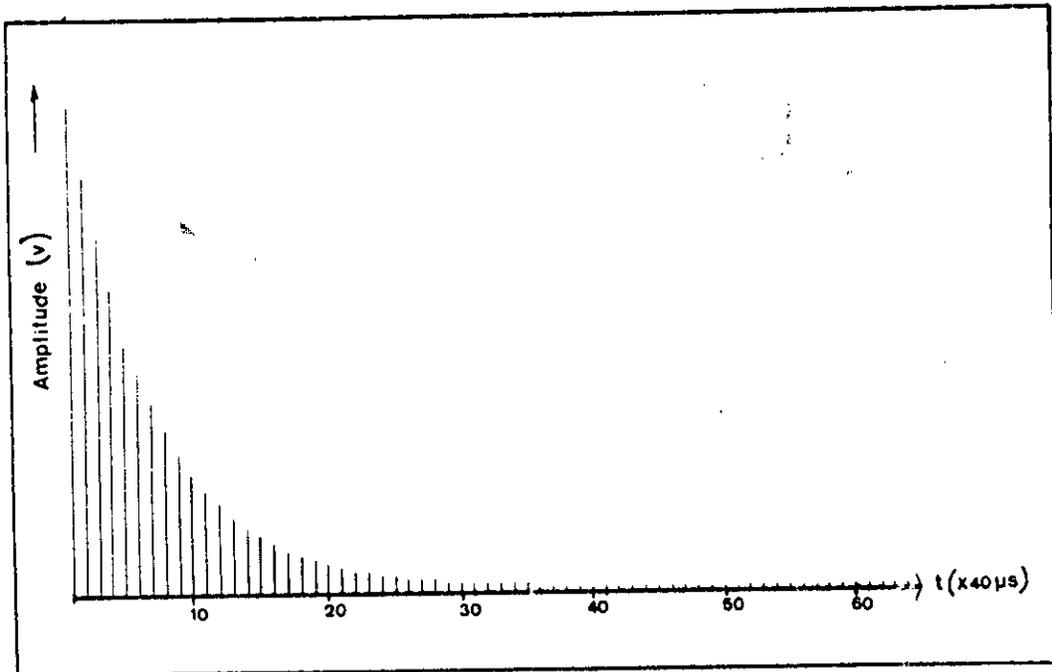


Fig. 31a Signal FID simulé

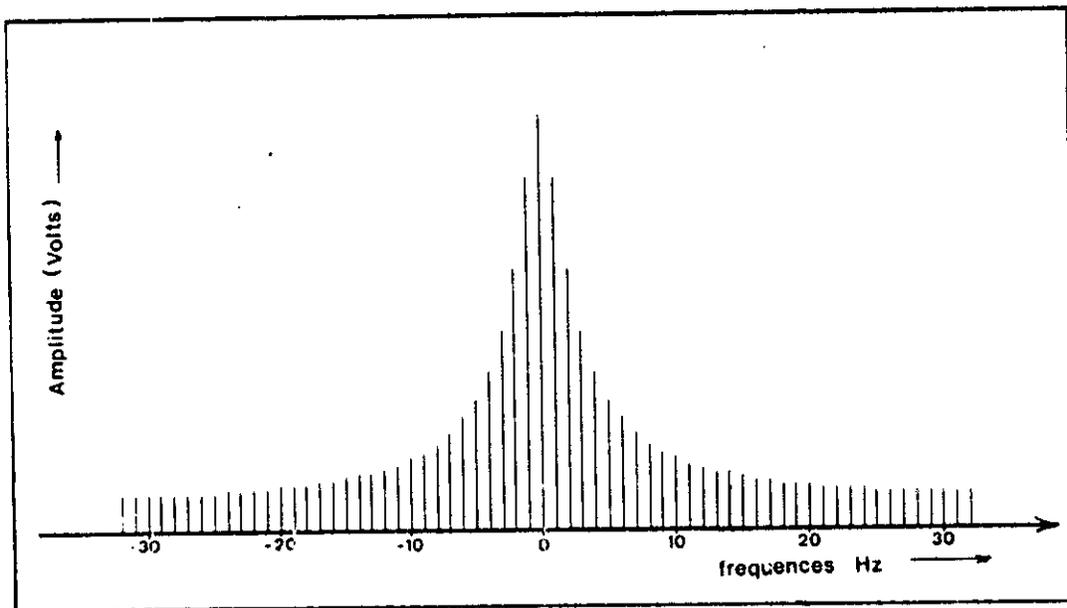


Fig. 31b Spectre d'amplitude du signal FID simulé

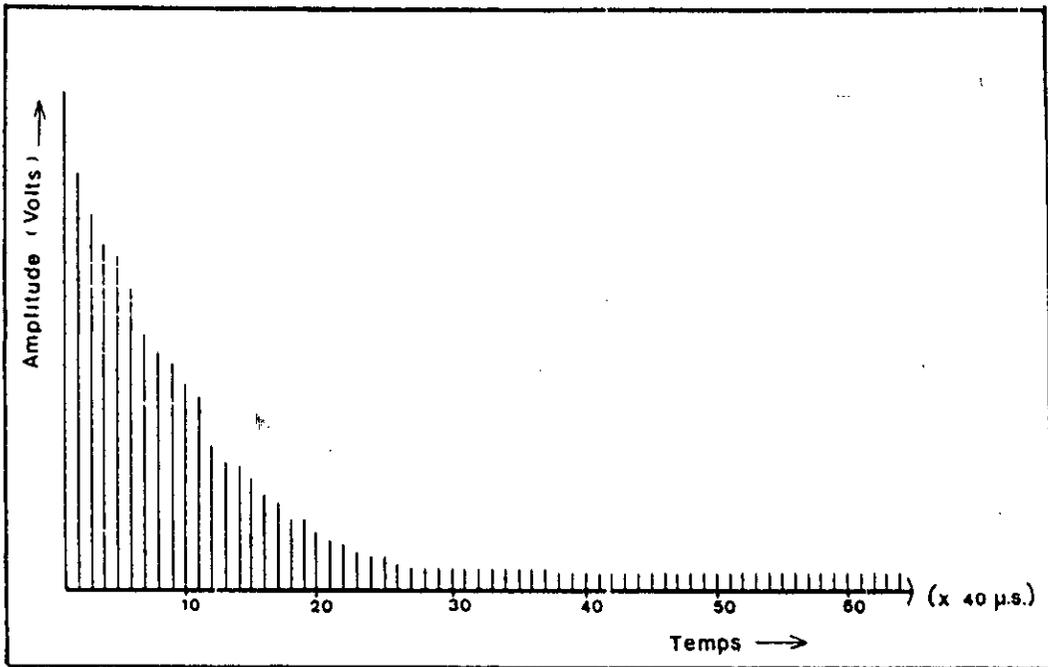


Fig. 32a Signal FID acquis pour $N = 64$ points

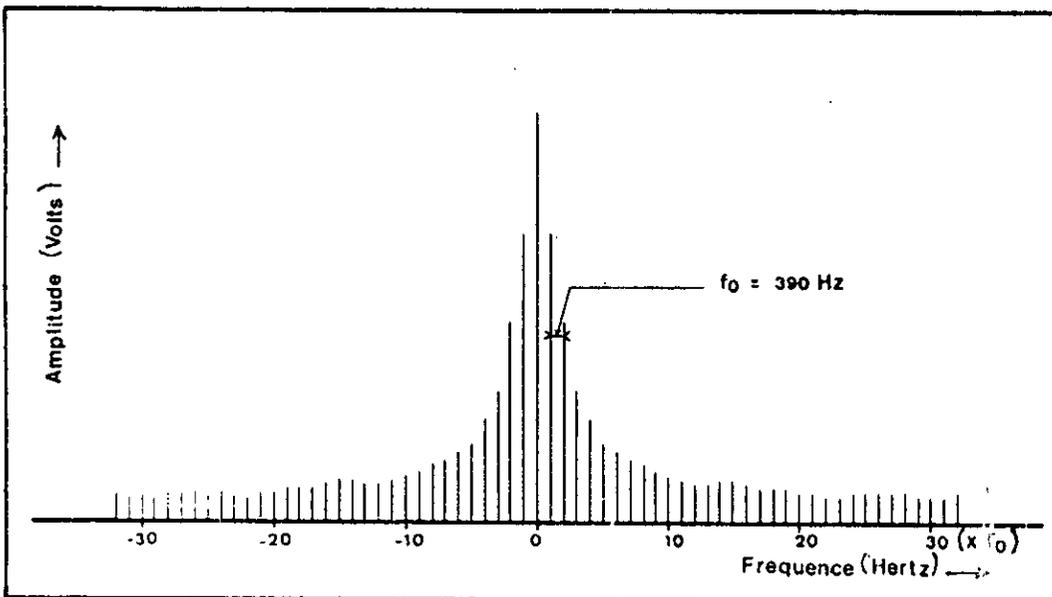


Fig. 32b Spectre d'amplitude du signal FID acquis pour $N = 64$ points

- En raison de la symétrie du spectre. Cette largeur correspond au double de la fréquence maximale (f_m) contenue dans le spectre :

$$f_m = \frac{F}{2} = 12480 \text{ Hertz}$$

Or, la fréquence d'échantillonnage globale (Echant. + Conversion) imposée par l'interface d'acquisition est de :

$$f_e = \frac{1}{T_e' + T_c} = 26344 \text{ Hertz,} \quad \text{où :}$$

- $T_e' = 3 \mu s$, est la période d'échantillonnage réelle
- $T_c = 35 \mu s$, est le temps de conversion maximal du convertisseur.

Nous constatons que la fréquence d'échantillonnage est légèrement supérieure à $2 \times f_m$. Néanmoins, il existe aussi un recouvrement sur les bords du spectre, il y a donc une zone de pertes d'harmoniques comme dans le cas simulé. Alors que pour satisfaire la condition de Shannon [29]-[33], il faudrait que l'amplitude du spectre tende vers zéro à mesure que N augmente. Ce recouvrement peut être dû à plusieurs raisons, la première est l'absence d'un filtrage à l'entrée du système d'acquisition car en théorie [30]-[33], le spectre d'un signal exponentiel est infini. La deuxième raison est l'impossibilité d'augmenter le nombre N à cause de la période de vie courte du signal FID et des limites de l'interface. On peut aussi incriminer le temps de mise en mémoire des données acquises à mesure que N augmente et le temps que met le programme pour calculer et tracer les coefficients spectraux $X(n)$ correspondants.

D'autre part, nous constatons dans le cas réel (Fig. 32b) des distortions en amplitude du spectre dues principalement au manque d'isolation (Cage de Faraday) et à l'effet d'inhomogénéité du champ B_0 . Le signal FID est donc affecté par les interférences et parasites extérieurs. Ce bruit incontournable se traduit par des irrégularités en amplitude du spectre du signal FID.

4.7 Utilité de l'analyse spectrale du signal FID

Comme nous l'avons précédemment mentionné (Chap.3 § 3.5), l'analyse spectrale du signal FID ne comporte pas seulement la dé-

termination de la fréquence fondamentale du signal RMN. Mais elle est aussi très utile aussi bien dans le domaine de la spectroscopie que dans celui de l'imagerie RMN.

Pour la spectroscopie, on peut à partir de l'analyse spectrale du signal FID déterminer de manière précise les valeurs du temps de relaxation T2 [39], [42]. On peut aussi connaître la structure fine de la matière et faire des investigations sur le métabolisme cellulaire humain [5],[24],[35],[44],[48],[49].

Pour l'imagerie, l'analyse spectrale par transformation de Fourier bidimensionnelle ou tridimensionnelle reste le seul outil très efficace pour la synthèse de l'image. Dans ce cadre, elle est appliquée après l'utilisation de gradients de champ magnétiques en général linéaires pour l'acquisition de l'image à deux ou trois dimensions (voir chap.2 § 2.2). C'est pourquoi, cette étude est suivie par celle de la génération de gradients de champ magnétique linéaires qui serviront plus tard à faire l'acquisition de l'image RMN au sein du laboratoire (voir Chap.5).



Chapitre

5



CHAPITRE 5

REALISATION DU SYSTEME DE GENERATION DES GRADIENTS DU CHAMP MAGNETIQUE \vec{B}_0

5.1 Création d'un champ magnétique \vec{B}_0 uniforme

Le champ magnétique \vec{B}_0 est caractérisé par son intensité, son homogénéité, sa stabilité et son étendue. Le problème consiste à obtenir les meilleures caractéristiques malgré les limites dues aux problèmes techniques, médicaux et coût de l'ensemble.

Le choix de l'intensité du champ magnétique est dicté par le rapport signal à bruit, les problèmes de pénétration de l'onde radiofréquence, l'homogénéité désirée, et enfin par les risques pour le patient. L'amélioration du rapport signal/bruit est principalement due à l'accroissement de \vec{B}_0 . Néanmoins, une augmentation trop importante de \vec{B}_0 , c'est à dire de la fréquence de résonance de Larmor est préjudiciable à l'homogénéité du champ radiofréquence B_1 , du fait des problèmes de pénétration dans de grands échantillons [1],[5],[6],[27].

En outre, et bien que très mal explorés, les risques dus aux champs magnétiques trop intenses et aux ondes radiofréquences, nous imposent certaines restrictions. C'est pour ces raisons et parce que le prix d'un aimant croît très vite en fonction de l'intensité du champ \vec{B}_0 que, pour l'exploration de grands échantillons, nous sommes amenés à travailler à des champs relativement faibles, de l'ordre de 1000 à 2000 Gauss. Pour de petits et moyens échantillons \vec{B}_0 peut varier entre 4000 et 7000 Gauss.

L'homogénéité du champ magnétique des systèmes d'imagerie est moins importante que pour la spectroscopie R.M.N. basse ou haute résolution. Elle doit même être inférieure à la valeur du gradient de champ magnétique. Pour l'imagerie corps entier elle est l'ordre de 10^{-4} , 10^{-5} p.p.m. (parties par millions). Le champ

\vec{B}_0 doit également rester stable dans le temps. Ainsi pour l'imagerie de petite dimension, le champ magnétique peut être créé par un aimant permanent ou un électro-aimant à bobines résistives.

Par contre, l'imagerie corps entier est réalisée en général à l'aide d'un aimant à bobine à air basé sur le principe des bobines en configuration Helmholtz. L'aimant est donc généralement formé de 4 bobines coaxiales limitant un espace intérieur de 60 à 70 cm de diamètre dans lequel le patient peut être allongé. La figure 33 illustre la configuration d'un tel aimant.

L'un des défauts des bobines à air est l'absence de circuits à haute perméabilité magnétique qui canalisent les lignes de forces. Il est donc nécessaire de contrôler les fuites magnétiques qui peuvent être à l'origine des distortions du champ \vec{B}_0 . La puissance de l'alimentation de ces bobines est de l'ordre de 20 à 70 kW.

Un second problème affectant surtout les aimants résistifs est celui de la grande dissipation de chaleur (effet joule) provoquée par la production de champs intenses dépassant 3 Teslas. On y a remédié aujourd'hui grâce à l'avènement des supraconducteurs qui ont permis d'autres technologies de fabrication des aimants. Refroidis par un mélange d'hélium et d'azote liquides, ces aimants permettent d'obtenir des champs magnétiques plus intenses et homogènes sur de grandes surfaces. D'autre part, ils ont permis d'étudier d'autres atomes que l'hydrogène, par exemple le phosphore 31, le fluor 19, le carbone 13 et bien d'autres isotopes [17],[27].

5.2 Gradient du champ magnétique \vec{B}_0 , linéaire

Les gradients de champ magnétique ont pour rôle de modifier le champ \vec{B}_0 de telle sorte que le signal émis d'un point de l'échantillon dépende de sa position dans l'espace.

En pratique, ces gradients sont produits par des électro-aimants qui vont modifier de façon linéaire le champ \vec{B}_0 dans les trois directions de l'espace. Leur valeur varie suivant les appareils entre 0.05 et 1 Gauss/cm et dépend à la fois de l'intensité du courant parcourant les bobines des électro-aimants et de leur géométrie.

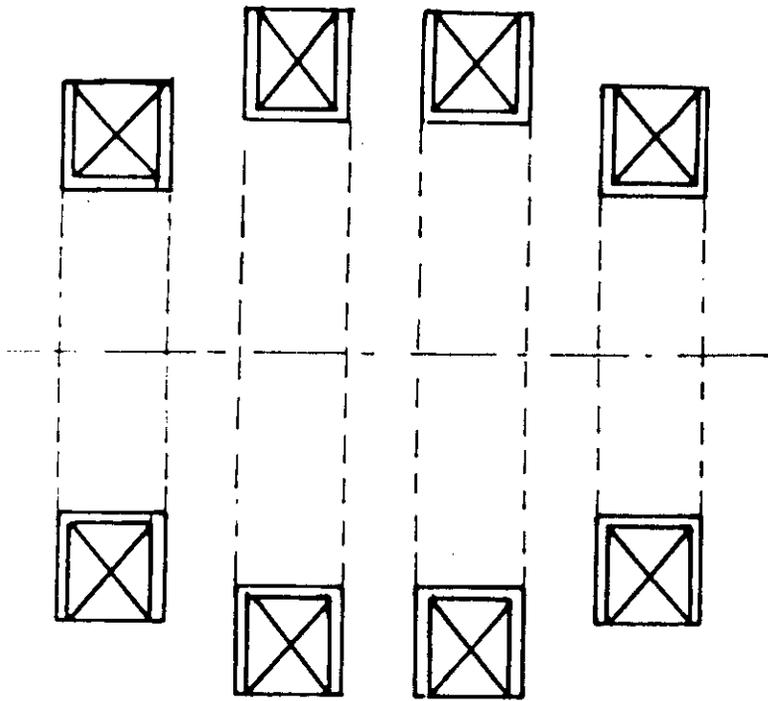


Fig.33 Aimant corps entier constitué par 4 bobines à air

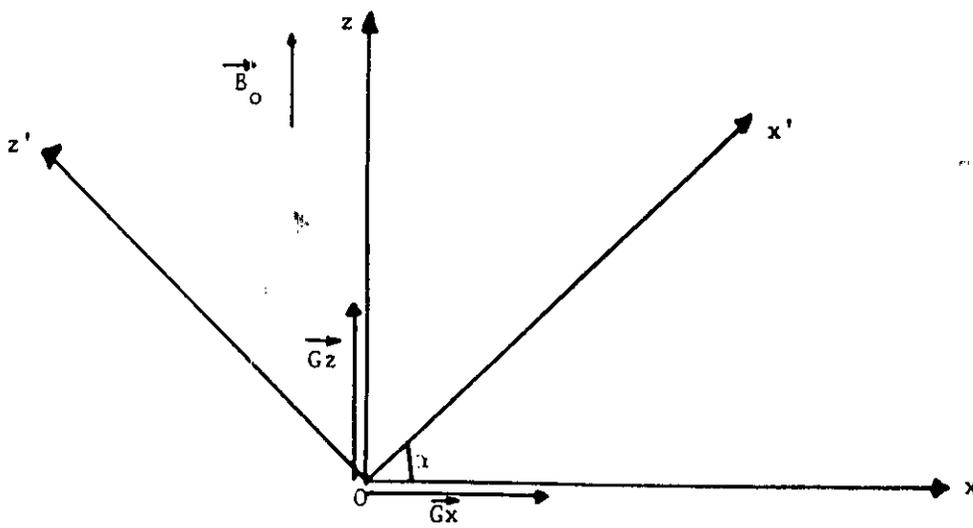


Fig.34 Gradient de champ magnétique linéaire

Pour disperser l'échantillon en imagerie par résonance magnétique nucléaire, on utilise un gradient \vec{Gd} . La variation du champ magnétique est linéaire dans la direction \vec{Od} choisie et constante dans les directions perpendiculaires. L'induction créée par les bobines a trois composantes. Seule la composante Bz suivant la direction du champ statique \vec{Bo} , est prise en compte. L'influence des deux autres composantes perpendiculaires Bx et By est négligeable, leur amplitude étant faible devant celle de Bo . Ainsi on peut écrire :

$$\vec{Gd} = \frac{\delta Bz}{\delta x} \vec{x} + \frac{\delta Bz}{\delta y} \vec{y} + \frac{\delta Bz}{\delta z} \vec{z} \quad (5.1)$$

En composant deux gradients linéaires définis suivants les 2 directions \vec{Oz} et \vec{Ox} (Fig. 34), on obtient un gradient linéaire dans une direction \vec{Ox}' définie par :

$$\text{tg } \alpha = \frac{Gz}{Gx} \quad (5.2)$$

où α est l'angle de la direction \vec{Ox}' par rapport à la direction \vec{Ox} .

Lorsque les deux gradients sont appliqués simultanément, on peut alors écrire :

$$Bz(x, z) = Gx \cdot x + Gz \cdot z \quad (5.3)$$

Si l'on se place dans le système d'axes (x', z') défini par l'angle α , il vient :

$$\begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x' \\ z' \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Les formules de passage précédentes permettent d'exprimer le champ Bz dans le système d'axes (x', z') d'où :

$$Bz(x', z') = Gx \cdot (x' \cdot \cos \alpha - z' \cdot \sin \alpha) + Gz \cdot (x' \cdot \sin \alpha + z' \cdot \cos \alpha) \quad (5.5)$$

L'expression (5.5) peut être simplifiée en utilisant la relation (5.3), ce qui donne :

$$B_z(x', z') = (G_x \cdot \cos\alpha + G_z \cdot \sin\alpha) \cdot x' \quad (5.6)$$

On obtient d'après la relation précédente, un gradient de champ linéaire dans la direction \vec{Ox}' , si la variation des courants dans les bobines créant les gradients \vec{G}_x et \vec{G}_z suivent la loi suivante :

$$\begin{cases} G_x = G_0 \cdot \cos\alpha \\ G_z = G_0 \cdot \sin\alpha \end{cases} \quad (5.7)$$

On choisit $G_0 = G_d$, G_d étant la valeur du gradient désiré dans la direction \vec{Od} définie par α .

Chaque méthode d'imagerie impose des caractéristiques différentes aux gradients [17],[27],[37]. Pour les méthodes dites d'excitations sélectives, l'établissement de l'amplitude du gradient est primordiale. Par contre, pour les méthodes dites de Zeugmatographie par projection la bonne linéarité du gradient s'impose tandis que le temps de montée de ce dernier n'est pas important. Pour la méthode dite du point sensible la linéarité du gradient est moins importante

Toujours est-il, que pour toutes les méthodes d'imagerie l'amplitude du gradient doit être la plus faible possible et compatible avec la résolution choisie [37], [43],[44]. Dans notre cas, nous avons choisi de générer des gradients linéaires dans le but d'obtenir plus tard des images par la méthode de Zeugmatographie par projection. Ce choix a été dicté par les commodités de programmation offertes par le procédé de Zeugmatographie [27].

5.3 Description du système des gradients

Comme nous l'avons précédemment cité (cf. § 5.2), les gradients de champ magnétique ont pour rôle de modifier le champ \vec{B}_0 de façon linéaire. Pour contrôler cette modification, on agit sur les courants d'alimentation des bobines des gradients, puisque le champ créé par une bobine est proportionnel au courant qui la traverse. Ce contrôle est fait à partir d'un ordinateur. Ainsi, il est clair qu'une conversion numérique-analogique s'impose; c'est la fonction de l'interface N/A réalisé.

Le système électronique permettant de gérer les trois gradients du champ magnétique \vec{B}_0 , se compose de (Fig. 35) :

- un ordinateur permettant le contrôle des gradients de champ magnétique à partir d'un programme de gestion ;
- un interface numérique-analogique se logeant dans les slots de l'ordinateur et comportant trois sorties ; ...
- une carte d'amplification à trois voies alimentant les trois systèmes de bobines X,Y et Z ;
- le système de bobines créant le gradient G_z .

Le schéma synoptique (Fig. 35) ci-dessous met en évidence les liaisons entre les différentes parties du système.

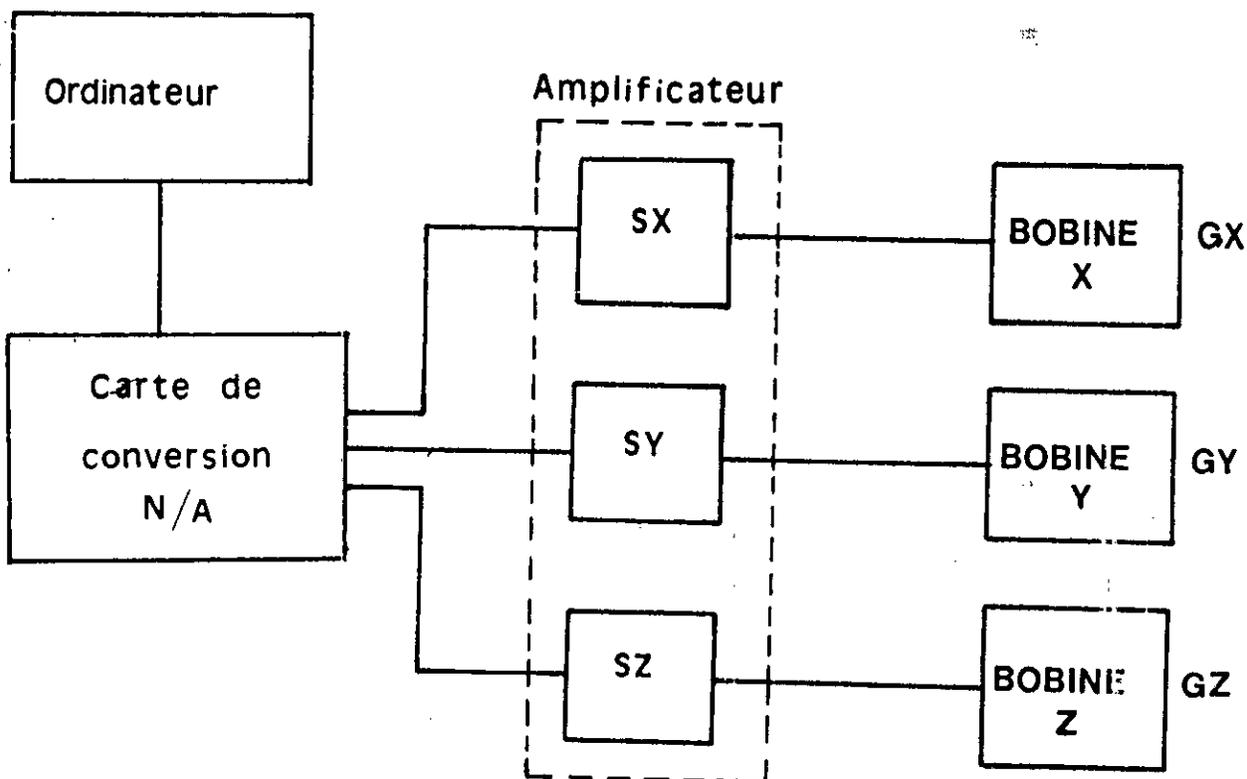


Fig. 35 Synoptique du système des gradients de champ magnétique

5.4 Réalisation de l'interface N/A

5.4.1 Introduction à la conversion N/A

Souvent dans les systèmes réels étudiés, les paramètres sont des quantités analogiques. Pour effectuer des mesures sur ces paramètres, l'information est recueillie sous forme d'un signal électrique à la sortie d'un transducteur. Afin de bénéficier de la capacité de stockage et de la rapidité de traitement des ordinateurs, les signaux analogiques sont numérisés par des convertisseurs A/N (ou C.A.N.) [4], [10].

Les convertisseurs N/A (ou C.N.A.) remplissent la fonction inverse permettant ainsi de communiquer les résultats du traitement numérique au système analogique pour modifier ou contrôler son fonctionnement.

Un convertisseur numérique-analogique (C.N.A.) est généralement une source de courant commandée numériquement dont la sortie analogique est une fraction normalisée d'un signal de référence à pleine échelle. Idéalement, la fraction devrait pouvoir prendre un nombre fini de valeurs, conduisant ainsi à la génération d'une fonction analogique continue en sortie. Pratiquement l'entrée numérique se fait sur n bits et ne peut prendre que 2^n valeurs. La sortie analogique est donc quantifiée par pas de 2^{-n} de la pleine échelle qui correspond à un 1 LSB (least significant bit) ou bit de poids le plus faible. Cette résolution est fonction du nombre de bits.

La fonction de transfert d'un C.N.A. est une succession de points alignés sur une droite définie par ses deux points extrêmes zéro et pleine échelle. La différence entre deux points adjacents est égale à un 1 LSB.

Quatre erreurs expriment la précision d'un C.N.A., elles représentent en général l'écart entre la fonction de transfert réelle et la fonction de transfert idéale. Il s'agit de :

a) l'offset:

c'est l'erreur du signal de sortie lorsque le code d'entrée tend à générer une tension nulle. Cette erreur affecte tous les codes

de la même façon ;

b) l'erreur du gain :

c'est l'erreur sur la pente de la fonction de transfert, elle affecte tous les codes en pourcentage.

c) l'erreur de linéarité simple :

elle traduit la différence entre la valeur de la sortie obtenue et la valeur correspondante mesurée sur la caractéristique idéale de la fonction de transfert.

d) l'erreur de linéarité différentielle :

cette erreur exprime la différence entre deux codes adjacents ou la différence entre l'incrément mesuré et celui théorique de 1 LSB. Par exemple, si entre deux codes consécutifs l'incrément de sortie est de $1/3$ de LSB, l'erreur de linéarité différentielle est de $-2/3$ LSB.

Enfin, les caractéristiques dynamiques du C.N.A. sont également importantes. Sa sortie analogique doit s'établir en un temps minimal. Les convertisseurs à sortie courant ont des temps d'établissements plus courts que ceux à sortie tension. C'est dû au fait que les premiers aiguillent simplement des courants sur un noeud de sortie à tension nulle (masse réelle ou virtuelle selon la position des commutateurs de sortie).

Les C.N.A. à sortie tension sont généralement constitués d'un C.N.A à sortie courant suivi d'un amplificateur opérationnel qui assure la conversion courant-tension. Chaque amplificateur ajoute son propre temps de montée à celui du C.N.A rendant ainsi le temps d'établissement global plus lent [9]-[11].

5.4.2 Description générale de l'interface N/A

Comme pour l'interface d'acquisition (cf. Chap3), l'interface numérique-analogique a été conçue pour être logée dans l'un des slots vacant de l'AMSTRAD PC 1512. Le schéma électrique de l'interface est donné à la figure 36 ci-après, on y distingue essentiellement deux parties :

- a) le circuit d'interfaçage et de contrôle (PPI 8255) avec sa logique de décodage, sa fonction est de :

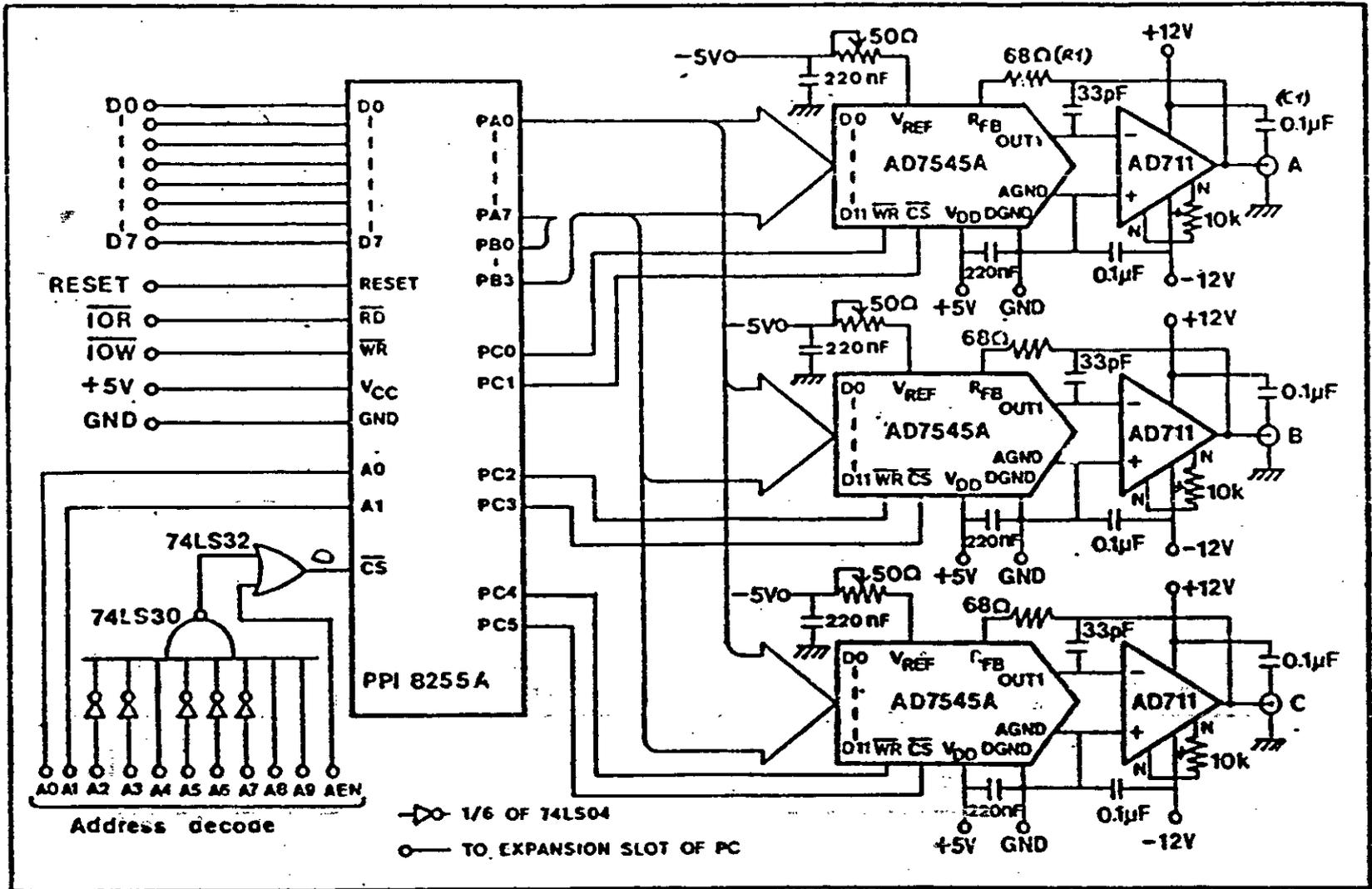


Fig. 36 Schéma électrique de l'interface numérique-analogique

- recevoir les données de l'ordinateur;
- transmettre les données aux convertisseurs N/A;
- commander l'activation des convertisseurs;

- b) Les trois canaux de conversion constitués des CNA AD 7545 et des amplificateurs opérationnels AD 711. Les convertisseurs ont ici pour rôles :

- la réception des données numériques du PPI 8255
- la réalisation de la conversion numérique-analogique

Tandis que les amplificateurs réalisent d'une part une adaptation d'impédance et d'autre part assurent la conversion courant-tension des sorties analogiques des convertisseurs N/A.

5.4.3 Adaptation du PPI 8255 aux besoins de la carte N/A

Nous avons détaillé au chapitre 3, l'architecture interne et externe du circuit d'interfaçage PPI 8255 ainsi que ses différents modes de fonctionnement. Nous nous suffiront donc ici, d'expliquer l'adaptation de ce dernier aux besoins de la carte N/A.

a) Composition du mot de commande

Nous avons vu (cf. Chap3 § 3.3.2) que le 8255 fonctionnait selon trois modes :

- Mode 0 : Les ports A et B et les deux quartets du port C peuvent être programmés en entrée ou en sortie.

- Mode 1 : Chacun des ports A et B est servi par un quartet du port C pour gérer les échanges en " poignée de main ".

- Mode 2 : Le port A est intégralement bidirectionnel, mais pour cela ,il doit être servi par 5 fils du port C

Nous avons là aussi, pour des commodités d'adressage de la carte N/A, choisi le mode zéro de fonctionnement du PPI. Sa programmation s'effectue en envoyant dans le registre de commande le mot binaire 1 0 0 0 0 0 0, qui correspond au cas de figure C (Fig. 37) ci-après.

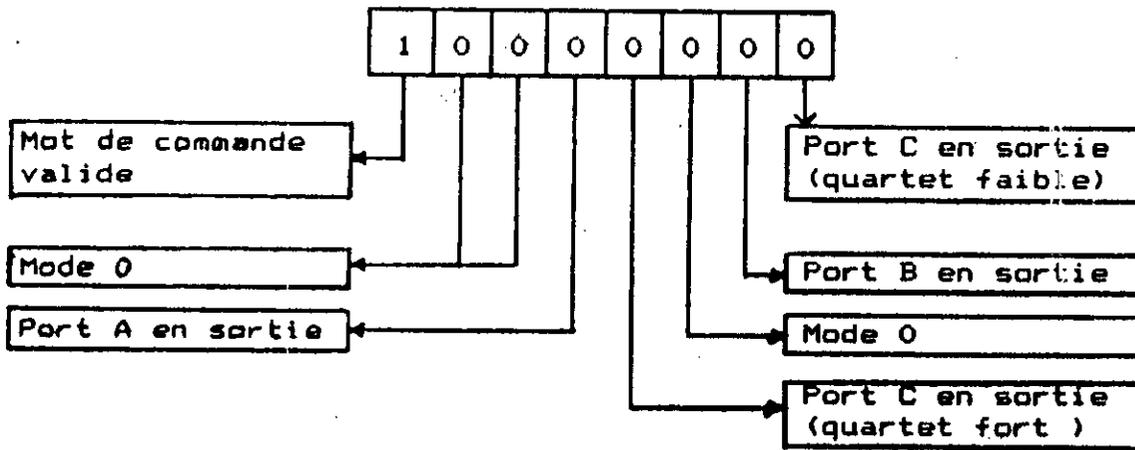


Fig. 37 Composition du mot de commande du PPI

b) Programmation du PPI 8255

Le bus d'extension de l'ordinateur IBM PC XT présente un bus de données de 8 bits, (cf. ANNEXE II ,Fig.II.1) D'autre part, les convertisseurs N/A reçoivent les données sur un bus de 12 bits. Le transfert des données de l'ordinateur vers les C.N.A. est assuré par le PPI 8255, pour cela :

- Le 8255 reçoit les données en format 8 bits en deux cycles.
- Les données en format 12 bits sont présentées aux C.N.A. sur 12 lignes d'entrées-sorties du 8255 (Le port A et le quartet de poids faible du port B).
- Pour pouvoir sélectionner les trois voies :
 - * deux lignes du port C sont affectées à chaque C.N.A. qui correspondent aux broches \overline{WR} et \overline{CS} destinées à charger le registre interne des convertisseurs.
 - * l'activation de la voie se fait par un mot de contrôle envoyé au port C.

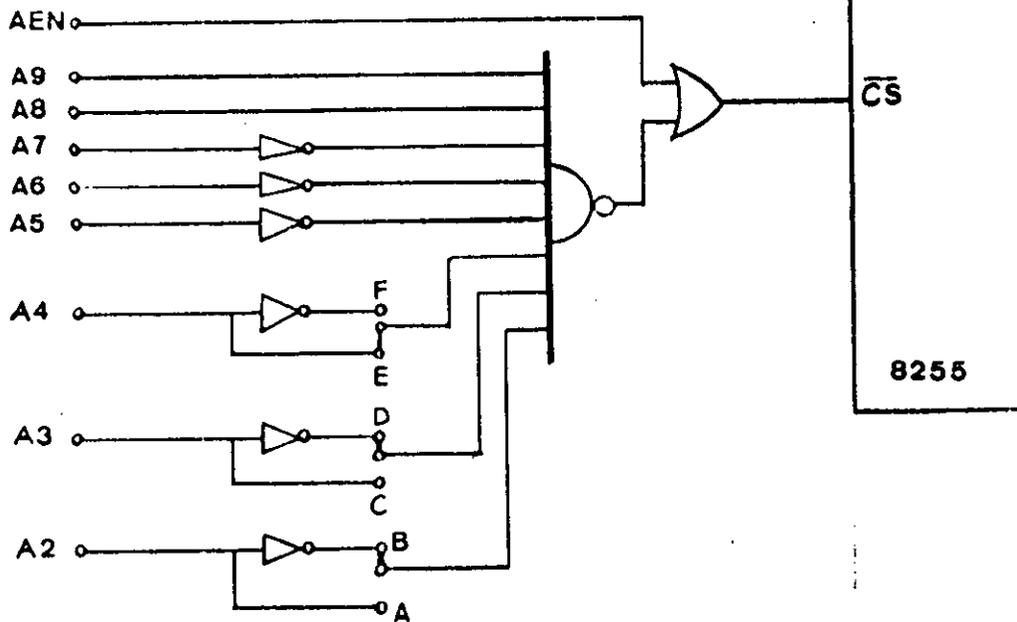


Fig.38 a Signaux de commande de la carte N/A

Domaine d'adresse (hex)	Straps
300 303	B, D, F
304 307	A, D, F
308 30B	B, C, F
30C 30F	A, C, F
310 313	B, D, E
314 317	A, D, E
318 31B	B, C, E
31C 31F	A, C, E

Fig. 38b Tableau d'adresses pouvant être occupées par la carte

Comme dans le cas de l'acquisition (cf. Chap3 § 3.2.4), on décode là aussi uniquement les 10 bits de poids faible du bus d'adresses du bus d'extension. L'adresse est validée lorsque la broche AEN (Address enable) est activée.

5.4.4 Le convertisseur N/A AD 7545

a) Présentation de l'AD 7545 :

Le convertisseur N/A AD 7545 d'Analog-devices se présente dans un boîtier de DIP de 20 broches. C'est un convertisseur du type R2R à technologie CMOS [9],[10]. Sa sortie analogique est une source de courant commandée numériquement sur 12 bits. Il dispose d'un registre interne pour verrouiller la dernière donnée reçue sur son entrée numérique. Le composant peut être utilisé avec une tension de référence fixe ou variable, il se comporte alors comme un atténuateur.

b) Organisation externe

Le schéma de brochage du convertisseur est donné en ANNEXE II; on y distingue essentiellement :

- 12 broches pour le bus de données (DB0-DB11);
- une entrée VDD pour la référence du "1" logique;
- une broche DGND pour la masse digitale;
- une entrée VREF pour la référence analogique, c'est la tension analogique de sortie prise à pleine échelle;
- une masse analogique ADGND;
- une broche RFB pour ajuster le gain à pleine échelle, le signal de sortie étant récupéré sur la broche OUT1;
- enfin deux broches \overline{WR} et \overline{CS} pour le chargement du registre interne.

D'autres spécifications techniques, concernant l'organisation interne et l'utilisation du composant figurent en ANNEXE II à la figure II.3a.

5.4.5 Fonctionnement et programmation de la carte N/A

a) Fonctionnement

La carte N/A est alimentée par les tensions +12 v, -12 v, +5 v, et - 5 v disponibles sur le slot d'extension de l'ordinateur, et contrôlé à travers le PPI 8255. Notons ici, que pour sélectionner PPI à travers la broche \overline{CS} , il suffit de décoder les 10 bits de poids faible du bus d'adresses du bus d'extension .

Le décodage d'adresses a été fait de telle sorte que les ports A, B, C et le registre de contrôle (Reg.Com) du PPI se voient attribués respectivement les adresses hexadécimales 310h, 311h, 312h, et 313h [12]-[15].

Le 8255 reçoit les données en format de 8 bits en deux cycles et les transmet aux convertisseurs en format 12 bits sur 12 lignes d'E/S (Le port A et le quartet de poids faible du port B). Pour sélectionner les trois voies il faut affecter deux lignes du port C aux entrées \overline{WR} et \overline{CS} de chaque convertisseur (voir brochage en ANNEXE II, fig. II.2). L'activation de la voie se fait par un mot de contrôle qui est envoyé au port C.

b) Gestion de la carte

Après avoir initialisé le PPI en mode 0 par envoi du mot de mot de commande 1 0 0 0 0 0 0 au registre de commande, on procède ensuite à la conversion de données enregistrées en mémoire sous forme de fichiers consignés dans une bibliothèque appelée Library.Lib. Cette bibliothèque de fichiers mémoires a permis la génération de différents signaux de forme sinusoïdale, carrée ou rectangulaire mais surtout de rampes, but de la réalisation.

La figure 39 donne l'organigramme du programme "Library.Lib" Après avoir lu, le masque d'initialisation, le programme consulte le répertoire des signaux disponibles en faisant le choix du signal qui servira à la génération du gradient dans la direction choisie. Cette dernière étape fait partie du programme principal qui gère l'ensemble du système (" Grad.asm "). Le programme "Library.Lib" devient de ce fait une subroutine du programme principal. Le lis-

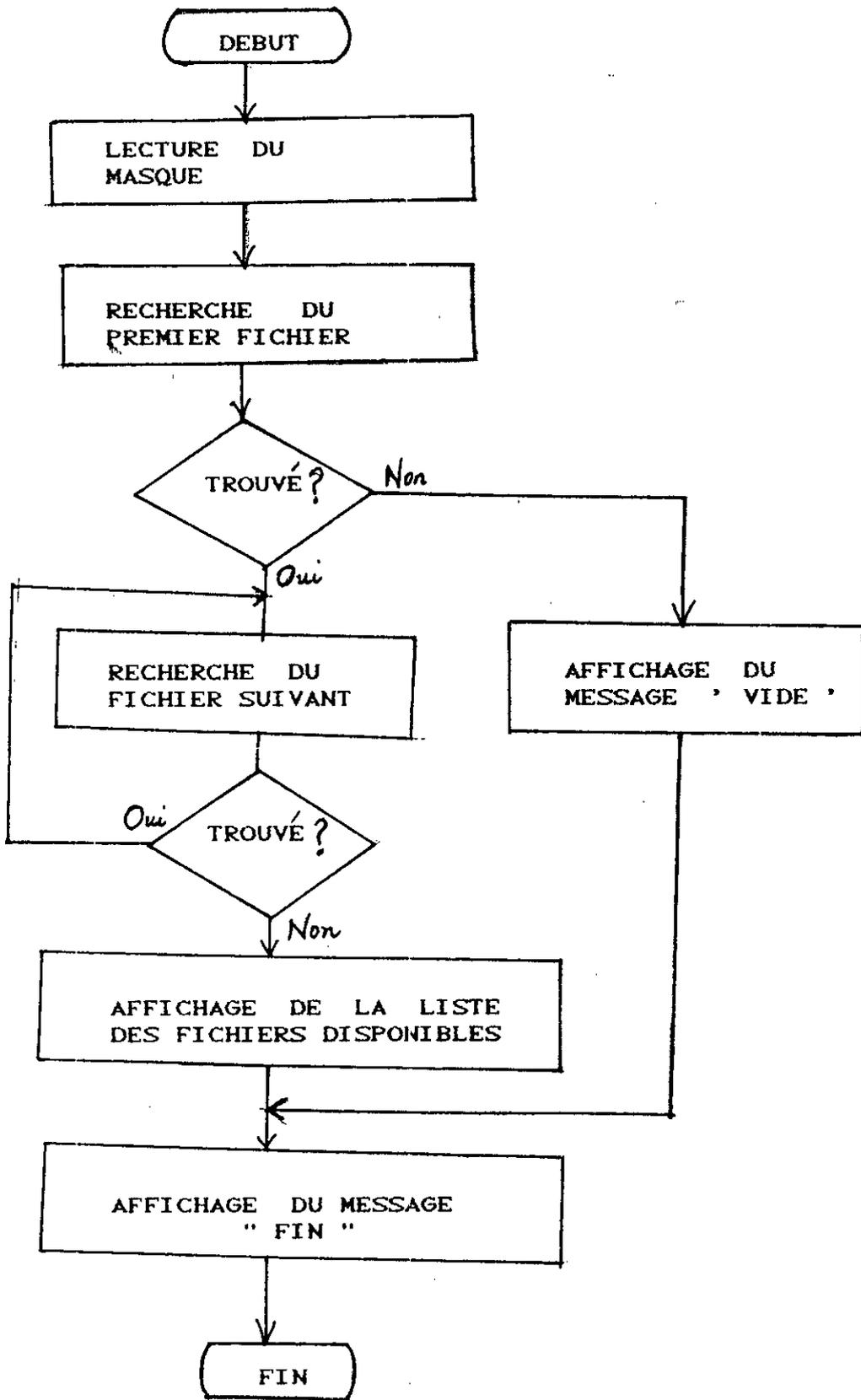


Fig. 39 Organigramme du programme " Libracy.Lib "

ting de "Library.Lib" ainsi que celui de "Gradient.asm" figurent
ANNEXE I .

5.5 Réalisation de l'amplificateur de courants

Les programmes de gestion de la carte N/A précédents permettent la génération de rampes ou de signaux triangulaires. Ces signaux servent à la génération des gradients de champ linéaires. Une contrainte doit alors être satisfaite, il s'agit de l'amplitude du gradient qui doit être comprise dans l'intervalle [0.05 -1] G/cm, pour pouvoir dépasser les effets de l'inhomogénéité et des irrégularités du champ magnétique statique B_0 .

Or, les convertisseurs N/A présentent sur leurs sorties des courants très faibles de l'ordre de quelques mA (cf. note technique en ANNEXE II, Fig.III 3a) d'une part, et d'autre part l'alimentation interne de l'ordinateur ne permet que : 33 mA à -5 v, 50 mA pour le + ou -12 v, et 900 mA pour le +5 v. Aussi, la solution retenue est un circuit d'amplification externe représenté à la figure 40 et qui a pour fonction de délivrer le courant nécessaire pour créer un gradient de champ acceptable.

Le circuit est composé de trois voies identiques réalisant l'amplification des trois sorties de l'interface de conversion N/A. Pour chacune des voies l'amplification est accomplie par le Darlington constitué des transistors 2N1711 et 2N3055.

L'amplificateur opérationnel (AD 711), délivre le courant de base nécessaire au Darlington et compense la chute de tension des deux jonctions V_{be} . Le courant peut être limité par la résistance de l'émetteur du Darlington.

L'alimentation de l'amplificateur est assurée par une alimentation externe symétrique de + ou - 9 volts. La valeur du courant de sortie est pratiquement égale à la tension de sortie de la carte de conversion par la résistance de l'émetteur du Darlington. Le courant amplifié peut atteindre environ 1 A.

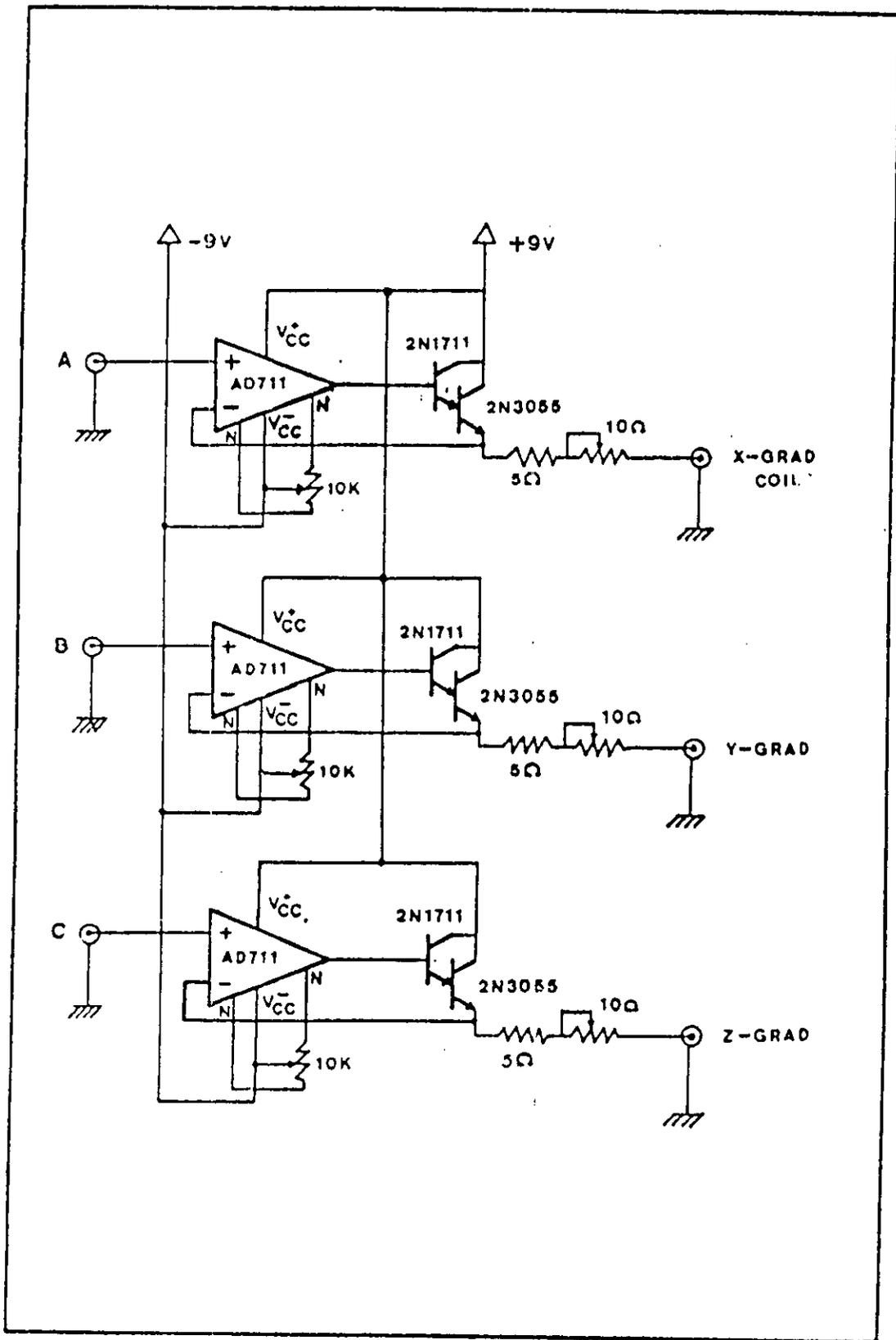


Fig. 40 Schéma électrique de l'amplificateur en courant

5.6 Conception des bobines de gradients

5.6.1 Induction créée par la bobine de gradient

Le gradient suivant l'axe Oz défini par \vec{B}_0 est obtenu en combinant les inductions créées par un système de deux bobines circulaires prises en configuration Helmholtz, de rayon R et distantes de a (voir Fig. 41).

Considérons une spire du système de bobines Helmholtz précédent (Fig. 46), chaque contribution élémentaire au champ \vec{B} en un point quelconque P de l'espace située entre les deux bobines s'écrit [17]:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot d\vec{l} \times \vec{\mu}}{4 \pi \cdot r^2} \quad (5.8)$$

Si les deux bobines du système Helmholtz parcourues par un courant I, contiennent chacune N' spires et sont distantes de a. Un calcul élémentaire dans le cadre de la loi de Biot-Savart donnerait pour expression de l'induction totale créée en un point P de l'espace compris entre les deux bobines [27]:

$$B_t = \frac{\mu_0 \cdot N' \cdot I \cdot R}{2 \cdot (R^2 + d^2)^{3/2}} - \frac{\mu_0 \cdot N' \cdot I \cdot R}{2 \cdot [R^2 + (d - a)^2]^{3/2}} \quad (5.22)$$

où d est la distance qui sépare le centre de la bobine et le point P.

Si le point P se situe sur l'axe Oz, l'expression précédente est donc, à une constante près, celle du gradient G_z sur l'axe Oz défini par \vec{B}_0 . D'autre part nous remarquons que si :

- d = 0 , ce qui signifie que le point P est confondu avec l'un des centres des deux bobines , l'induction totale est nulle car elle est la somme de deux composantes colinéaires de sens opposées;

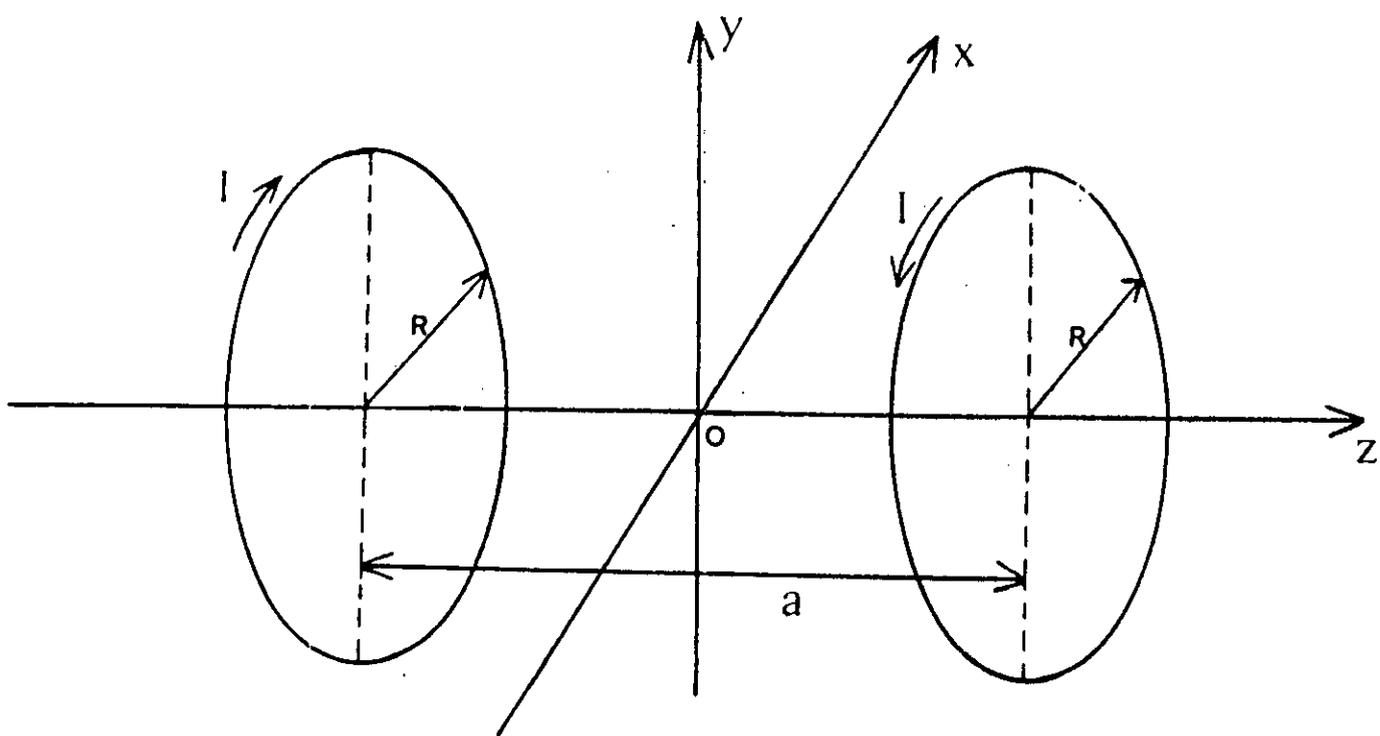


Fig.41 Système de bobines circulaires en configuration Helmholtz

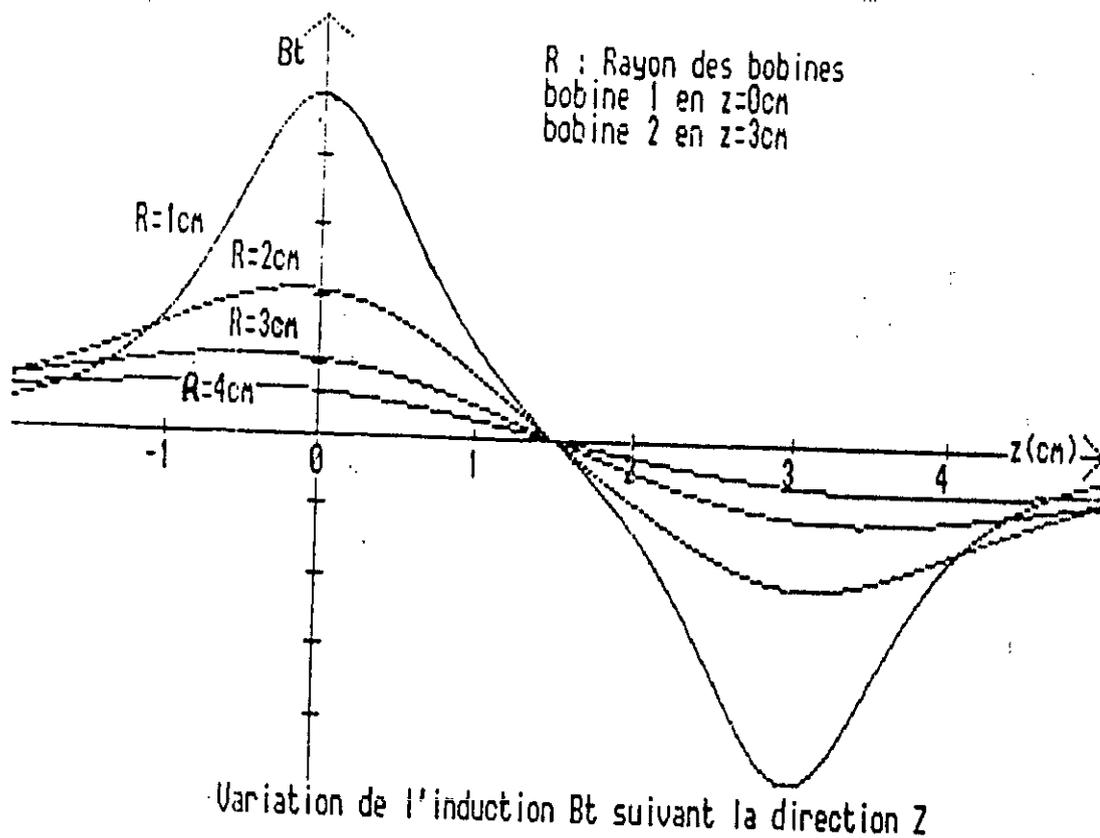


Fig.42 Résultats de la simulation de la fonction d'induction B_t

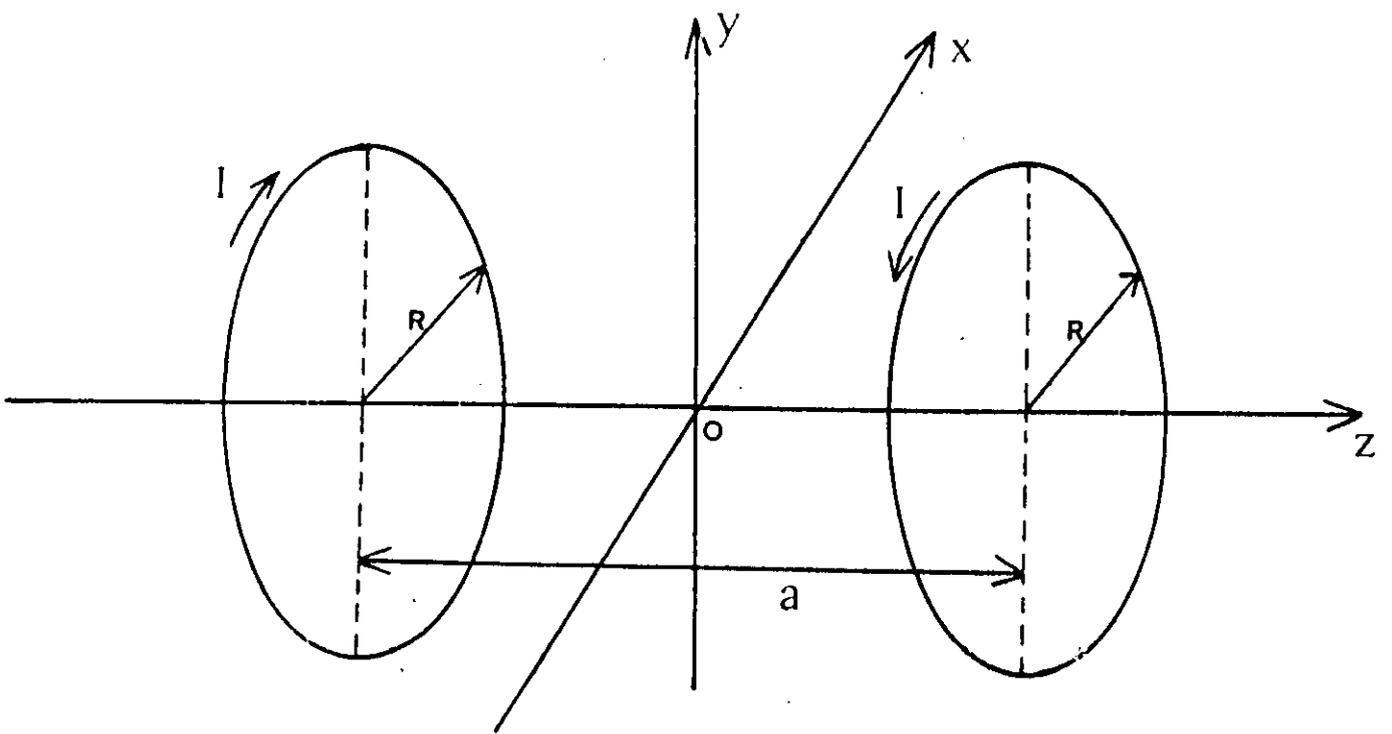


Fig.41 Système de bobines circulaires en configuration Helmholtz

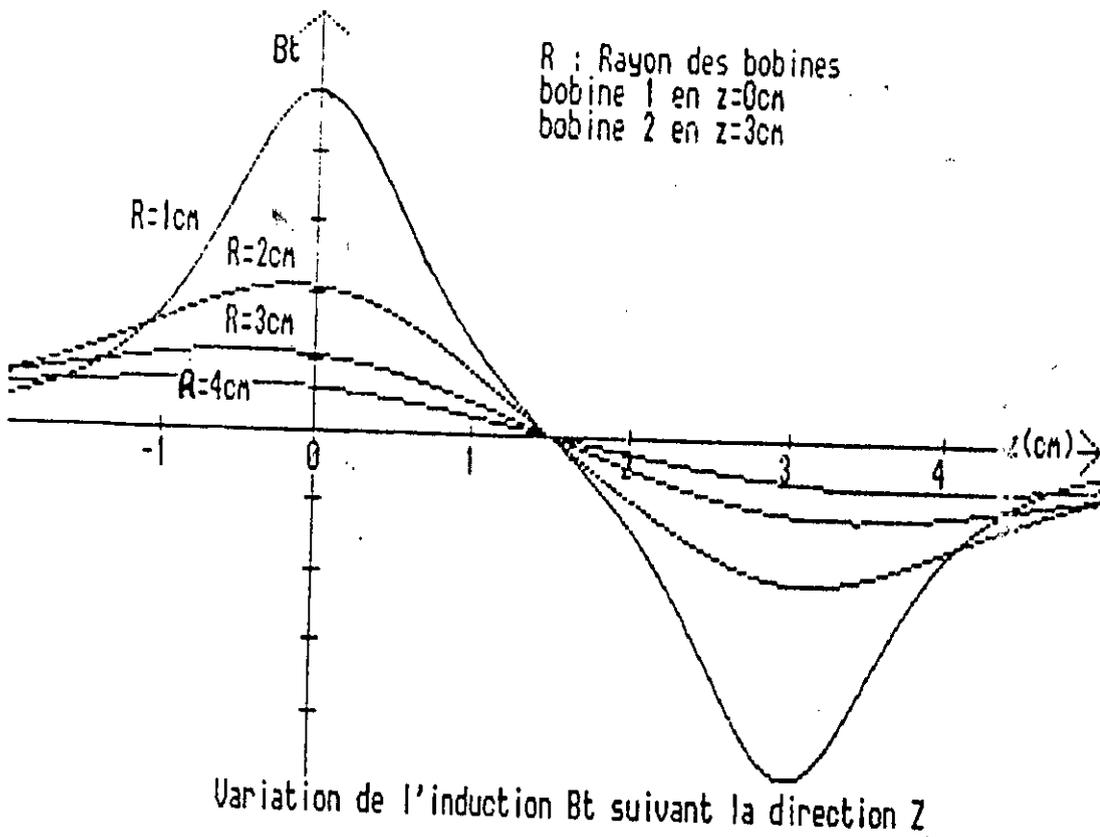


Fig.42 Résultats de la simulation de la fonction d'induction B_t

- $d = a$ (Le point P est sur l'une des deux bobines), l'induction totale est maximale et ne dépend que de a .

Il serait donc intéressant de connaître le comportement de B_t dans la portion d'espace cylindrique déterminé par les limites précédentes de d et par le rayon des deux bobines en configuration Helmutz.

5.6.2 Simulation de la fonction d'induction

Nous avons procédé à des tracés simulés par ordinateur de la fonction d'induction totale précédente, dans le but de déterminer le rayon R qui permettra la conception des bobines à gradient linéaire. Le principe est donc de choisir la valeur de R qui correspond à une linéarité maximale dans la zone délimitée par les bobines.

Pour ce faire, nous avons choisi de fixer les paramètres courant, nombre de spires et distance entre les deux bobines à :

- $I = 0.5 \text{ A}$
- $N' = 10$ spires
- $a = 3 \text{ cm}$, distance imposée par l'entre-fer de l'aimant

Les résultats obtenus sont présentés à la figure 42. On constate un comportement quasi-linéaire de la courbe $B_t = f(z)$ pour $R = 2 \text{ cm}$. Le rayon retenu est donc $R = 2 \text{ cm}$.

5.7 Gestion du système en assembleur 8086

Le principal programme de gestion du système de génération des gradients est intitulé " Grad.asm ". Ce programme a été entièrement réalisé en assembleur du microprocesseur 8086/8088 [12]-[14]. Son organigramme étayé à la figure 43, comprend une routine de consultation du répertoire des signaux disponibles sur fichiers de données.

Les principales tâches accomplies par le programme sont :

- + Le choix des séquences à partir du répertoire;
- + Le chargement des données à partir des fichiers désignés;

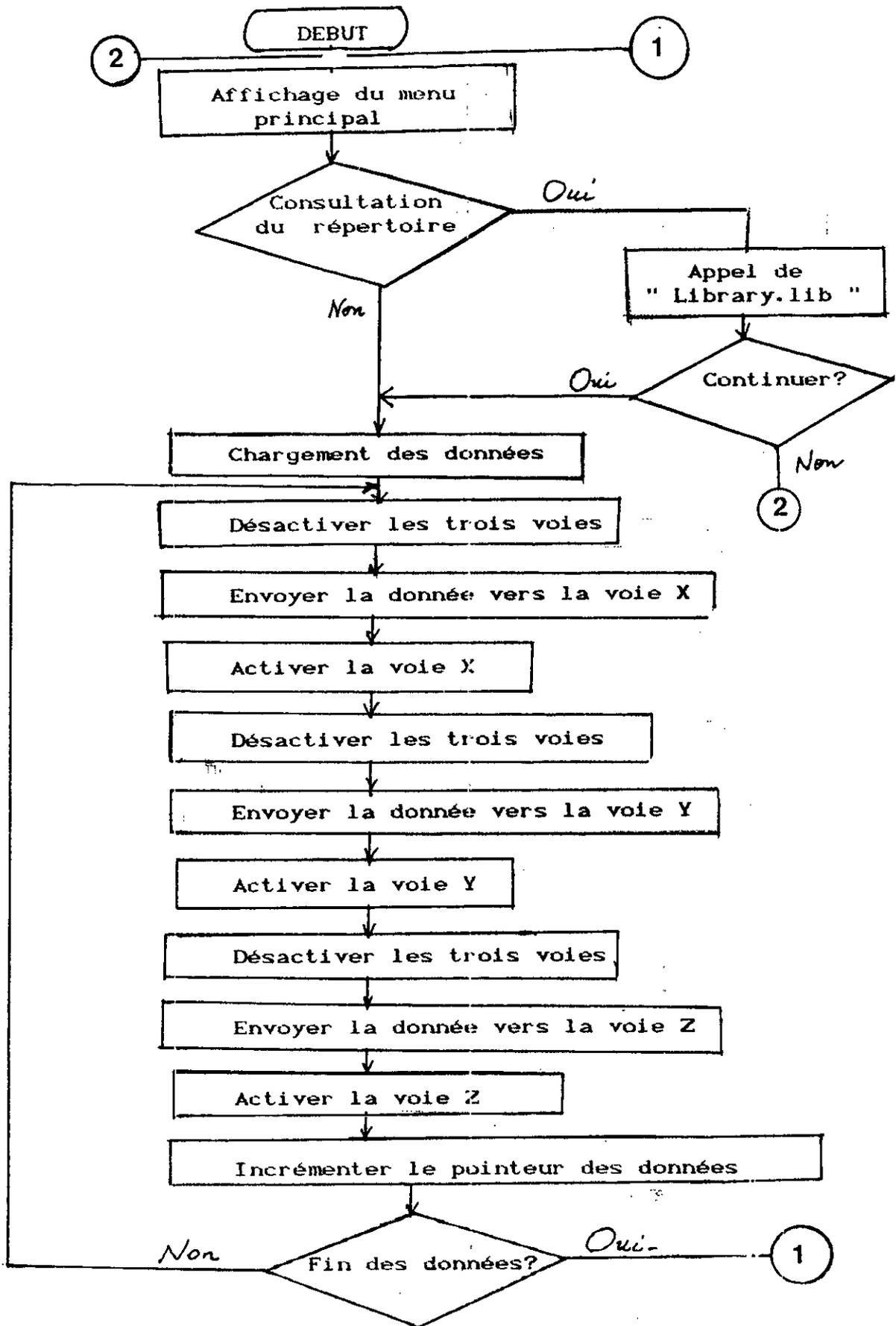


Fig. 43 Organigramme du programme " Grad. asm "

+ la génération des trois gradients de champ par sélection;

Le programme peut être adapté pour gérer l'ensemble des systèmes d'acquisition et de génération des gradients du champ magnétique. Pour cela, il faudrait inclure les programmes d'acquisitions en tant que routines du programme principal précédent. Cette opération aurait pour gros avantage (tenu compte des temps d'exécution), de permettre aussi bien une étude spectroscopique qu'une étude s'inscrivant dans le cadre de l'I.R.M. en temps réel.

5.8 Tests et résultats expérimentaux

Les premiers tests effectués sur "Gradient.asm" et l'interface de conversion N/A consistaient en la génération de trois signaux "multipléxés". Ces signaux sont stockés dans les fichiers "SINE.DAT" "SQUARE.DAT", "SAW.DAT" du répertoire "Library.Lib", ils correspondent respectivement aux signaux de forme sinusoidale, carrée et rectangulaire. Les résultats de leur génération ont été vérifiés sur oscilloscope et sont satisfaisants.

La deuxième partie des tests consistait à privilégier la génération d'une rampe de courant dans les bobines conçues de manière à produire un gradient Gz linéaire. La valeur calculée du gradient pour un courant de 0.5 A, est de :

$$Gd = 0.33 \text{ Gauss/cm}$$

Cette valeur a été jugée suffisante pour dépasser les irrégularités du champ magnétique statique B_0 .

Notons toutefois, qu'il aurait fallu vérifier cette valeur par une mesure pratique à l'aide d'un Gauss-mètre ou d'un Tesla-mètre. Néanmoins, des essais expérimentaux ont permis de s'assurer de la bonne linéarité du gradient généré successivement à la sortie des voies X, Y et Z de l'amplificateur. La figure 44 illustre la moyenne des relevés expérimentaux pour plusieurs essais.

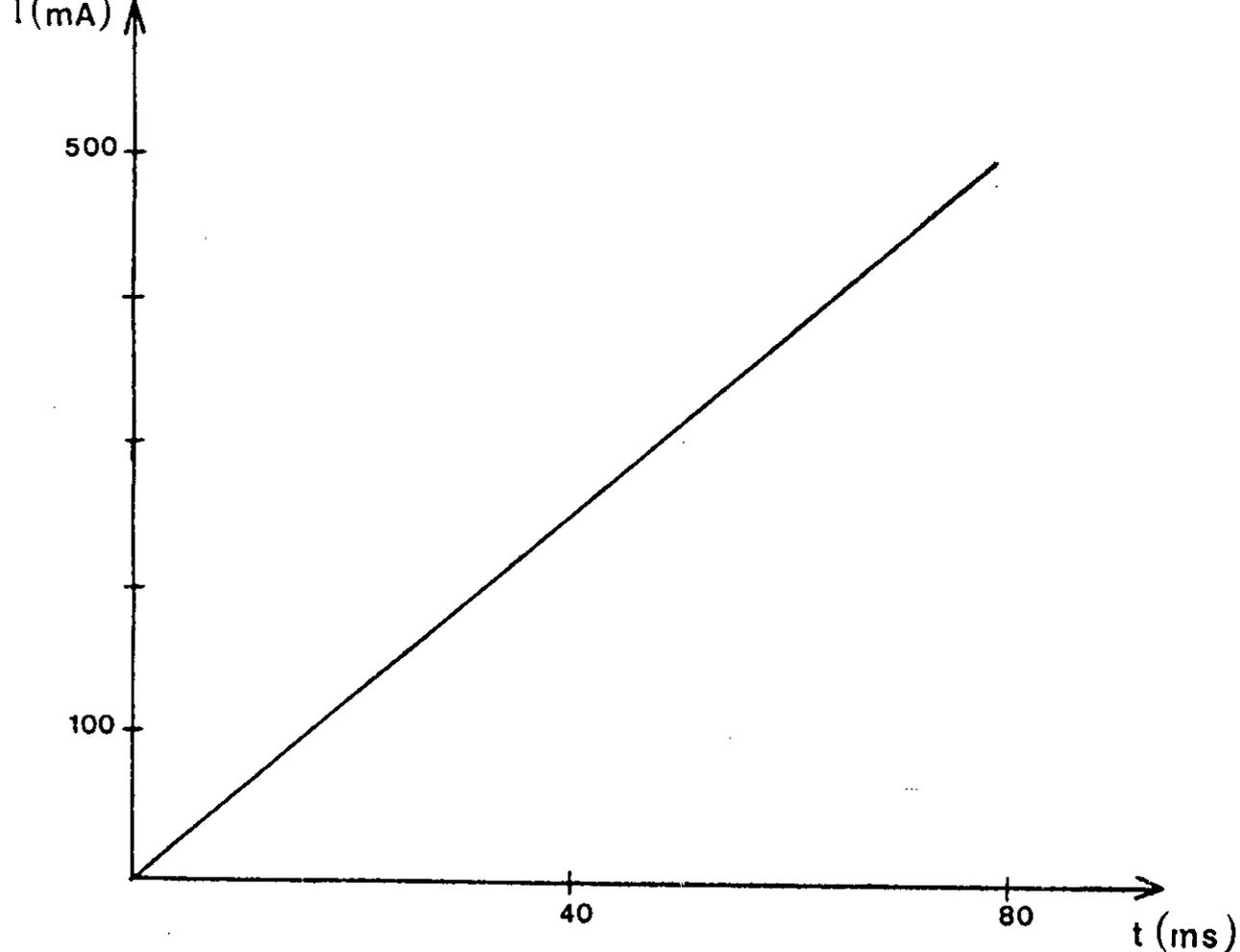


Fig. 44 Résultats des Tests sur la linéarité du gradient généré

Nous constatons une assez bonne linéarité du gradient, avec une pente moyenne de 15 mA/ms. L'entre-fer trop étroit de l'électro-aimant ($d' = 4$ cm) a rendu impossible l'installation de trois systèmes de bobines en configuration Helmotz . Par conséquent, nous avons privilégié le gradient G_z par rapport aux gradients G_x et G_y , vu son importance en I.R.M.

CONCLUSION

Dans le présent travail, nous avons étudié et réalisé en premier lieu un système d'acquisition de données (12 bits) rapide des signaux de précession libre R.M.N. (FID). Le système répond aux normes XT des compatibles IBM PC et peut être aisément adapté aux normes AT, de ces derniers. Géré en langage assembleur du microprocesseur 8086, il permet l'organisation des données acquises en fichiers mémoires directement accessibles, pour un traitement ultérieur.

Dans le but d'obtenir des acquisitions, et plus tard des images en temps réel, notre ambition première était de créer une chaîne d'acquisition ultra-rapide utilisant des convertisseurs de 16 voire même 32 bits, dotés d'une précision à la mesure de leur résolution en bits. De tels composants sont aujourd'hui fabriqués par des firmes Japonaises et Américaines et commercialisés à des prix inaccessibles au secteur grand public. Aussi, fallait-il trouver un compromis vitesse, précision, et prix.

Après prospection, notre choix s'est fixé sur le convertisseur A/N AD 574 ayant un temps de conversion de 35 microsec., une résolution de 12 bits et un prix relativement bon marché. Ce composant fabriqué par ANALOG-DEVICES offre donc un rapport qualité/prix intéressant. Les résultats des acquisitions obtenus par son biais après plusieurs essais, se sont révélés satisfaisants.

Dans une deuxième étape, nous avons procédé à l'analyse spectrale du signal R.M.N. pour en extraire les composantes fréquentielles. L'utilité de cette analyse avait pour double but la vérification des acquisitions opérées sur le signal FID réel d'une part, et permettre de déterminer les fréquences de résonances des substances hétérogènes. L'outil mathématique approprié s'est avéré être la transformée de Fourier rapide (FFT)

Le logiciel élaboré à cet effet en Basic sur le modèle "Cooley-Tukey" de l'algorithme FFT, ne met guère plus de 7s à 8 Mhz (AMSTRAD 1512) et moins de 4 secondes à plus de 16 Mhz (HP-VECTRA) pour calculer le spectre du signal FID détecté d'un échantillon d'une solution de sulfate de cuivre, pour une fenêtre de 64 points.

Nous constatons dans cette partie que le nombre N de points d'acquisitions ainsi que les résultats expérimentaux des spectres obtenus sont fonction de la nature des échantillons considérés et des limitations techniques (Hardware) de l'interface d'acquisition.

Dans la troisième étape de ce travail, nous avons réalisé un système qui génère les gradients du champ magnétique statique (B_0 crée par l'électro-aimant) dans les trois directions de l'espace . Ce système vient compléter le spectromètre P.M.N réalisé au laboratoire de génie Bio-médical du département d'électronique et constitue l'outil de base d'un système d'I.R.M.

Les caractéristiques techniques du système consistent en la linéarité des gradients et la possibilité d'acquisition des signaux FID en présence de ces derniers. Les difficultés rencontrées ici, sont essentiellement l'étroitesse de l'entre-fer, l'absence d'un Gauss-mètre et d'une isolation parfaite de l'aimant (Cage de Faraday) afin de vérifier la valeur des gradients générés. Les aimants résistifs BRUCKER équipant la majorité des laboratoires d'I.R.M. possèdent en plus de leur circuit de refroidissement cette isolation. Toutefois les tests expérimentaux effectués sur le système se sont avérés probants et préparent à des travaux futurs sur l'acquisition de l'image en I.R.M.

En dépit du fait que, le prix d'un Imageur de laboratoire coûte environ 3 Millions de Francs (FF). Nous pensons que ce travail aura contribué à l'élaboration d'un système d'I.R.M. au sein du département d'électronique.

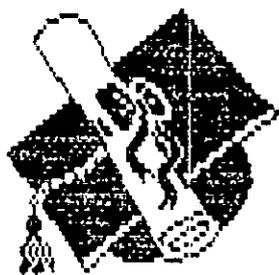
BIBLIOGRAPHIE

- [1]. Ahgel-Daher, Ferrat A.A, Botros K.Z and Abu-Bezzeq A.N. 1988 A microcomputer based image processing for studies of transition electron micrographs of stacking faults, J. Phys. E. Sci. Instrum. 21, p 1051-1055.
- [2]. Brenner T, Buttgen B.S, Fabula T. and Rupprecht W. 1988 Real time data acquisition system for laser and radio-frequency spectroscopy, J. Phys. E. Sci. Instrum. 21, p 1150-53
- [3]. Tropper M.M. 1981 Image reconstruction for the N.M.R. echo-planar technique, and for a proposed adaptation to allow continuous data acquisition, J. Magn. Reson. 42, p 193-202
- [4]. Coffron J.W. 1987 The IBM PC Connection, Delhi:BPB, p 73.
- [5]. Meller P. 1988 Computer-based video microscopy for the investigation of monolayers on liquid and solid substrates, Rev. Sci. Instrum. 59, p 2225-2231.
- [6]. Haacke E.M. 1987 The effects of finite sampling in spin-echo or field-echo magnetic resonance imaging, J. Magn. Reson. in Med. 4, p 407-421
- [7]. Miller A.R. 1987 Assembly language techniques for the IBM PC, Delhi:BPB, p 74
- [8]. Amstrad Ordinateur Personnel PC 1512: Guide de référence Technique, Editions Micro Applications 1986 p 7-12.
- [9]. Clayton G.B. 1984 Data converters (Hong Kong : Macmillan) p 77.
- [10]. Data conversion products databook 1989/90, Analog Devices.
- [11]. Linear products databook 1988, Analog Devices.
- [12]. B Geoffrion 8086/8088 Programmation en langage assembleur, Editions Radio, Paris 1986.
- [13]. A.B. Fontaine Le microprocesseur 16 bits 8086, matériel, logiciel, système d'exploitation. Editions Masson 1984.
- [14]. B. Saguez, Guide matériel et logiciel du 8086/8088 et coprocesseur 8087. Editions Eyrolles 1984.
- [15]. H. Lilen, Le 8086 et ses périphériques, les circuits clés des IBM PC et compatibles. Editions Radio 1986.

- [16]. Tumpkins W.J. and Webster I.G. 1988 Interfacing sensors to the IBM PC, Prentice Hall Eaglewood cliffs, NJ.
- [17]. A.M. Bernard, J.D. de Certaines et J.J. le Jeune, Résonance Magnétique nucléaire, Editions Masson 1988.
- [18]. Tsuneki I. 1986 Microcomputer controlled pulse generator for an electron spin-echo spectrometer, J. Magn. Reson. 70, p 280-9.
- [19]. Shenheng G. and Patrick R.J. 1988 Personal computer based Fourier transform ion cyclotron resonance mass spectrometer, Rev. Sci. Instrum. 59, p 2573-2576.
- [20]. Robert J. Kurland and Franck Q.H. Ngo 1986 Effect of induced field inhomogeneity on transverse proton NMR relaxation in tissue water and model systems. J. Magn. Reson. in Med. 3, p 425-431.
- [21]. I.S. Mackenzie 1986 NMR for Measurement, J. Phys. E. Sci. Instrum. 19, p 324-333.
- [22]. P.R. Luyten, C.M. Anderson and J.A. Den Hollander 1987 ^1H -NMR Relaxation measurements of human tissues in situ by spatially resolved spectroscopy, J. Magn. Reson. in Med. 4, p 431-440.
- [23]. T.H. Mareci, W. Sattin and K.N. Scott 1986 Tip-angle reduced T1 imaging, J. Magn. Reson. 67, p 55-65.
- [24]. P.J. Cozzone, P. Canioni, M. Bernard, F. Desmoulin, J.P. Galons, la spectroscopie de résonance magnétique nucléaire. Un nouvel outil d'investigation du métabolisme cellulaire dans les dans les systèmes vivants. Annales d'endocrinologie, Editions Masson 1985, 46, p 239-247.
- [25]. J.P. Armspach, B.E. Dumitresco, D. Gounot, J. Steibel, L. Rumbach, J. Chambron, Etude des temps de relaxation T2 multi-exponentiels en I.R.M. du proton. Innov. Techn. Biol. Med. Vol 8, n° 2 p 207-219.
- [26]. D. Canet, J. Brondeau and K. Elbayed 1988 Superfast T1 determination by inversion recovery, J. Magn. Reson. 77, p 483-90.
- [27]. J.P. Armspach, Etude et réalisation d'un appareil de tomographie par R.M.N., Thèse de doctorat d'ingénieur, INSA Juin 1982.
- [28]. Burrus C.S. and Parks T.W. 1985 DFT/FFT Convolution algorithms, John Wiley & Sons, New york, p 145-221.
- [29]. Cooley J.W and Tukey J.N. 1965 An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series, Math. Comput 19, p 297-301.

- [30]. Omer W. 1986 FFT, Elect. and wireless world, p 23-35.
- [31]. Robert Miquel, Le filtrage numérique par microprocesseurs. Editions tests 1985.
- [32]. Roberts R.A. and Mullis C.T. 1987 Digital signal processing, Addison-Wesley Publishing Company, Inc. Reading, Massachusettes p 147-169.
- [33]. Z.H. Cho, H.S. Kim, H.B. Song & J. Cumming 1982 Fourier transform nuclear magnetic resonance tomographic imaging. Proceedings of the IEEE, Vol 70, n° 10 p 1152-1173.
- [34]. S. Ljunggren 1983 A simple graphical representation of Fourier-based imaging methods. J. Magn. Reson. 54, p 338-343.
- [35]. M. Garwood & T. Schleich 1985 Improved Fourier series windows for localization in vivo NMR spectroscopy, J. Magn. Reson. 65, p 510-15.
- [36]. A. Briguet et J.L. Lefevre, Bases de l'imagerie par R.M.N. L'onde électrique 65, n° 4, 1985 p 70-82.
- [37]. J.P. Arnspace, D. Wecker, B. Dumitresco, D. Gounot, Y. Mauss D. Fornasiero, J. Chambron, Réalisation d'un système d'imagerie par R.M.N. Innov. Techn. Biol. Med. Vol 4, n° 1, 1983 p 73-83.
- [38]. D. Wecker, J. Baruthio, J. Chambron, Imagerie de Flux en RMN et applications cliniques, J. de Med. Nucl. et Biophys. 12,3, 1988 p 209-216.
- [39]. H. Iwaoka, T. Hirata, H. Matsura 1987 Optimal pulse sequences for NMR Imaging, computing accurate T1, T2 and proton density images, IEEE Trans. Med. Imag. Vol 6, n°4 p 360-369.
- [40]. G.A. Wright, T.J. Brosnan, A. Macovski & D.G. Nishimura 1989 Computing material-selective projection images MR, J. Magn. Reson. in Med. 11, p 135-151.
- [41]. A. Haase and J. Frahm 1985 NMR imaging of spin-lattice relaxation using stimulated echoes, J. Magn. Reson. p 481-490.
- [42]. P. Granger, S. Chapelle, C. Brevard 1981 Repetitive shift frequency method for T1, T2 and multispectra measurements, J. Magn. Reson. 42, p 203-207.
- [43]. F. de Luca, M. Iuzzi, A. Crescenzi, B.C. de Simone, R. de Campanella, C. Casieri and B. Maraviglia 1986 Hybrid rf coil for NMR Imaging, J. Magn. Reson. Vol 67, p 7-13.

- [44]. J.R. Fitzsimmons, H.R. Brooker and B. Beck 1989 A comparison of double-tuned surface coils, *J. Magn. Reson. in Med.* 10, p 302-309.
- [45]. D.L. Parker, G.R. Caputo and P.R. Frederik 1989 An efficient biphasic spin-echo MRI, *J. Magn. Reson. in Med.* 11, p 98-113.
- [46]. S. Matsui, K. Sekihara & H. Kohno 1989 Spatially resolved NMR phase-modulated spin-echo trains, *J. Magn. Reson.* 87, p 476-90.
- [47]. R.B. Buxton, C.R. Fisel, D. Chien, T.J. Brady 1989 Signal Intensity in fast NMR imaging with short repetition times Vol 83, n° 3, p 576-85.
- [48]. E.M. Haacke, J.A. Tkach, T.B. Parrish 1989 Reduction of T2 dephasing in gradient field-echo imaging, *Radiology* Vol 170, n°2 p 457-62.
- [49]. D.G. Davis 1989 Proton multiplicity selection in phase sensitive 2D NMR spectra, *J. Magn. Reson.* Vol. 82, n° 3, p 640-46.
- [50]. M.D. Harpen, J. Powell Williams, J.P. Williams 1987 Quantitative analysis of NMR spectroscopic imaging, *Phys. Med. & Biol.* n° 4, p 421-430.
- [51]. M. Chemloul, Génération des gradients du champ magnétique pour imagerie par RMN, Projet de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique, Département d'électronique, dirigé par S. Mekaoui et R. Puvvada, Juin 1990.
- [52]. R. Puvvada and S. Mekaoui 1990 A microcomputer-based data acquisition system for an NMR pulse spectrometer, *Meas. Sci. Technol.* 1, p 647-650.
- [53]. R. Puvvada, S. Mekaoui and M. Chemloul 1990 A PC-based electronic system for the generation of magnetic field gradients, *Meas. Sci. Technol.* 1, p 1247-1248 (UK).
- [54]. S. Mekaoui, B. Derras and R. Puvvada 1990 FFT analysis of FID signals using an IBM compatible PC system (Soumise à la publication dans *Meas. Sci. Technol.* (UK) en juillet 1990).
-



Annexes



ANNEXE I

PROGRAMMES DE GESTION DE L'ENSEMBLE DU SYSTEME

TITLE ACQUI12.ASM

COMMENT * Program to generate the 90 degree transmitter pulse and to acquire 40 data points from the free induction decay signal using a 12-bit A/D converter. Data starts at 2000:400h. Runs as a COM file *

Port A EQU 0300h
 Port B EQU 0301h
 Port C EQU 0302h
 cont R EQU 0303h

Code SEGMENT
 ASSUME CS:code,DS:code
 ORG 100h

start CLI ; clear all interrupts
 MOV DI,400h ; starting address of data for
 MOV BL,40 ; 40 data points (2 byte each)

MOV DX, contR ; initialisation of the PPI,PortA
 MOV AL, 93h ; and PortB in input, PortC inf.
 OUT DX,AL ; in input and
 ; PortC sup. in output

MOV AL,0Ah
 OUT DX,AL ; set PC5 low

MOV AL,04h
 OUT DX,AL ; set PC2 low

MOV AL,09h
 OUT DX,AL ; set PC4 high

MOV AL,0Ch
 OUT DX,AL ; set PC6 low

MOV AL,0Bh
 OUT DX,AL ; set PC5 high
 MOV CX,0015 ; to generate the 90 degree
 acq1: LOOP acq1 ; transmitter pulse
 MOV AL,0Ah
 OUT DX,AL ; set PC5 low

acq2: MOV CX,0010h
 LOOP acq2 ; saturation recovery

```

acq3:      MOV DX,contR
           MOV AL,0Dh
           OUT DX,AL           ; set PC6 high for sampling
           MOV CX,05
acq4:      LOOP acq4
           MOV AL,0Ch
           OUT DX,AL         ; set PC6 low,end of sampling

           MOV AL,08h
           OUT DX,AL         ; set PC4 low to command
           MOV CX,05         ; AD conversion
acq5:      LOOP acq5
           MOV AL,09h
           OUT DX,AL         ; set PC4 high

acq6:      MOV DX,PortC
           IN AL,DX
           TEST AL,04h       ; test if PC2 is low for the
           JNZ acq6         ; end of AD conversion

           MOV DX,PortB     ; high byte of data
           IN AL,DX         ; in through portB
           AND AL,0Fh       ; make high nibble 0

           PUSH DS
           MOV DX,2000h     ; define the data segment
           MOV DS,DX
           MOV [DI],AL      ; store high byte
           INC DI           ; prepare for next data byte

           MOV DX,PortA
           IN AL,DX         ; low byte through portA
           MOV [DI],AL
           INC DI
           POP DS

           DEC BL
           CMP BL,00        ; for the required data points
           JNZ acq3
           STI              ; set all interrupts

           MOV AH,4Ch       ; return to DOS
           INT 21h

code       ENDS
           END start

```

```

10 REM title of the programme      FFTFID.BAS
20 REM this programme performs the  FFT analysis
30 REM of FID signals obtained by executing the
40 REM ACQUI12.COM file. Data starts at
50 REM 2000:400 hex address.
60 KEY OFF:PI2=8*ATN(1):CLS
70 WIDTH 80:LOCATE 18,27
   :PRINT "NUMBER OF DATA POINTS N=2 TO POWER NU"
80 LOCATE 20,28:INPUT "INPUT NU MUST BE  >=  2  ";NU
85 IF NU < 2 GOTO 70
90 N=2^NU
100 DIM X(N),XR(N),XI(N),MD(N)
110 SCREEN 0,1:COLOR 10,0,0 :CLS:WIDTH 40
120 LOCATE 5,15:COLOR 0,7 :PRINT"      M E N U      "
130 LOCATE 8,40:COLOR 10,0: PRINT"      1- ACQUIRE FID SIGNAL"
140 LOCATE 10,40:COLOR 10,0:PRINT"      2- DISPLAY FID SIGNAL"
150 LOCATE 12,40:COLOR 10,0:PRINT"      3- EXECUTE FFT & DISPLAY SPECTRUM"
160 LOCATE 14,40:COLOR 10,0:PRINT"      4- CALL A DISK FILE  "
170 LOCATE 16,40:COLOR 10,0:PRINT"      5- QUIT FFT PROGRAMME"
180 LOCATE 20,10:COLOR 0,7:PRINT" ENTER YOUR CHOICE PLEASE >>"
190 A$=INKEY$: IF A$="" THEN 180
200 IF (A$<>"1") AND (A$<>"2") AND (A$<>"3")
   AND (A$<>"4") AND (A$<>"5") THEN 180
210 IF A$="1" THEN GOSUB 300
220 IF A$="2" THEN GOSUB 550
230 IF A$="3" THEN GOSUB 740
240 IF A$="4" THEN GOSUB 1310
250 IF A$="5" THEN GOTO 270
260 GOTO 110
270 COLOR 7,0:CLS:WIDTH 80:LOCATE 20,25
280 PRINT" THANK YOU VERY MUCH": BEEP:BEEP:END
290 '      *** Acquire FID signal ***
300 KEY OFF:COLOR 7,0:CLS:WIDTH 40
310 LOCATE 10,10:PRINT" APPLY THE SIGNAL PLEASE"
320 COLOR 0,7:LOCATE 20,6:PRINT" PRESS ANY KEY  "
330 COLOR 0,7:LOCATE 22,14:PRINT" TO CONTINUE PLEASE  "
340 A$=INPUT$(1)
350 CLS
360 SHELL "ACQ641.COM
370 DEF SEG =&H2000
380 TEMP=10/4095
390 FOR G=0 TO 2*N-2 STEP 2
400 X(G/2)=(PEEK(G+&H400)+PEEK(G+&H401)*256)*TEMP
410 NEXT G:WIDTH 80
440 LOCATE 15,20: INPUT "DO YOU WANT TO SAVE DATA";REP$
450 IF (REP$<>"N") AND (REP$<>"n") AND (REP$<>"Y")
   AND (REP$<>"y") THEN 440
460 IF (REP$="N") OR (REP$="n") THEN 510
470 LOCATE 18,20:INPUT "GIVE NAME AND EXTENSION      .DAT";NAM$
480 OPEN "O",£1,NAM$
490 FOR H=0 TO N-1
500 PRINT £1,X(H):NEXT H:CLOSE £1
510 LOCATE 22,35:PRINT "PRESS ANY KEY TO CONTINUE PLEASE"
520 A$=INPUT$(1)
530 RETURN
540 '      *** Display FID signal ***
550 YM1=0:CLS
560 'FOR H=0 TO N-1
570 'IF X(H) >YM1 THEN YM1=X(H)
580 'NEXT H

```

```

590 X0=40:Y0=100:FY=60: FX=500/N
600 CLS:SCREEN 2:KEY OFF
610 FOR M=0 TO N-1
620 MD(M)=Y0-X(M)*FY
630 NEXT M
640 LINE(X0,Y0+1)-(X0+500,Y0+1)
650 PSET(X0+500,Y0+1):DRAW"H3F3G3E3"
660 FOR MM=0 TO N-1
670 FF=FX*MM:XPF=X0+FF
680 LINE(XPF,Y0)-(XPF,MD(MM))
690 NEXT MM:LINE (5,10)-(620,170),,B
700 'LOCATE 20,68:PRINT "time t":LOCATE 15,50:PRINT "TIME SIGNAL"
710 'LOCATE 23,44:PRINT"   PRESS ANY KEY TO CONTINUE PLEASE"
720 A$=INPUT$(1): RETURN
730 '   *** FFT ALGORITHM STARTS HERE ***
740 CLS:WIDTH 80: LOCATE 18,20
750 PRINT "   FFT COMPUTATION IN PROGRESS, PLEASE WAIT"
760 '   *** BIT-REVERSAL PROCESS ***
770 FOR I=1 TO N
780 XR(I)=X(I-1):XI(I)=0
790 NEXT I
800 NV2=N/2:NM1=N-1:J=1
810 FOR I=1 TO NM1
820 IF I >= J GOTO 840
830 T1=XR(J):XR(J)=XR(I):XR(I)=T1
840 K=NV2
850 IF K >= J GOTO 870
860 J=J-K:K=K/2:GOTO 850
870 J=J+K:NEXT I
880 '***** BUTTERFLY PROCESS *****
890 FOR I=1 TO N STEP 2
900 IP1=I+1
910 T1=XR(IP1):T2=XI(IP1):XR(IP1)=XR(I)-T1:XI(IP1)=XI(I)-T2
920 XR(I)=XR(I)+T1:XI(I)=XI(I)+T2:NEXT I
930 FOR L=2 TO NU
940 LE=2^L:ANG=PI2/LE:LE1=LE/2:W1=COS(ANG):W2=-SIN(ANG)
950 FOR I=1 TO N STEP LE
960 ID=I+LE1:T1=XR(ID):T2=XI(ID):XR(ID)=XR(I)-T1:XI(ID)=XI(I)-T2
970 XR(I)=XR(I)+T1:XI(I)=XI(I)+T2:NEXT I
980 U1=W1:U2=W2
990 FOR J=2 TO LE1
1000 FOR I=J TO N STEP LE
1010 ID=I+LE1:T1=XR(ID)*U1-XI(ID)*U2:T2=XR(ID)*U2+XI(ID)*U1
1020 XR(ID)=XR(I)-T1:XI(ID)=XI(I)-T2:XR(I)=XR(I)+T1:XI(I)=XI(I)+T2
1030 NEXT I
1040 C11=U1*W1:C22=U2*W2:C12=U1*W2:C21=U2*W1:U1=C11:C22:U2=C12+C21
1050 NEXT J:NEXT L
1060 FOR I=1 TO N
1070 X(I)=SQR(XR(I)*XR(I)+XI(I)*XI(I))
1080 NEXT I
1090 FOR I=1 TO N
1100 X(I-1)=X(I)
1110 NEXT I
1120 YM=0:FOR I=0 TO N-1
1130 IF YM < X(I) THEN YM=X(I):NEXT I
1140 '   *** Trace the Spectrum ***
1150 KEY OFF:SCREEN 2:X0=320:Y0=130:FY=100/YM:FX=500/N
1160 FOR M=0 TO N-1
1170 MD(M)=Y0-X(M)*FY :NEXT M
1180 YZ=Y0+1

```

```
1190 LINE(X0, YZ)-(X0+300, YZ)
1200 LINE(X0, YZ)-(X0-300, YZ)
1210 'LOCATE 2,5:PRINT "TRACE OF THE SPECTRUM"
1220 FOR MM=0 TO N/2
1230 FF=FX*MM: XMF=X0-FF: XPF=X0+FF
1240 LINE(XPF, Y0)-(XPF, MD(MM))
1250 LINE(XMF, Y0)-(XMF, MD(MM))
1260 NEXT MM: LINE(5,5)-(630,150),,B
1270 'LOCATE 22,40:PRINT " PRESS ANY KEY TO CONTINUE PLEASE"
1280 A$=INPUT$(1)
1290 RETURN
1300 ' *** Call a file on the disk ***
1310 CLS:COLOR 7,0:WIDTH 80
1320 LOCATE 5,5:PRINT "THE FILES ON THE DISK ARE:":FILES "*.DAT"
1330 LOCATE 15,25:INPUT "ENTER NAME WITH EXTENSION .DAT":NAM$
1340 OPEN "I",£1,NAM$
1350 FOR H=0 TO N-1:INPUT £1,X(H)
1360 NEXT H:CLOSE £1
1370 LOCATE 20,25:PRINT "PRESS ANY KEY TO CONTINUE PLEASE"
1380 A$=INPUT$(1):RETURN
```

TITLE Gradient.asm

COMMENT * Programme de generation des gradients
de champ magnetiques a partir de sequences sauvegardees
sur fichiers *

PortA EQU 310h ;;adresse des ports
PortB EQU 311h
PortC EQU 312h
Contr EQU 313h

INCLUDE print.lib ;;procedures externes
INCLUDE cursor.lib
INCLUDE library.lib
INCLUDE zero.lib

code SEGMENT

ASSUME CS:code,DS:code
ORG 100h

start:

MOV DX,Contr ;;initialisation du PPI
MOV AL,80h
OUT DX,AL

XOR AH,AH
MOV AL,2
INT 16

start1:

print titre1,0Eh,0,5,15 ;;menu principal
print titre2,0Eh,0,6,15
print titre3,0Eh,0,7,15
print titre2,0Eh,0,8,15
print titre4,0Eh,0,9,15
print titre2,0Eh,0,10,15
print titre2,0Eh,0,11,15
print titre2,0Eh,0,13,15
print titre6,0Eh,0,14,15

print titre1,0Eh,0,18,15
print question,0Eh,0,19,15
print titre6,0Eh,0,20,15
cursor 60,40,0

MOV AH,1
INT 21h
CMP AL,'0'
JE rea7
CMP AL,1Bh
JNE cont10
JMP fine

cont10:

JMP rea8

rea7:

library ;;lecture du repertoire

rea8:

XOR AH,AH
MOV AL,2
INT 16

```

rea3:
    MOV     filename2+2[BX],00

    LEA    DX,filename2+2           ;;ouverture fichier_Y
    MOV    AX,3D02h
    INT    21h
    JNC    cont4
    JMP    erreur

cont4:  MOV    handlefile2,AX       ;;affichage message2
    print message2,0Eh,0,12,21

    MOV    BX,handlefile2
    LEA    DX,buffer+8200         ;;lecture fichier_Y
    MOV    CX,8200
    MOV    AH,3Fh
    INT    21h
    JNC    cont5
    JMP    erreur

cont5:  MOV    BX,handlefile2       ;;fermeture du fichier_Y
    MOV    AH,3Eh
    INT    21h
    JNC    cont6
    JMP    erreur

cont6:  print    fin,0Eh,0,12,49

rea4:  print    string5,0Eh,0,14,0
    print    string3,2Eh,0,14,21
    cursor  14,22,0

    LEA    DX,FILENAME3
    MOV    AH,0Ah
    INT    21h
    XOR    BX,BX
    MOV    BL,filename3+1
    CMP    BL,00
    JNE    rea5
    zero  16400
    JMP    rea6

rea5:  MOV    filename3+2[BX],00

    LEA    DX,filename3+2         ;;ouverture du fichier_Z
    MOV    AX,3D02h
    INT    21h
    JNC    cont7
    JMP    erreur

cont7:  MOV    handlefile3,AX       ;;affichage message3
    print    message3,0Eh,0,16,21

    MOV    BX,handlefile3
    LEA    DX,buffer+16400       ;;lecture du fichier_Z

```

```

XOR     BX, BX
MOV     CX, 1
print  string1, 2Eh, 0, 0, 0
print  string2, 0Eh, 0, 6, 0
print  string3, 2Eh, 0, 6, 21
cursor 6, 22, 0

LEA     DX, filename1
MOV     AH, 0Ah
INT     21h
XOR     BX, BX
MOV     BL, filename1+1
CMP     BL, 00
JNE     real
zero    00
JMP     rea2

real:   MOV     filename1+2[BX], 00

LEA     DX, filename1+2           ;;Ouverture du fichier_X
MOV     AX, 3D02h
INT     21h
JNC     cont1
JMP     erreur

cont1:  MOV     handlefile1, AX    ;;affichage du MESSAGE1

cursor 8, 22, 0
print  message1, 0Eh, 0, 8, 21

MOV     BX, handlefile1
LEA     DX, buffer                ;;lecture du fichier_X
MOV     CX, 8200
MOV     AH, 3Fh
INT     21h
JNC     cont2
JMP     erreur

cont2:  MOV     BX, handlefile1    ;;fermeture fichier_X
MOV     AH, 3Eh
INT     21h
JNC     cont3
JMP     erreur

cont3:  print  fin, 0Eh, 0, 8, 49

rea2:  print  string4, 0Eh, 0, 10, 0
print  string3, 2Eh, 0, 10, 21
cursor 10, 22, 0
LEA     DX, FILENAME2
MOV     AH, 0Ah
INT     21h
XOR     BX, BX
MOV     BL, filename2+1
CMP     BL, 00
JNE     rea3
zero    8200
JMP     rea4

```

```

MOV     BX,handlefile3
LEA     DX,buffer+16400      ;;lecture du fichier_Z
MOV     CX,8200
MOV     AH,3Fh
INT     21h
JNC     cont8
JMP     erreur

cont8:  MOV     BX,handlefile3      ;;fermeture du fichier_Z
        MOV     AH,3Eh
        INT     21h
        JNC     cont9
        JMP     erreur

cont9:  print   fin,0Eh,0,16,49

rea6:   print   gener,08Fh,0,22,40      ;;sortie des donnees
        MOV     AH,1
        MOV     CX,1F1Fh
        INT     16

        MOV     CX,0FFh
        CLI

1b11:   MOV     BX,4096
        LEA     SI,buffer+7

1b13:   MOV     AL,111111b      ;;toutes les sorties
        MOV     DX,PortC      ;;desactives
        OUT     DX,AL

        MOV     AX,[SI]      ;;lecture de la donnee X
        MOV     DX,PortA
        OUT     DX,AX

        MOV     AL,111100b      ;;activation de la voie X
        MOV     DX,PortC
        OUT     DX,AL

        MOV     AL,111111b      ;;desactivation de toutes
        MOV     DX,PortC      ;;les voies
        OUT     DX,AL

        MOV     AX,[SI+8200]      ;;lecture de la donnee Y
        MOV     DX,PortA
        OUT     DX,AX

        MOV     AL,110011b      ;;activation de la voies Y
        MOV     DX,PortC
        OUT     DX,AL

        MOV     AL,111111b      ;;desactivation de toutes
        MOV     DX,PortC      ;;les voies
        OUT     DX,AL

        MOV     AX,[SI+16400]      ;;lecture de la donnee Z
        MOV     DX,PortA
        OUT     DX,AX

```

```

MOV     AL,001111b           ;;activation de la voie Z
MOV     DX,PortC
OUT     DX,AL

ADD     SI,2
DEC     BX
JNZ     lb13

LOOP    lb11
JMP     start

fine:                                       ;;fin
XOR     AH,AH
MOV     AL,2
INT     16
STI
MOV     AH,4Ch
INT     21h

erreur:                                     ;;traitement des erreurs
print   error,0Eh,0,22,50
erreurl:
MOV     AH,8
INT     21h
CMP     AL,'A'
JE      cont12
CMP     AL,'R'
JNE     erreurl
JMP     rea8

cont12:
JMP     start

handlefile1 DW 0           ;;donnees du programme
handlefile2 DW 0
handlefile3 DW 0
filename1  DB 30,0,30 DUP(0)
filename2  DB 30,0,30 DUP(0)
filename3  DB 30,0,30 DUP(0)
message1   DB 'Chargement du fichier X.....$'
message2   DB 'Chargement du fichier Y.....$'
message3   DB 'Chargement du fichier Z.....$'
fin        DB 'OK!$'
gener      DB 'Génération des gradients en cours...$'
error      DB 'Annuler,Recommencer...?$'
buffer     DB 24600 DUP(?)
string1    DB 28 DUP(' '), 'CHARGEMENT DES DONNEES',30 DUP(' '), '$'
string2    DB ' Fichier Gradient_X :', '$'
string3    DB 31 DUP(' '), '$'
string4    DB ' Fichier Gradient_Y :', '$'
string5    DB ' Fichier Gradient_Z :', '$'
question   DB 0BAh, ' Voulez-vous consulter le répertoire (O/N) ? ',0B.
titre1     DB 0C9h,46 DUP(0CDh),0BBh, '$'
titre2     DB 0BAh,46 D par R.M.N',12 DUP(20h),0BAh, '$'
titre3     DB 0BAh, ' Générateur des gradients de champ magnétique ',0B.
titre4     DB 0BAh,11 DUP(20h), ' pour imagerie par R.M.N. ',12 DUP(20h),
           0BAh, '$'
titre6     DB 0C8h,46 DUP(0CDh),0BCh, '$'

code      ENDS
          END start

```

SUBTTL Library.lib

COMMENT * Sous programme de consultation de
la bibliotheque des signaux diponibles
avec une extension .DAT *

library MACRO

```
LEA    DX,dta                ;;affectation de la DTA
MOV    AH,1Ah
INT    21h

LEA    DX,mask               ;;lit le masque du repertoire
MOV    CX,00h
MOV    AH,4Eh                ;;fonction de recherche des
INT    21h                   ;;fichiers
CLD                               ;;DF à 1
LEA    DI,directory          ;;début du repertoire

search1:
LEA    SI,dta+30             ;;lecture du premier nom
XOR    AL,AL                 ;;du fichier trouve

search2:
MOVSB                               ;;transfert du nom au repertoire
CMP    AL,BYTE PTR [SI]
JNE    search2
STOSB

MOV    AH,4Fh                ;;fonction de recherche du prochain
INT    21h                   ;;fichier
JNC    search1

MOV    AL,20h                ;;trace du cadre d'affichage du
XOR    BH,BH                 ;;repertoire
MOV    DH,2
MOV    DL,50

search3:
MOV    AH,2
INT    16
MOV    AH,9
MOV    BL,2Eh
MOV    CX,16
INT    16
INC    DH
CMP    DH,22
JLE    search3

MOV    DH,1
MOV    DL,49
MOV    AH,2
INT    16
MOV    AX,09DAh
MOV    BL,0Fh
MOV    CX,1
INT    16
ADD    DL,17
MOV    AH,2
```

```

INT      16
MOV      AX,9BFh
INT      16
SUB      DL,16

LEA      SI,lib
MOV      DH,1
MOV      DL,50
MOV      BL,0Eh
MOV      CX,1
search12:
MOV      AH,2           ;;affichage du contenu du
INT      16           ;;repertoire

MOV      AH,9
LODSB
CMP      AL,00
JE       search13
INT      16
INC      DL
JMP      search12
search13:
MOV      DH,2
MOV      DL,49
search4:
MOV      AH,2
INT      16
MOV      AX,9B3h
INT      16
INC      DH
CMP      DH,22
JLE     search4
MOV      AH,2
INT      16
MOV      AX,9C0h
INT      16
INC      DL
MOV      AH,2
INT      16
MOV      AX,9C4h
MOV      CX,16
INT      16
ADD      DL,16
MOV      AH,2
INT      16
MOV      CX,1
MOV      AX,9D9h
INT      16
SUB      DH,21
search5:
MOV      AH,2
INT      16
MOV      AX,9B3h
INT      16
INC      DH
CMP      DH,22
JLE     search5

MOV      DH,3
MOV      BL,2Eh

```

```

LEA    SI,directory
CMP    WORD PTR [SI],00
JNE    search7

LEA    SI,vide                ;;affichage du message 'VIDE'
MOV    DH,3                  ;;si aucun fichier n'est trouve
MOV    DL,54                 ;;et fin
MOV    BL,0CEh

search11:                    ;;affichage de la liste des
MOV    AH,2                  ;;10 premiers fichiers trouves
INT    16                    ;;sur D7
MOV    AH,9
LODSB
CMP    AL,00
JE     done                  ;;sortir si fin de nom de fichier
INT    16
INC    DL
JMP    search11

search7:                    ;;affichage des prochains fichiers
MOV    DL,52

search8:
MOV    AH,2
INT    16

MOV    AH,9
LODSB
CMP    AL,00
JZ     search15
INT    16
INC    DL
JMP    SHORT search8

search15:
ADD    DH,2
CMP    DH,22
JLE    search7

search10:
MOV    AH,1
MOV    CH,40
INT    16
MOV    AH,8
INT    21h

CMP    AL,1Bh
JNE    search9
JMP    start1

search9:
CMP    AL,0Dh                ;;affichage de la suite de la liste
JNE    search10              ;;si <RET>

CMP    WORD PTR [SI],00
JE     done
LEA    DI,directory
ADD    DI,500
CMP    SI,DI
JG     done
MOV    AL,20h
XOR    BH,BH
MOV    DH,2

```

```

MOV DL,50

search16:
MOV AH,2
INT 16
MOV AH,9
MOV BL,2Eh
MOV CX,16
INT 16
INC DH
CMP DH,22
JLE search16

MOV DH,3
MOV CX,1
JMP search7

done:
LEA SI,eol
MOV DH,21
MOV DL,54
MOV BL,0CEh
MOV CX,1

search17:
MOV AH,2
INT 16
MOV AH,9
LODSB
CMP AL,00
JE search18
INT 16
INC DL
JMP search17

search18:
MOV AH,8
INT 21h
CMP AL,1Bh
JNE cont11
JMP start1

cont11:
CMP AL,' '
JNE search18
JMP rea8

mask DB '*.DAT',00 ;;masque des fichiers
dta DB 512 DUP(0)
directory DB 540 DUP(0)
vide DB 'Vide...!',00
LIB DB 3 DUP(0C4h),'Répertoire',3 DUP(0C4h),00
EOL DB 'Fin.....!',00

ENDM ;;fin

```

SUBTTL Print.lib

COMMENT * Sous programme d'affichage d'une chaîne de caractère limitée par '\$'.

L'affectation des paramètres est la suivante :

string : emplacement de la chaîne en mémoire
attribute : sélection de la couleur (fond et écriture)
page : numéro de la page
lin : ligne de début d'écriture
col : colonne de début d'écriture *

```
print MACRO string,attribute,page,lin,col
LOCAL prt1,prt2
CLD ;;DF à 1
MOV AH,2 ;;positionnement du curseur
MOV BH,page ;;choix de la page d'écriture
MOV DH,lin ;;choix de la ligne
MOV DL,col ;;choix de la colonne
INT 10h ;;validation du choix

MOV BL,attribute ;;choix de la couleur (écriture et fond)
MOV CX,1 ;;un caractère à la fois
MOV SI,OFFSET string ;;début de la chaîne à afficher

prt1: MOV AH,9 ;;affichage de la chaîne
LODSB ;;lecture du caractère à afficher
CMP AL,'$' ;;fin d'affichage si '$'
JE prt2 ;;sortir si fin
INT 10h ;;affichage
INC DL ;;curseur à la colonne suivante
MOV AH,2 ;;affichage du caractère suivant
INT 10h
JMP prt1

prt2:

ENDM ;;fin
```

SUBTTL Cursor.Lib

COMMENT * Sous programme de positionnement du curseur.

L'affectation des paramètres est la suivante :

line : ligne à laquelle le curseur est positionné
column : la colonne à laquelle le curseur est positionné
page : la page à laquelle le curseur est positionné *

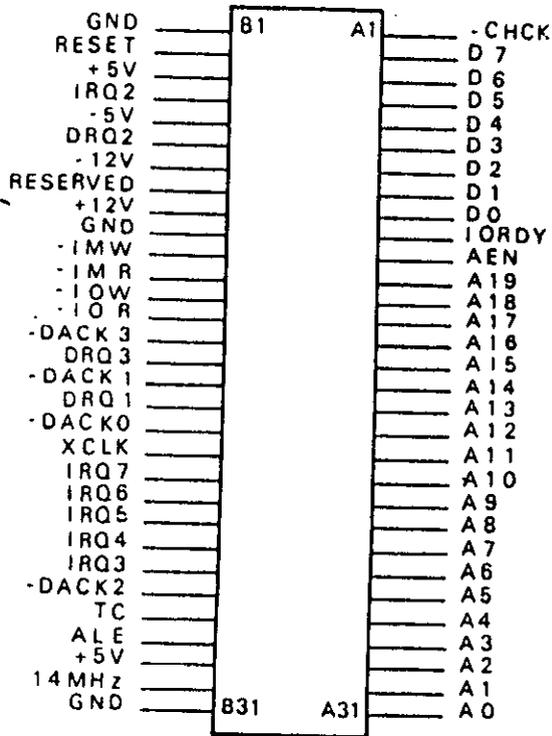
```
CURSOR MACRO line,column,page

MOV AH,2 ;;fonction VDU
MOV BH,page ;;choix de la page
MOV DH,line ;;choix de la ligne
MOV DL,column ;;choix de la colonne
INT 10h ;;validation du choix

ENDM ;;fin
```

ANNEXE II

- SPECIFICATIONS TECHNIQUES DES COMPOSANTS UTILISES
- CIRCUITS IMPRIMES DES INTERFACES REALISES



I/O EXPANSION BUS CONNECTOR
(IBM COMPATIBLE)

ADRESSE (Hexa)	FONCTION
200-20F	Interface externe de contrôle de jeu
210-217	Unité externe d'extension du bus
278-27E	Port externe d'imprimante
2B0-2BF	Contrôleur graphique secondaire externe
2F8-2FF	Port externe RS232C sériel asynchrone
300-31F	Carte externe de prototyping
320-32F	Contrôleur externe de disque dur
380-38C	Port externe RS232C sériel SCLC
390-393	Contrôleur externe de cluster
3B0-3BB	Contrôleur externe vidéo monochrome
3BC-3BF	Port d'imprimante
3C0-3C7	Contrôleur graphique externe

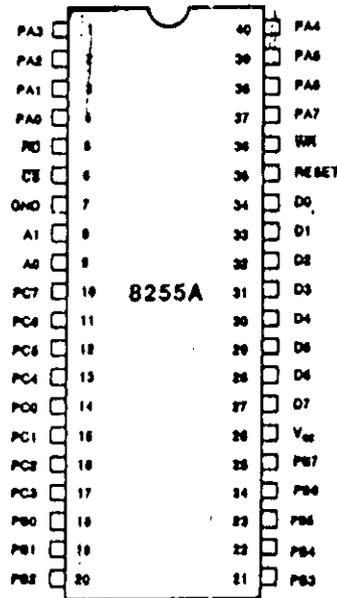
Fig. II.1 { Canaux d'E/S de l'AMSTRAD 1512 sur le bus d'extension

Broche	Signal	In/Out
A01	Not I/O CHICK (pas test entrée/sortie)	In (=entrée)
A02	I/O Data Bit D7 (Bit de données d'entrée/sortie)	In/Out (=entrée/sortie)
A03	I/O Data Bit D6	In/Out
A04	I/O Data Bit D5	In/Out
A05	I/O Data Bit D4	In/Out
A06	I/O Data Bit D3	In/Out
A07	I/O Data Bit D2	In/Out
A08	I/O Data Bit D1	In/Out
A09	I/O Data Bit D0	In/Out
A10	I/O RDY (entrée/sortie prête)	In
A11	AEN - Address Enable (active adresse)	Out (=sortie)
A12	I/O + MEM/Address Bit A19 (Bit d'adresse d'entrée/sortie ou mémoire)	Out
A13	I/O + MEM/Address Bit A18	Out
A14	I/O + MEM/Address Bit A17	Out
A15	I/O + MEM/Address Bit A16	Out
A16	I/O + MEM/Address Bit A15	Out
A17	I/O + MEM/Address Bit A14	Out
A18	I/O + MEM/Address Bit A13	Out
A19	I/O + MEM/Address Bit A12	Out
A20	I/O + MEM/Address Bit A11	Out
A21	I/O + MEM/Address Bit A10	Out
A22	I/O + MEM/Address Bit A09	Out
A23	I/O + MEM/Address Bit A08	Out
A24	I/O + MEM/Address Bit A07	Out
A25	I/O + MEM/Address Bit A06	Out
A26	I/O + MEM/Address Bit A05	Out
A27	I/O + MEM/Address Bit A04	Out
A28	I/O + MEM/Address Bit A03	Out
A29	I/O + MEM/Address Bit A02	Out
A30	I/O + MEM/Address Bit A01	Out
A31	I/O + MEM/Address Bit A00	Out

{ Affectation des broches (suite)
du connecteur

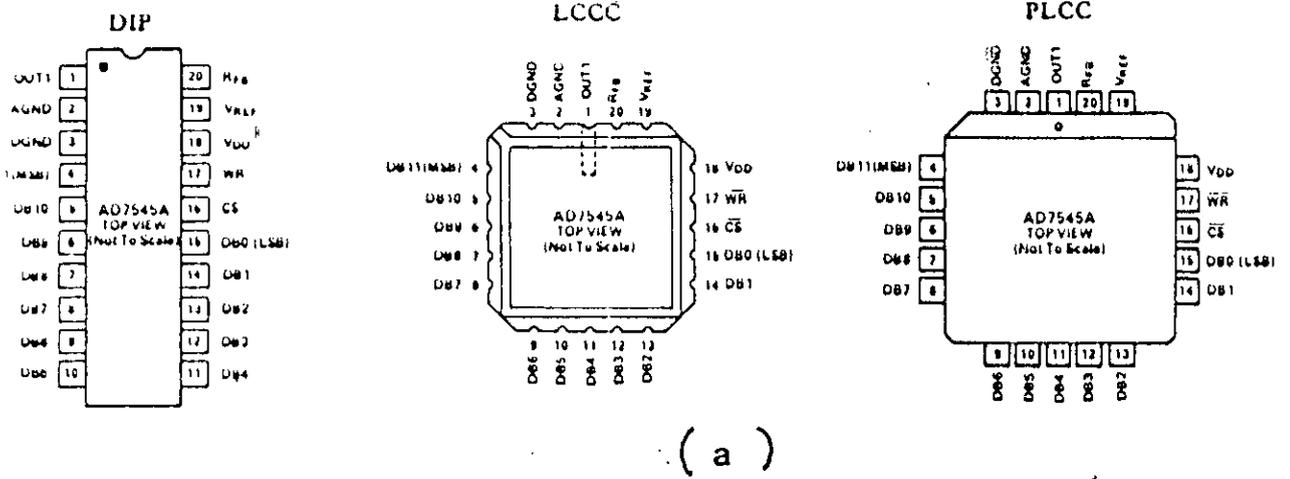
B01	Ground (masse)	-
B02	RESET (réinitialisation)	Out
B03	+5 volts DC	-
B04	IRQ2	In
B05	-5 volts DC	-
B06	DREQ2	In
B07	-12 volts DC	-
B08	Pas connecté (réserve)	In
B09	+12 volts DC	-
B10	Ground (masse)	-
B11	$\overline{\text{MEW}}$ (MEmory Write = pas écriture mémoire)	Out
B12	$\overline{\text{MRD}}$ (Memory ReaD = pas lecture mémoire)	Out
B13	$\overline{\text{IOW}}$ (I/O Write = pas écriture d'entrée/sortie)	Out
B14	$\overline{\text{IOR}}$ (I/O Read = pas lecture d'entrée/sortie)	Out
B15	$\overline{\text{DACK3}}$	Out
B16	DREQ3	In
B17	$\overline{\text{DACK1}}$	Out
B18	DREQ1	In
B19	$\overline{\text{DACK0}}$	Out
B20	CLK	Out
B21	IRQ7	In
B22	IRQ6	In
B23	IRQ5	In
B24	IRQ4	In
B25	IRQ3	In
B26	$\overline{\text{DACK2}}$	Out
B27	T/C	Out
B28	ALE	Out
B29	+5 volts DC	-
B30	CK14	Out
B31	Ground (masse)	-

Affectation des broches (suite)



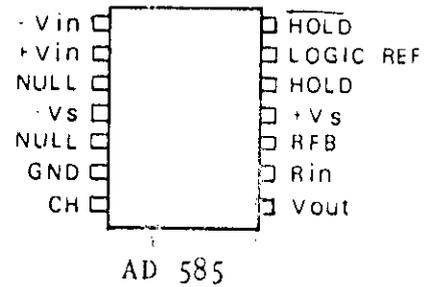
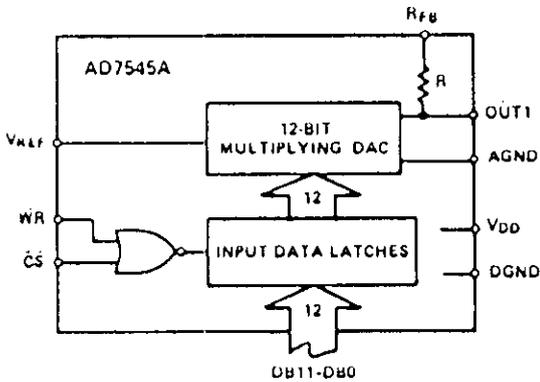
Broche	Nom	Entrée ou sortie	Fonction
1 à 4	PA0 à PA3	E/S	Quartet bas du port PA
5	RD	E	Lecture d'informations du 8255 par l'UCT
6	CS	E	Sélection de circuit
7	GND	—	Masse
8 et 9	A1 et A0	E	Adresse pour les registres de commande
10 à 17	PC0 à PC7	E/S	Port C
18 à 25	PB0 à PB7	E/S	Port B
26	Vcc	E	Alimentation + 5 V
27 à 34	D7 à D0	E/S	Bus vers microprocesseur
35	RESET	E	Mise à zéro des registres ; tous les ports en entrées
36	WR	E	Ecriture : du microprocesseur vers le 8255
37 à 40	PA7 à PA4	E/S	Quartet haut du port PA

Fig. II.2 Brochage du PPI 8255 AC-2

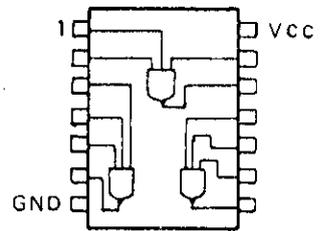


(a)

(b)



(c)



(d) 74LS10

74LS27

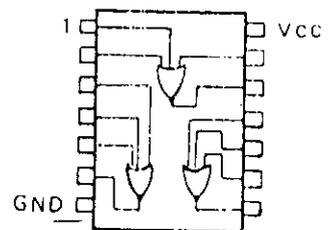


Fig. II.3 Configuration et brochage des composants de la carte N/A

SPECIFICATIONS ($V_{REF} = +10V, V_{OUT1} = 0V, AGND = DGND$ (unless otherwise specified))

AD 7545

Parameter	Version	$V_{DD} = +5V$ Limits		$V_{DD} = +15V$ Limits		Units	Test Conditions/Comments
		$T_A = +25^\circ C$	$T_{min} - T_{max}^1$	$T_A = +25^\circ C$	$T_{min} - T_{max}^1$		
STATIC PERFORMANCE							
Resolution	All	12	12	12	12	Bits	Endpoint Measurement All Grades Guaranteed 12-Bit Monotonic Over Temperature Measured Using Internal R_{FB} . DAC Register Loaded with All 1s.
Relative Accuracy	K, B, T L, C, U	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	LSB max	
Differential Nonlinearity	All	± 1	± 1	± 1	± 1	LSB max	
Gain Error	K, B, T L, C, U	± 3	± 4	± 3	± 4	LSB max	
Gain Temperature Coefficient ²	All	± 5	± 5	± 5	± 5	ppm/ $^\circ C$ max	
Δ Gain/ Δ Temperature	All	± 2	± 2	± 2	± 2	ppm/ $^\circ C$ typ	
DC Supply Rejection ²	All	0.002	0.004	0.002	0.004	% per % max	
Δ Gain/ ΔV_{DD}	All	10	50	10	50	nA max	
Output Leakage Current at OUT1	K, L B, C T, U	10 10 10	50 50 200	10 10 10	50 50 200	nA max nA max nA max	
DYNAMIC PERFORMANCE							
Current Settling Time ²	All	1	1	1	1	μs max	To 1/2LSB. OUT1 load = 100 Ω , $C_{EXT} = 13pF$. DAC output measured from falling edge of \overline{WR} . $\overline{CS} = 0V$.
Propagation Delay ² (from Digital) Input Change to 90% of Final Analog Output)	All	200	-	150	-	ns max	OUT1 LOAD = 100 Ω , $C_{EXT} = 13pF$ $V_{REF} = AGND$. OUT1 Load = 100 Ω , $C_{EXT} = 13pF$. DAC Register Alternately Loaded with All 0s and All 1s.
Digital-to-Analog Glitch Impulse ²	All	5	-	5	-	nV sec typ	
AC Feedthrough ^{2,4} At OUT1	All	5	5	5	5	mV p-p typ	$V_{REF} = \pm 10V$, 10kHz Sinewave
REFERENCE INPUT							
Input Resistance (Pin 19 to GND)	All	10 20	10 20	10 20	10 20	k Ω min k Ω max	Input Resistance TC = -300ppm/ $^\circ C$ typ Typical Input Resistance = 15k Ω
ANALOG OUTPUTS							
Output Capacitance ²	All	70	70	70	70	pF max	DB0-DB11 = 0V, \overline{WR} , $\overline{CS} = 0V$ DB0-DB11 = V_{DD} , \overline{WR} , $\overline{CS} = 0V$
C_{OUT1} C_{OUT1}	All	150	150	150	150	pF max	
DIGITAL INPUTS							
Input High Voltage V_{IH}	All	2.4	2.4	13.5	13.5	V min	$V_{IN} = 0$ or V_{DD}
Input Low Voltage V_{IL}	All	0.8	0.8	1.5	1.5	V max	
Input Current ³ I_{IN}	All	± 1	± 10	± 1	± 10	μA max	
Input Capacitance ² DB0-DB11, \overline{WR} , \overline{CS}	All	8	8	8	8	pF max	
SWITCHING CHARACTERISTICS²							
Chip Select to Write Setup Time t_{CS}	K, B, L, C T, U	100 100	130 170	75 75	85 95	ns min ns min	See Timing Diagram
Chip Select to Write Hold Time t_{CH}	All	0	0	0	0	ns min	
Write Pulse Width t_{WK}	K, B, L, C T, U	100 100	130 170	75 75	85 95	ns min ns min	$t_{CS} \geq t_{WR}$, $t_{CH} \geq 0$
Data Setup Time t_{DS}	All	100	150	60	80	ns min	
Data Hold Time t_{DH}	All	5	5	5	5	ns min	
POWER SUPPLY							
V_{DD}	All	5	5	15	15	V	$\pm 5\%$ for Specified Performance All Digital Inputs V_{IL} or V_{IH} All Digital Inputs 0V or V_{DD} All Digital Inputs 0V or V_{DD}
I_{DD}	All	2	2	2	2	mA max	
	All	100	100	100	100	μA max	
	All	10	10	10	10	μA typ	

NOTES
¹Temperature Ranges as follows: KN, LN, KP, LP: 0 to +70 $^\circ C$
 BQ, CQ, BR, CR: -25 $^\circ C$ to +85 $^\circ C$
 TQ, UQ, TR, UR: -55 $^\circ C$ to +125 $^\circ C$

²Sample tested to ensure compliance.
³DB0-DB11 = 0V to V_{DD} or V_{DD} to 0V
⁴Feedthrough can be further reduced by connecting the metal lid on the ceramic package to DGND.
⁵Logic inputs are MOS gates. Typical input current (+25 $^\circ C$) is less than 1nA.
 Specifications subject to change without notice.

Fig. II.3a (Suite)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supplies (+V _S , -V _S)	±18V
Logic Inputs	±V _S
Analog Inputs	±V _S
R _{IN} , R _{FB} Pins	±V _S
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering)	300°C
Output Short Circuit to Ground	Indefinite
TTL Logic Reference Short Circuit to Ground	Indefinite

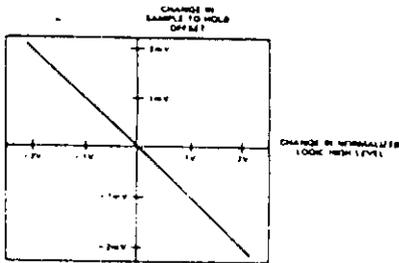


Figure 1. Sample-to-Hold Offset vs. Logic Level (HOLD Active)

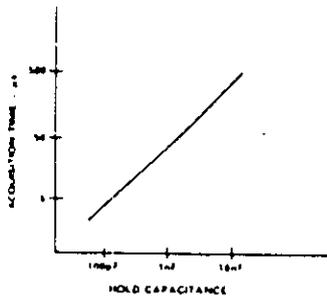


Figure 2. Acquisition Time vs. Hold Capacitance (10V Step to 0.01%)

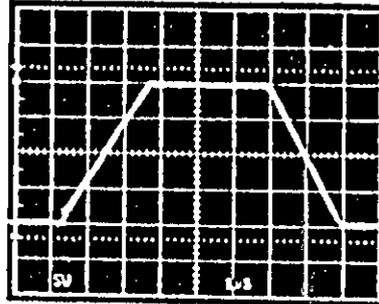


Figure 3. Large Signal Response, Sample Mode

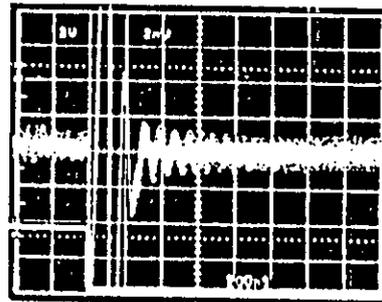


Figure 4. Sample-to-Hold Settling Time (HOLD Active)

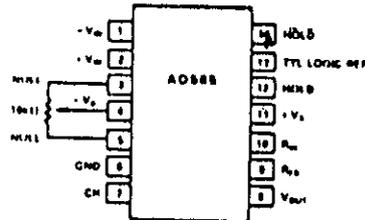


Figure 5. DIP Pin Configuration

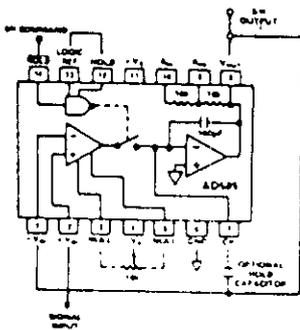


Figure 6. Connection Diagram, Gain = +1, HOLD Active

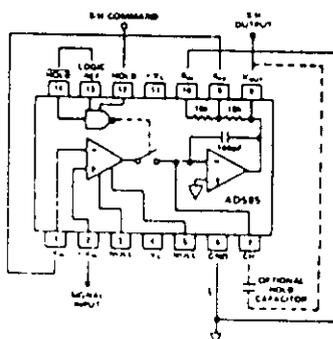


Figure 7. Connection Diagram, Gain = +2, HOLD Active

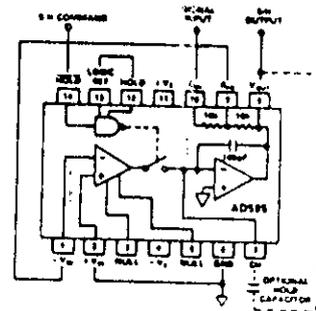
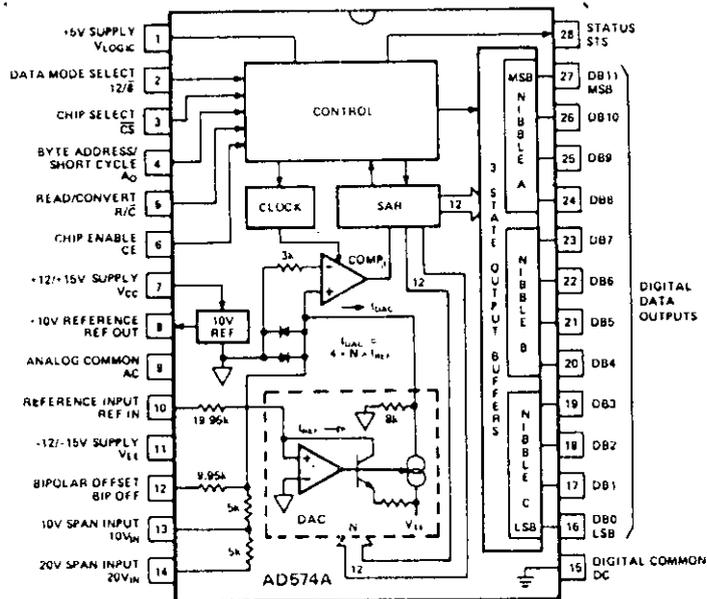


Figure 8. Connection Diagram, Gain = -1, HOLD Active

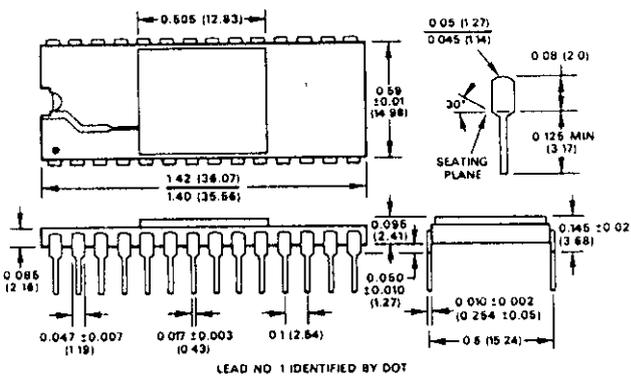


AD574A Block Diagram and Pin Configuration

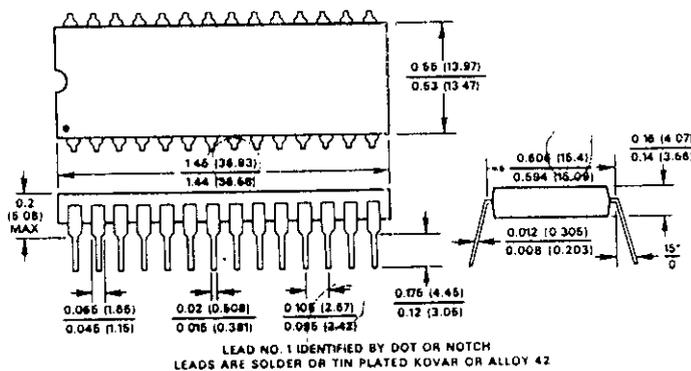
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

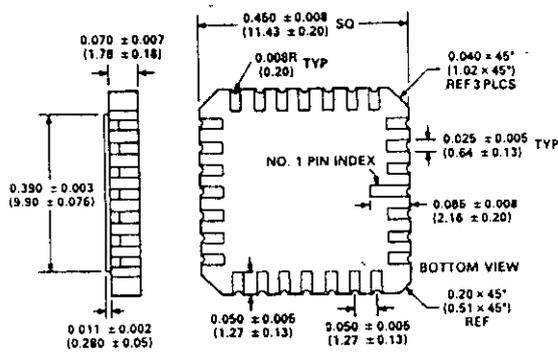
28-PIN CERAMIC DIP PACKAGE (D28A)



28-LEAD PLASTIC DIP PACKAGE (N28A)



28-TERMINAL LEADLESS CHIP CARRIER (E28A)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Specifications apply to all grades, except where noted)

V_{CC} to Digital Common	0 to +16.5V
V_{EE} to Digital Common	0 to -16.5V
V_{LOGIC} to Digital Common	0 to +7V
Analog Common to Digital Common	$\pm 1V$
Control Inputs (CE, \overline{CS} , A_0 , $12/\overline{8}$, R/\overline{C}) to Digital Common	-0.5V to $V_{LOGIC} + 0.5V$
Analog Inputs (REF IN, BIP OFF, $10V_{IN}$) to Analog Common	V_{EE} to V_{CC}
$20V_{IN}$ to Analog Common	$\pm 24V$
REF OUT	Indefinite short to common Momentary short to V_{CC}
Chip Temperature (J, K, L grades)	100°C
(S, T, U grades)	150°C
Power Dissipation	1000mW
Lead Temperature, Soldering	300°C, 10 sec.
Storage Temperature	-65°C to +150°C

AD574A ORDERING GUIDE

Model*	Temp. Range	Linearity Error Max (T_{min} to T_{max})	Resolution No Missing Codes (T_{min} to T_{max})	Max Full Scale T.C. (ppm/°C)
AD574AJ(X)	0 to +70°C	$\pm 1LSB$	11 Bits	50.0
AD574AK(X)	0 to +70°C	$\pm 1/2LSB$	12 Bits	27.0
AD574AL(X)	0 to +70°C	$\pm 1/2LSB$	12 Bits	10.0
AD574AS(X)	-55°C to +125°C	$\pm 1LSB$	11 Bits	50.0
AD574AT(X)	-55°C to +125°C	$\pm 1LSB$	12 Bits	25.0
AD574AU(X)	-55°C to +125°C	$\pm 1LSB$	12 Bits	12.5

NOTE

*X = Package designator. Available packages are:

D (D28A) for all grades.

E (E28A) for all grades.

N (N28A) for J, K, and L grades.

Example: AD574AKN

Fig II.4 Configuration interne, Brochage, et spécifications techniques du convertisseur A/N AD 574 A

SPECIFICATIONS

(@ = 25°C with $V_{CC} = +15V$ or $+12V$, $V_{LOGIC} = +5V$, $V_{EE} = -15V$ or $-12V$ unless otherwise indicated)

Model	AD574AJ			AD574AK			AD574AL			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
RESOLUTION			12			12			12	Bits
LINEARITY ERROR			±1			±1/2			±1/2	LSB
T_{min} to T_{max}			±1			±1/2			±1/2	LSB
DIFFERENTIAL LINEARITY ERROR (Minimum resolution for which no missing codes are guaranteed)										
T_{min} to T_{max}	11			12			12			Bits
UNIPOLAR OFFSET (Adjustable to zero)			±2			±2			±2	LSB
BIPOLAR OFFSET (Adjustable to zero)			±10			±4			±4	LSB
FULL-SCALE CALIBRATION ERROR (with fixed 50Ω resistor from REF OUT to REF IN) (Adjustable to zero)			0.25			0.25			0.25	% of F.S.
T_{min} to T_{max} (Without Initial Adjustment)		0.47			0.37			0.30		% of F.S.
T_{min} to T_{max} (With Initial Adjustment)		0.22			0.12			0.05		% of F.S.
TEMPERATURE RANGE	0		+70	0		+70	0		+70	°C
TEMPERATURE COEFFICIENTS (Using internal reference)										
T_{min} to T_{max}										
Unipolar Offset			±2 (10)			±1 (5)			±1 (5)	LSB (ppm/°C)
Bipolar Offset			±2 (10)			±1 (5)			±1 (5)	LSB (ppm/°C)
Full-Scale Calibration			±9 (50)			±5 (27)			±2 (10)	LSB (ppm/°C)
POWER SUPPLY REJECTION										
Max change in Full Scale Calibration										
$V_{CC} = 15V \pm 1.5V$ or $12V \pm 0.6V$			±2			±1			±1	LSB
$V_{LOGIC} = 5V \pm 0.5V$			±1/2			±1/2			±1/2	LSB
$V_{EE} = -15V \pm 1.5V$ or $-12V \pm 0.6V$			±2			±1			±1	LSB
ANALOG INPUT										
Input Ranges										
Bipolar	-5		+5	-5		+5	-5		+5	Volts
	-10		+10	-10		+10	-10		+10	Volts
Unipolar	0		+10	0		+10	0		+10	Volts
	0		+20	0		+20	0		+20	Volts
Input Impedance										
10 Volt Span	3	5	7	3	5	7	3	5	7	kΩ
20 Volt Span	6	10	14	6	10	14	6	10	14	kΩ
DIGITAL CHARACTERISTICS ¹										
Inputs ² (CE, \overline{CS} , R/\overline{C} , A_0)										
Logic "1" Voltage	+2.0		+5.5	+2.0		+5.5	+2.0		+5.5	Volts
Logic "0" Voltage	-0.5		+0.8	-0.5		+0.8	-0.5		+0.8	Volts
Current	-50		+50	-50		+50	-50		+50	μA
Capacitance		5			5			5		pF
Outputs (DB11-DB0, STS)										
Logic "1" Voltage ($I_{SINK} \leq 1.6mA$)	+2.4			+2.4			+2.4			Volts
Logic "0" Voltage ($I_{SOURCE} \leq 500\mu A$)			+0.4			+0.4			+0.4	Volts
Leakage (DB11-DB0, High-Z State)	-40		+40	-40		+40	-40		+40	μA
Capacitance		5			5			5		pF
POWER SUPPLIES										
Operating Range										
V_{LOGIC}	+4.5		+5.5	+4.5		+5.5	+4.5		+5.5	Volts
V_{CC}	+11.4		+16.5	+11.4		+16.5	+11.4		+16.5	Volts
V_{EE}	-11.4		-16.5	-11.4		-16.5	-11.4		-16.5	Volts
Operating Current										
I_{LOGIC}		30	40		30	40		30	40	mA
I_{CC}		2	5		2	5		2	5	mA
I_{EE}		18	30		18	30		18	30	mA
POWER DISSIPATION		390	725		390	725		390	725	mW
INTERNAL REFERENCE VOLTAGE	9.9	10.0	10.1	9.9	10.0	10.1	9.9	10.0	10.1	Volts
Output current (available for external loads) ³ (External load should not change during conversion)			1.5			1.5			1.5	mA

NOTES
¹Detailed Timing Specifications appear in the Timing Section.
²12/8 Input is not TTL-compatible and must be hard wired to V_{LOGIC} or Digital Common.
³The reference should be buffered for operation on $\pm 12V$ supplies.
 Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

Model	AD574AS			AD574AT			AD574AU			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
RESOLUTION			12			12			12	Bits
LINEARITY ERROR			± 1			$\pm 1/2$			$\pm 1/2$	LSB
T_{min} to T_{max}			± 1			$\pm 1/2$			$\pm 1/2$	LSB
DIFFERENTIAL LINEARITY ERROR (Minimum resolution for which no missing codes are guaranteed)										
T_{min} to T_{max}	11			12			12			Bits
UNIPOLAR OFFSET (Adjustable to zero)			± 2			± 2			± 2	LSB
BIPOLAR OFFSET (Adjustable to zero)			± 10			± 4			± 4	LSB
FULL-SCALE CALIBRATION ERROR (with fixed 50 Ω resistor from REF OUT to REF IN) (Adjustable to zero)			0.25			0.25			0.25	% of F.S.
T_{min} to T_{max} (Without Initial Adjustment)		0.75			0.5			0.37		% of F.S.
T_{min} to T_{max} (With Initial Adjustment)		0.5			0.25			0.12		% of F.S.
TEMPERATURE RANGE	-55		+125	-55		+125	-55		+125	$^{\circ}$ C
TEMPERATURE COEFFICIENTS (Using internal reference)										
T_{min} to T_{max}										
Unipolar Offset			± 2 (5)			± 1 (2.5)			± 1 (2.5)	LSB (ppm/ $^{\circ}$ C)
Bipolar Offset			± 4 (10)			± 2 (5)			± 1 (2.5)	LSB (ppm/ $^{\circ}$ C)
Full-Scale Calibration			± 20 (50)			± 10 (25)			± 5 (12.5)	LSB (ppm/ $^{\circ}$ C)
POWER SUPPLY REJECTION										
Max change in Full Scale Calibration										
$V_{CC} = 15V \pm 1.5V$ or $12V \pm 0.6V$			± 2			± 1			± 1	LSB
$V_{LOGIC} = 5V \pm 0.5V$			$\pm 1/2$			$\pm 1/2$			$\pm 1/2$	LSB
$V_{EE} = -15V \pm 1.5V$ or $-12V \pm 0.6V$			± 2			± 1			± 1	LSB
ANALOG INPUT										
Input Ranges										
Bipolar	-5		+5	-5		+5	-5		+5	Volts
	-10		+10	-10		+10	-10		+10	Volts
Unipolar	0		+10	0		+10	0		+10	Volts
	0		+20	0		+20	0		+20	Volts
Input Impedance										
10 Volt Span	3	5	7	3	5	7	3	5	7	k Ω
20 Volt Span	6	10	14	6	10	14	6	10	14	k Ω
DIGITAL CHARACTERISTICS ¹										
Inputs ² (CE, \overline{CS} , R \overline{C} , A ₀)										
Logic "1" Voltage	+2.0		+5.5	+2.0		+5.5	+2.0		+5.5	Volts
Logic "0" Voltage	-0.5		+0.8	-0.5		+0.8	-0.5		+0.8	Volts
Current	-50		+50	-50		+50	-50		+50	μ A
Capacitance		5			5			5		pF
Outputs (DB11-DB0, STS)										
Logic "1" Voltage ($I_{SINK} \leq 1.6mA$)	+2.4			+2.4			+2.4			Volts
Logic "0" Voltage ($I_{SOURCE} \leq 500\mu A$)			+0.4			+0.4			+0.4	Volts
Leakage (DB11-DB0, High-Z State)	-40		+40	-40		+40	-40		+40	μ A
Capacitance		5			5			5		pF
POWER SUPPLIES										
Operating Range										
V_{LOGIC}	+4.5		+5.5	+4.5		+5.5	+4.5		+5.5	Volts
V_{CC}	+11.4		+16.5	+11.4		+16.5	+11.4		+16.5	Volts
V_{EE}	-11.4		-16.5	-11.4		-16.5	-11.4		-16.5	Volts
Operating Current										
I_{LOGIC}		30	40		30	40		30	40	mA
I_{CC}		2	5		2	5		2	5	mA
I_{EE}		18	30		18	30		18	30	mA
POWER DISSIPATION		390	725		390	725		390	725	mW
INTERNAL REFERENCE VOLTAGE	9.9	10.0	10.1	9.9	10.0	10.1	9.9	10.0	10.1	Volts
Output current (available for external loads) ³ (External load should not change during conversion)			1.5			1.5			1.5	mA

NOTES

¹Detailed Timing Specifications appear in the Timing Section.

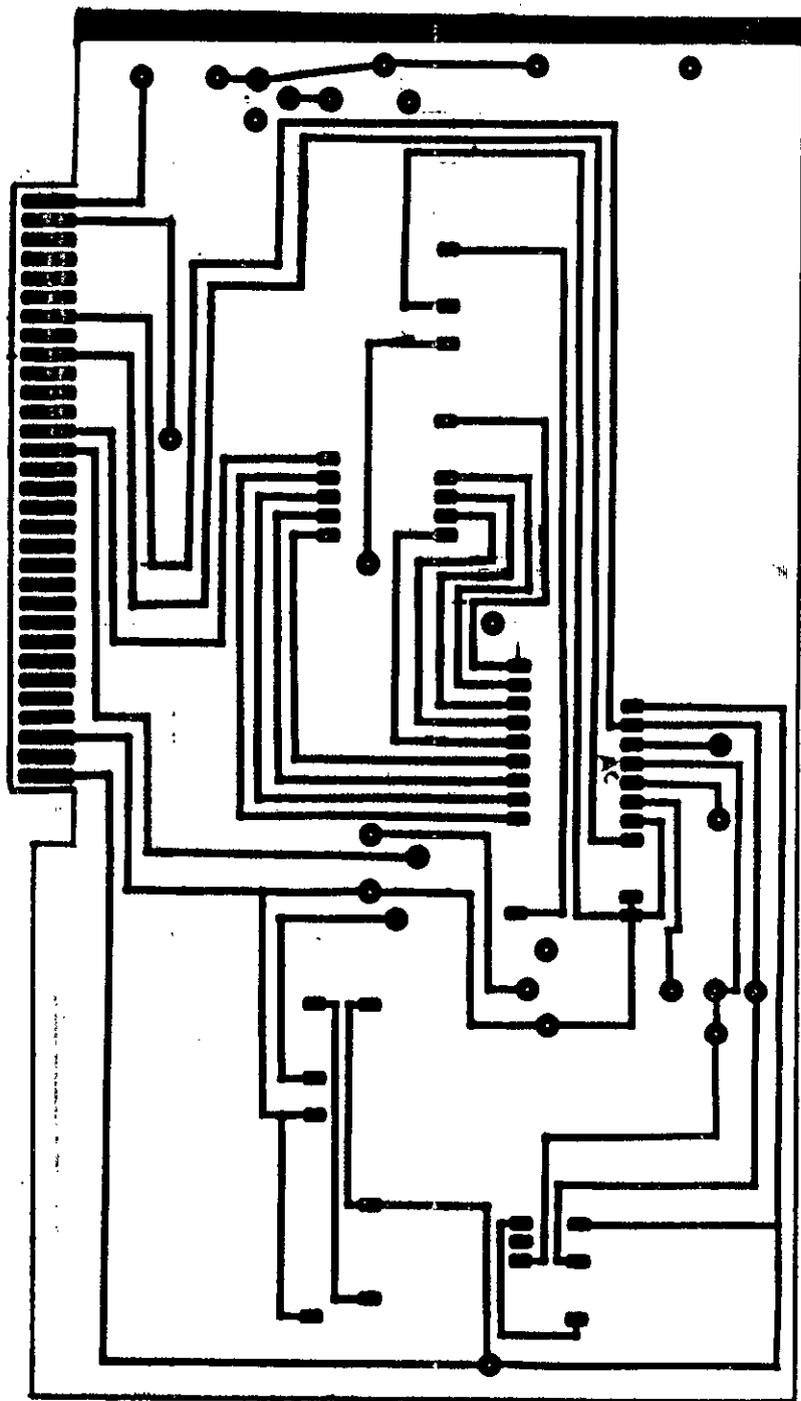
²Input is not TTL-compatible and must be hard wired to V_{LOGIC} or Digital Common.

³The reference should be buffered for operation on $\pm 12V$ supplies.

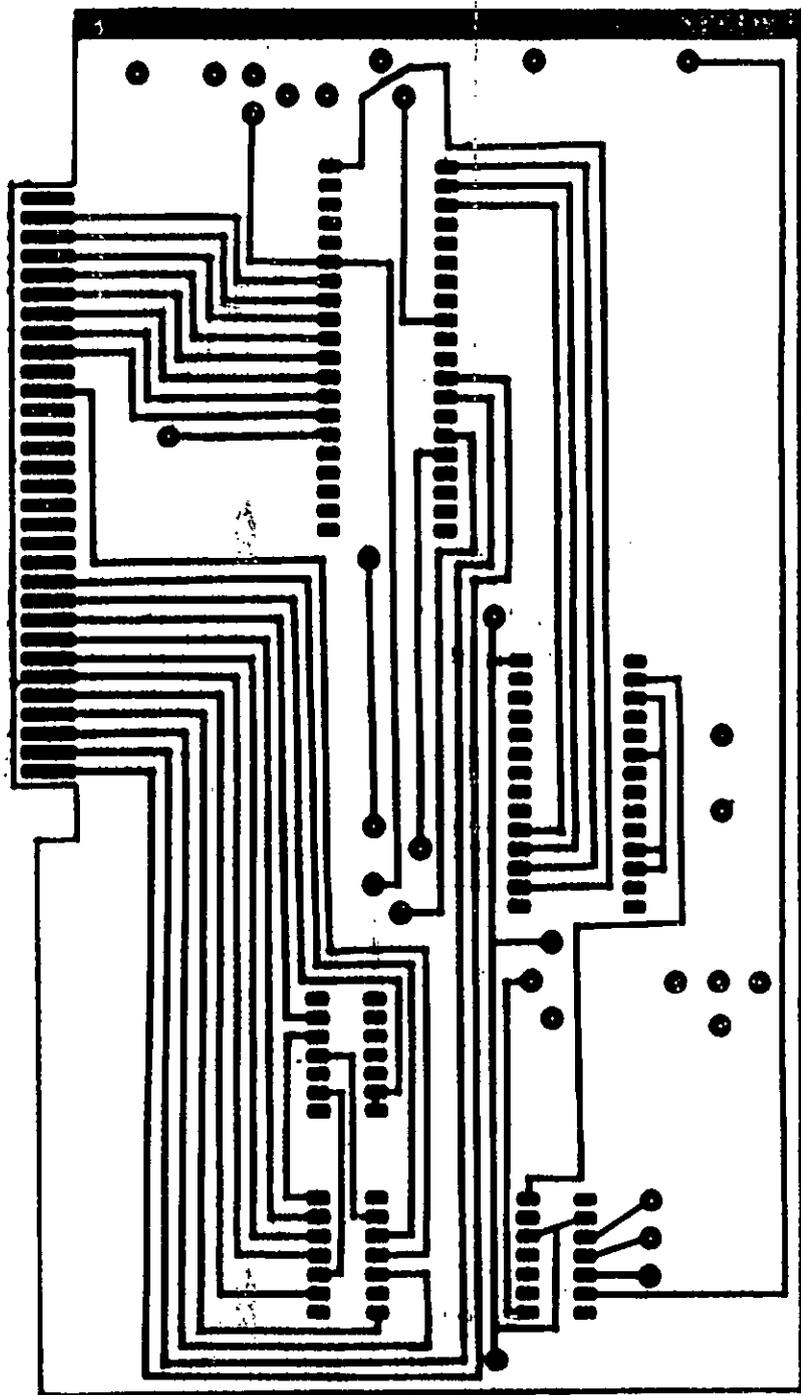
Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

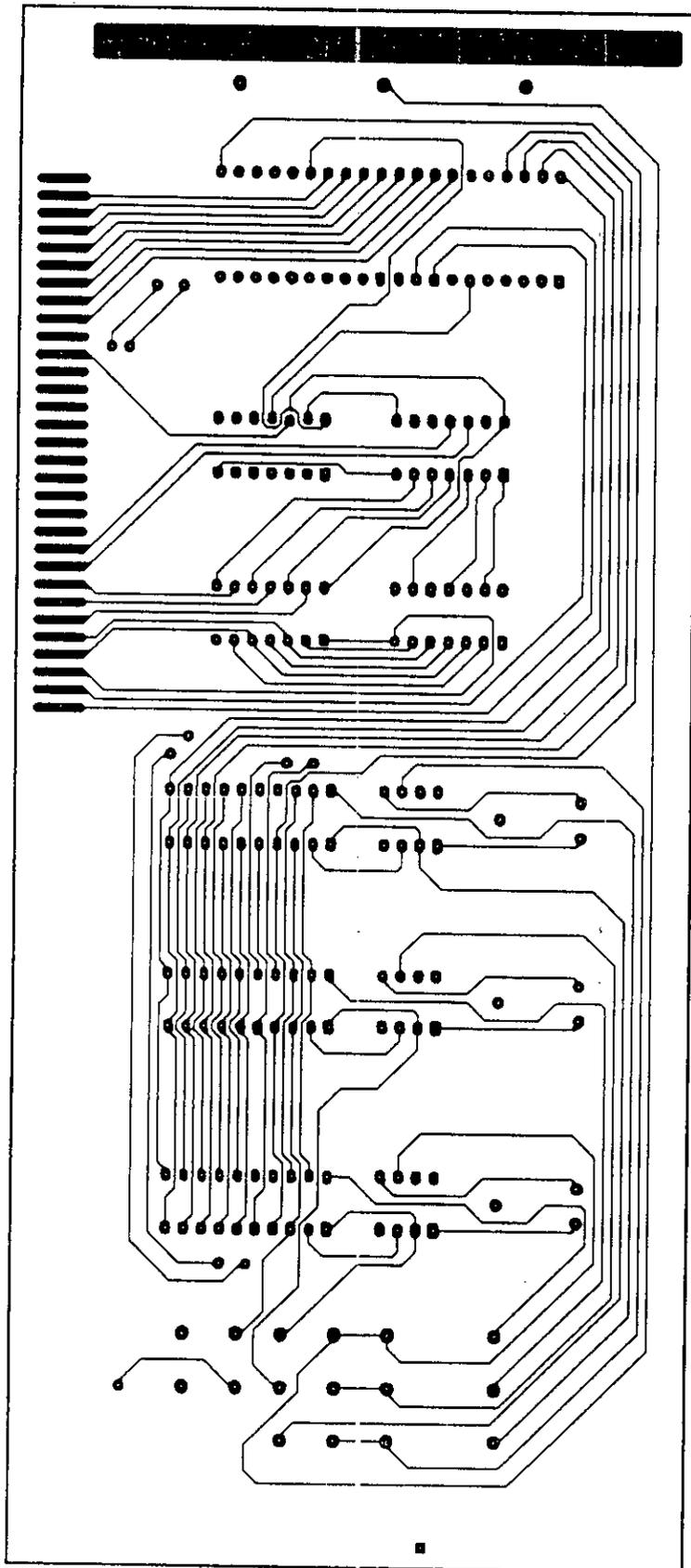
CIRCUIT IMPRIME DE L'INTERFACE A/N
(FACE A)



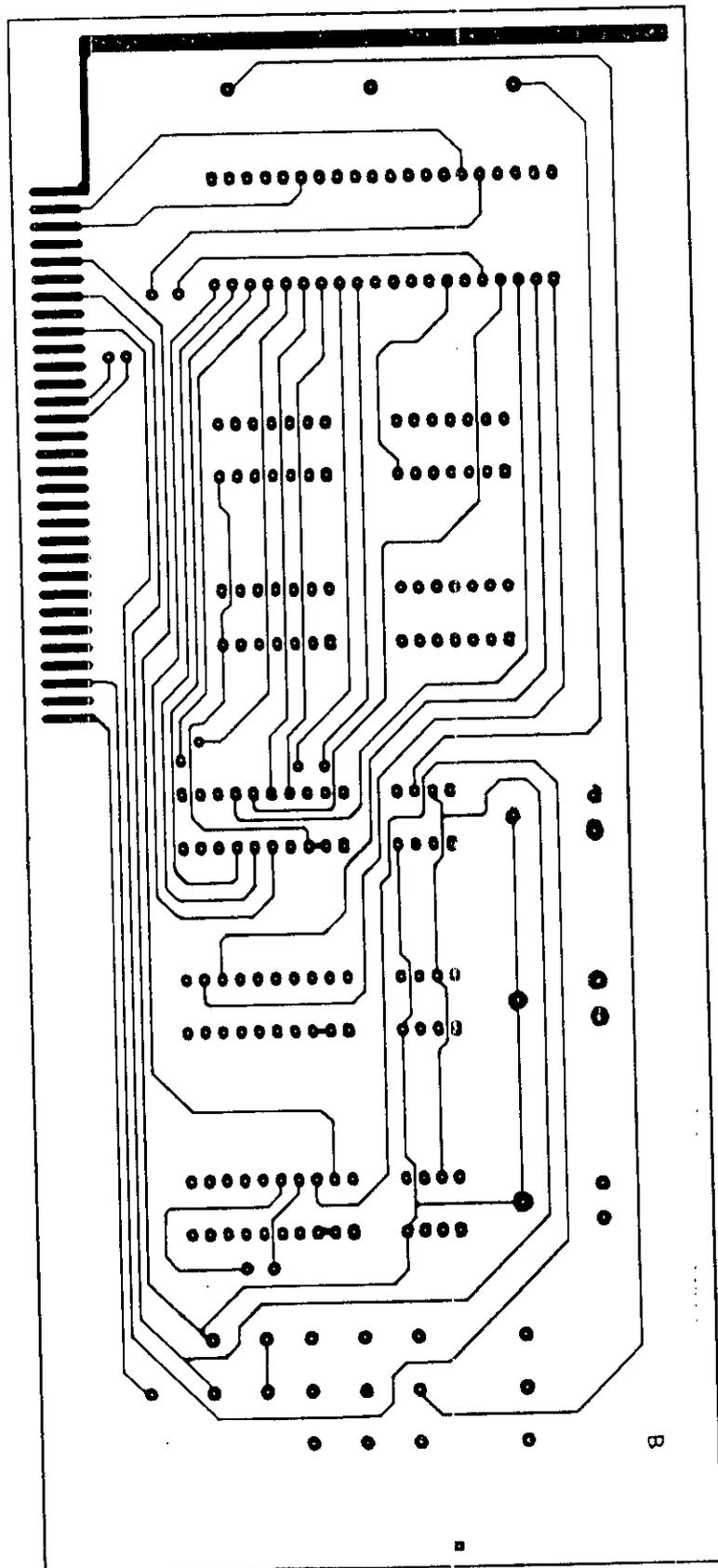
CIRCUIT IMPRIME DE L'INTERFACE A/N
(FACE B)



CIRCUIT IMPRIME DE L'INTERFACE N/A
(FACE: A)

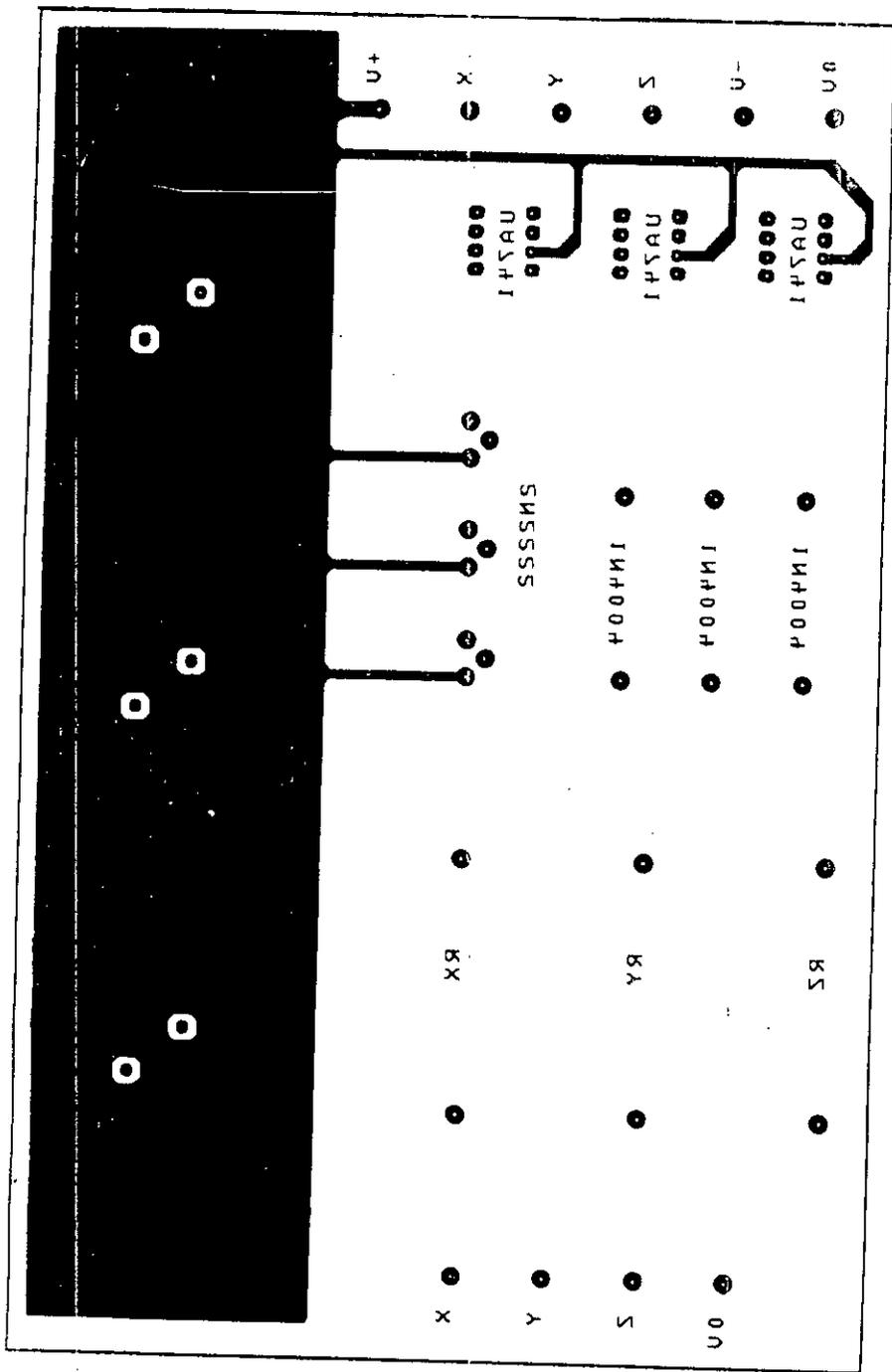


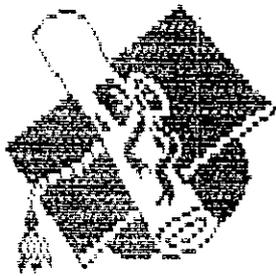
CIRCUIT IMPRIME DE L'INTERFACE N/A
(FACE B)



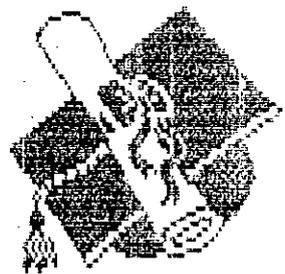
8

CIRCUIT IMPRIME DE L'AMPLIFICATEUR





Publications



DESIGN NOTE

A microcomputer-based data acquisition system for an NMR pulse spectrometer

Ramesh Puvvada† and Slimane Mekaoui

Département d'Electronique, Ecole Nationale polytechnique, El-Harrach, Algiers, Algeria

Received 9 October 1989, in final form and accepted for publication 6 February 1990

Abstract. A data acquisition card is designed and constructed for the Amstrad PC 1512, a low-cost IBM compatible microcomputer. This card is installed in the expansion slot of the microcomputer and the software necessary for nuclear magnetic resonance data acquisition and analysis is developed. This system generates the pulse sequences necessary for a nuclear magnetic resonance pulse spectrometer and acquires data from the free-induction-decay signal for further analysis. The generation of the timing pulses and the capturing of the free-induction-decay signal are done with the help of an assembly language source program.

1. Introduction

The IBM PC and its compatibles are being used in data acquisition applications for the measurement of various physical parameters. These applications involve interface boards which go into the expansion slot of the PC. This system generates the logic necessary for the application and acquires data for the measurement of the desired physical parameter, using proper software.

Tsuneki (1986) has constructed a low-cost pulse generator using a NEC PC 9801 microcomputer for an electron spin-echo spectrometer. His system uses a 12-bit analogue-to-digital converter interface for the above computer, which employs the Intel 8086 microprocessor operating at 8 MHz. Meller (1988) has developed computer-assisted video microscopy for the investigation of monolayers on liquid and solid substrates by interfacing an IBM PC to the fluorescence microscopic monolayer equipment. Shenhing and Patrick (1988) used an IBM PC AT compatible microcomputer to host the interface of a Fourier-transform ion-cyclotron resonance mass spectrometer and carried out the excitation and data acquisition. El-Dhaheer *et al* (1988) have used a MAC-86 microcomputer employing the Intel 8086 microprocessor with the 8087 coprocessor for image processing in an electron microscope application. A low-cost real-time data acquisition system for laser and radio frequency spectroscopy employing an IBM PC has been reported by Brenner *et al* (1988). A summary of the use of the IBM PC for interfacing various sensors has been reviewed by

Tumpkins and Webster (1988). Puvvada and Escid (1989) have reported a data acquisition system employing the Amstrad PC 1512, a low cost IBM compatible microcomputer for nuclear magnetic resonance (NMR) data acquisition and analysis. The aim of the present communication is to present a data acquisition system for an NMR pulse spectrometer, employing an IBM compatible microcomputer. This system generates all the timing pulses necessary for the spectrometer and captures the free-induction-decay signal for further analysis.

2. Materials and methods

The Amstrad PC 1512, a low-cost IBM compatible microcomputer, employing the Intel 8086 microprocessor operating at 8 MHz, is used in the present application. A data acquisition card (in the form of a printed circuit board) is designed and constructed following the IBM expansion slot configuration (for an XT type of computer) described by Coffron (1987) and is installed in the computer. The circuit diagram of the data acquisition card, as shown in figure 1, consists of a sample and hold (SH) circuit (AD585), an analogue-to-digital (AD) converter (AD574A), a parallel programmable interface (PPI 8255A) and the address decoding logic. This logic facilitates the positioning of the various ports of the PPI in the input/output (IO) address space of the 8086 microprocessor. The address decoding was done in such a way that port A, port B, port C and the control buffer register (ContR) of the PPI are assigned the hexadecimal ad-

† To whom correspondence should be addressed.

An assembly language source program is prepared and is converted into a COM file following the procedure described by Miller (1987). This COM file is used to capture the free induction decay (FID) signal of water protons, by interfacing the data acquisition system to a home built NMR pulse spectrometer, operating at 5 MHz. The assembly language source program, as presented in the listing of ACQUI12.ASM (figure 2) firstly initialises the PPI of the data acquisition card so that port A, port B and the lower half of port C are programmed as input and the upper half of port C is programmed as output. Then the program generates the 90° transmitter pulse and waits for a few microseconds so that the NMR receiver recovers from the saturated state. Then it activates the SH circuit to sample the first data point of the FID signal. After a few microseconds of sampling, the SH circuit is put in the hold mode and the AD converter is activated to convert the analogue value into a 12-bit digital word. The end of conversion is sensed through the STS (status) pin of the converter going low. Now the data available as two bytes at the ports A and B is transferred into the memory space of the microprocessor starting from 2000:400 hex address. Then the program repeats the data acquisition cycle to acquire 40 data points (80 bytes) from the FID signal. The chronogramme representing the various events in acquiring each data point is presented in figure 3. The FID signal of water protons obtained from the data acquired is presented in figure 4.

3. Results and discussion

The data acquisition card has been constructed and tested using the assembly language program presented, to acquire the FID signal of water protons. Work is in progress to develop software for performing the Fourier transform analysis of the FID signal to facilitate the spectral analysis. Also programs are being developed to de-

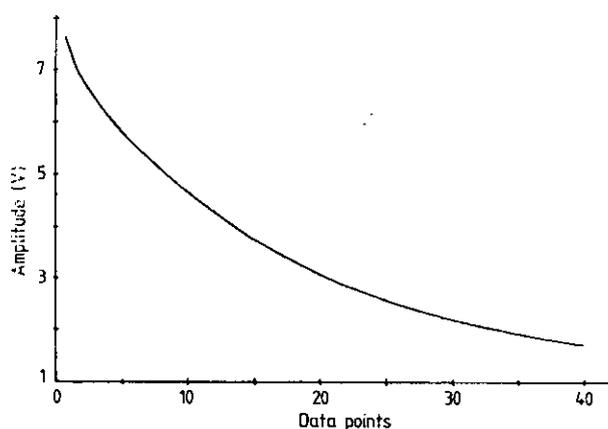


Figure 4. FID signal of water protons.

termine the proton spin-lattice (T_1) and spin-spin (T_2) relaxation times, using the data acquisition system described.

We have especially chosen a 12-bit AD converter to optimise between speed and cost. 8-bit converters are less precise but are the fastest. 16-bit converters are highly accurate in data acquisition but are very slow. Fast 16-bit converters are prohibitively expensive. So one has to find a compromise between precision, speed and cost while realising a data acquisition system, necessary for a specific application (Clayton 1984). One can easily modify the card to use a 16-bit AD converter, if the application demands more precision. We find that this card is quite satisfactory for many applications in NMR data acquisition and analysis.

Acknowledgments

The authors wish to thank Jonathan Maxwell of Imperial College, London for his helpful suggestions.

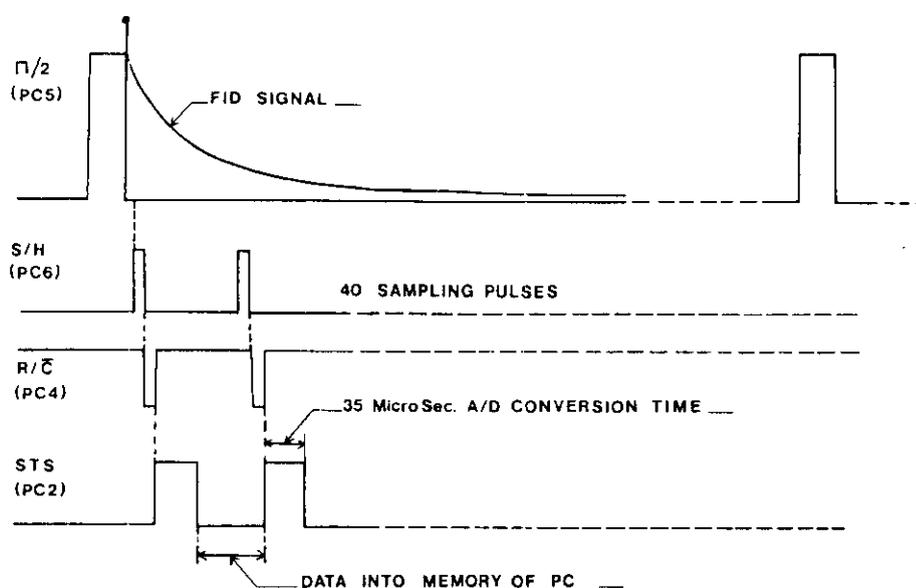


Figure 3. Data acquisition sequence from the FID signal.

References

- Amstrad Ordinateur Personnel PC 1512: Guide de reference Technique, Editions Micro Applications* 1986 p 7
- Brenner T, Buttgen B S, Fabula T and Rupprecht W 1988 Real time data acquisition system for laser and radio frequency spectroscopy *J. Phys. E: Sci. Instrum.* **21** 1150-3
- Clayton G B 1984 *Data Converters* (Hong Kong: Macmillan) p 77
- Coffron J W 1987 *The IBM PC Connection* (Delhi: BPB) p 73
- El-Dhaheer A H G, Farhat A A, Botros K Z and Abu-Rezeq A N 1988 A microcomputer based image processing system for studies of transmission electron micrographs of stacking faults *J. Phys. E: Sci. Instrum.* **21** 1051-5
- Meller P 1988 Computer-assisted video microscopy for the investigation of monolayers on liquid and solid substrates *Rev. Sci. Instrum.* **59** 2225-31
- Miller A R 1987 *Assembly Language Techniques for the IBM PC* (Delhi: BPB) p 74
- Puvvada R and Escid H 1989 A data acquisition system developed around an IBM compatible PC *AMSE Rev.* **12** 1-9
- Shenning G and Patrick R J 1988 Personal computer based Fourier transform ion cyclotron resonance mass spectrometer *Rev. Sci. Instrum.* **59** 2573-6
- Tsuneki I 1986 Microcomputer controlled pulse generator for an electron spin-echo spectrometer *J. Magn. Reson.* **70** 280-9
- Tumpkins W J and Webster I G 1988 *Interfacing sensors to the IBM PC* (Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall)

DESIGN NOTE

A PC-based electronic system for the generation of magnetic field gradients

Ramesh Puvvada†, Slimane Mekaoui and Mohamed Chemloul

Département d'Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, El-Harrach, Algiers, Algeria

Received 9 May 1990, in final form and accepted for publication 12 July 1990

Abstract. An inexpensive electronic system has been designed and constructed to generate the field gradients necessary for magnetic resonance imaging applications. This system consists of a three-channel digital-to-analogue converter interface followed by a power amplifier. The digital-to-analogue converter interface is in one of the expansion slots of the IBM compatible microcomputer and converts the digital input codes into the corresponding analogue output voltages. The power amplifier converts these voltages into currents, to generate the X, Y and Z magnetic field gradients. The software, in the form of an assembly language programme, is also presented for this system to control the Z-gradient coils.

Introduction

The measurement of various physical parameters, using the expensive and powerful IBM compatible PCs, has been reported by many researchers (Meller 1988, Shenheng and Patrick 1988, Brenner *et al* 1988, Tumpkins and Webster 1988, Puvvada and Escid 1989 and Puvvada and Mekaoui 1990). These applications use the analogue-to-digital (AD) and digital-to-analogue (DA) converter interface cards, realized for the microcomputers following the input/output (IO) configuration. We present here the realization of an inexpensive electronic system, employing an IBM compatible PC, for the generation of magnetic field gradients necessary for magnetic resonance imaging (MRI) applications.

Materials and methods

The electronic system consists of a three channel DA converter interface card and a power amplifier card. These two cards are realized as two separate printed circuit boards. The first card is designed using the expansion slot configuration of the IBM PC (Coffron 1987). The Amstrad PC1512, a low cost IBM compatible PC, employing the Intel 8086 microprocessor operating at 5 MHz, is used for this purpose. The circuit diagram of this card, as shown in figure 1, consists of three 12-bit DA converters (AD7545A), a parallel programmable

interface (PPI 8255A) and the address decoding logic. The address decoding was done in such a way that port A, port B, port C and the control buffer register (contR) of the PPI are assigned the hexadecimal addresses 310, 311, 312 and 313 respectively, in the user reserved IO address space of the microprocessor 8086 (Amstrad 1986). This card is placed in one of the expansion slots of the PC and is energized with the help of the power supplies (12, -12, 5 and -5 V) available in the PC. The three analogue outputs of the DA converters are made available to the power amplifier card through buffer amplifiers AD711 (Analogue Devices 1988).

The power amplifier card is designed and constructed to provide the necessary current drive for the gradient coils. The circuit diagram of this card, as shown in figure 2, consists of three identical channels. Each channel consists of a Darlington pair made up of 2N1711 and 2N3055 transistors, driven by an operational amplifier (AD711). The operational amplifier provides the base current drive necessary for the transistor 2N1711 and compensates for the base emitter voltage drop of the Darlington pair. The maximum current drive of each channel can be set up to 1 A with the help of the variable resistance connected in the emitter lead of the power transistor 2N3055. This card is energized by external power supplies.

An assembly language source programme is used to control and drive the Z-gradient coils. This programme, as presented in the listing of DAC12.ASM (figure 3), is prepared to run as a COM file. The source programme is converted into a COM file, using the procedure described by Miller (1987). This programme firstly initializes the

† To whom correspondence should be addressed

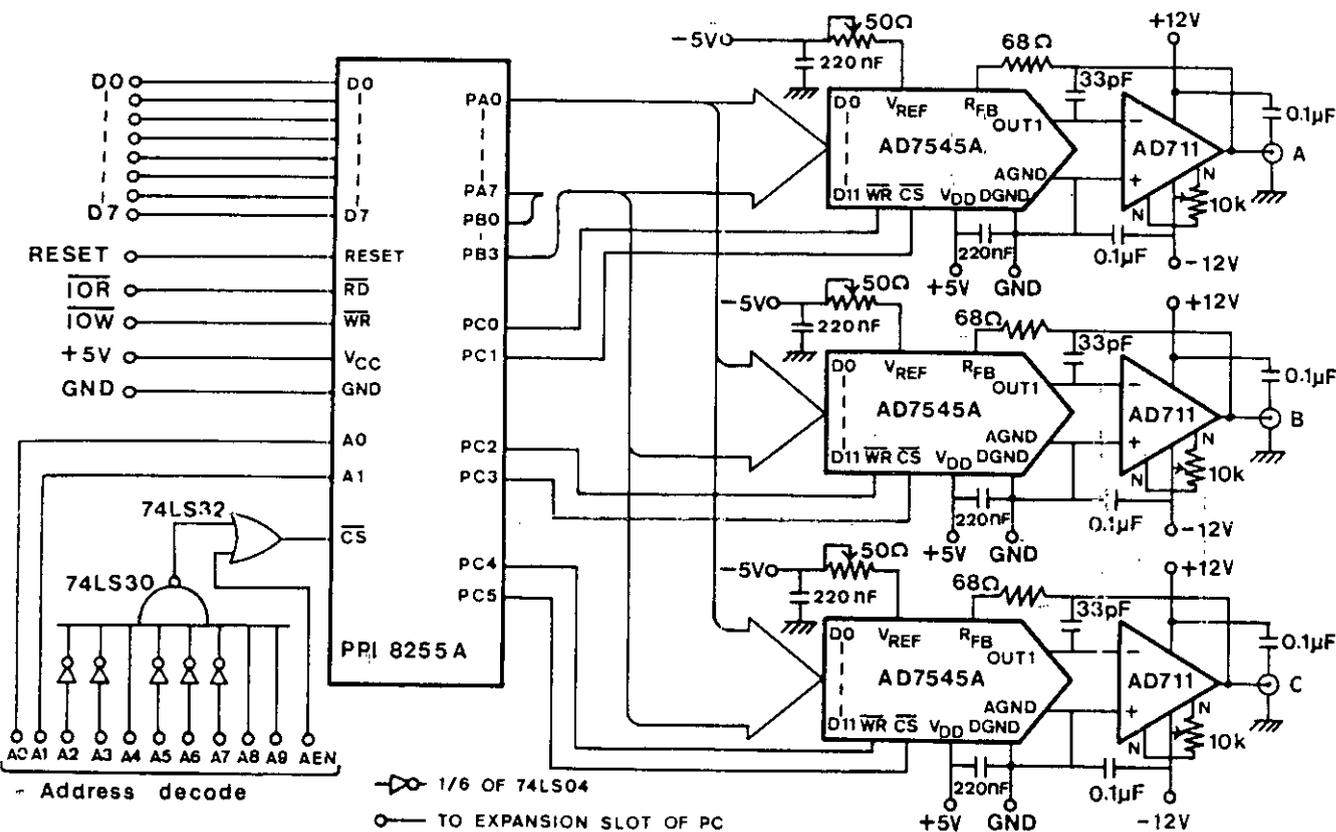


Figure 1. Circuit diagram of the DA converter interface card.

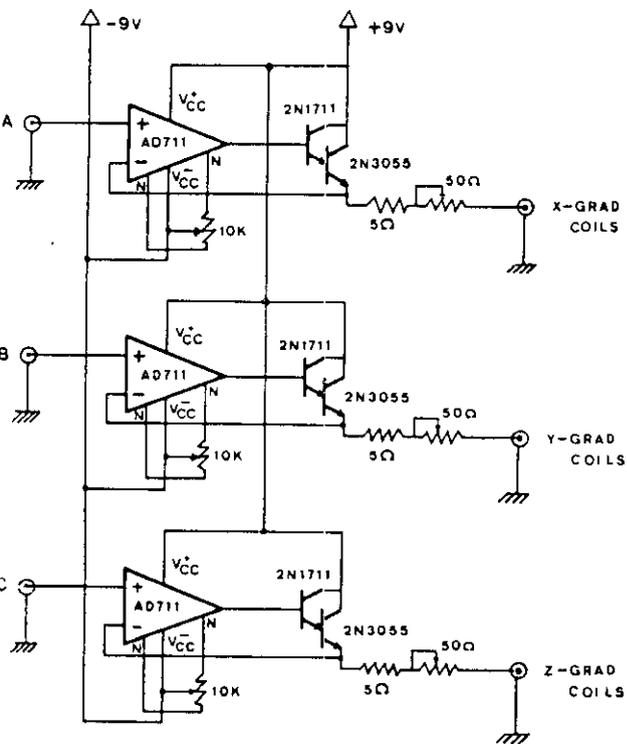


Figure 2. Circuit diagram of the power amplifier card.

PPI in mode zero and configures all the three ports (port A, port B and port C) as output ports. Then all the DA converters are disabled and a COUNT varying from 0000 to 0FFF hex. is applied at the digital inputs of the

DA converters. For each value of the COUNT, the DA converter in the Z-gradient channel is activated by forcing its \overline{CS} and \overline{WR} pins low, to generate a linearly varying output voltage in 4096 DA conversion cycles. This output produces a linearly increasing current in the respective power amplifier channel to activate the Z-gradient coils.

3. Results and discussion

A pair of Helmholtz coils of negligible resistance with a diode connected across the coils (in the right sense to avoid the inductive kick generated during the OFF period of the gradients) are used to test this system. The current variation (in the coils) is found to be extremely linear with respect to the digital input code. The slope of this variation has a maximum value of 15 mA ms^{-1} . This can be slowed down by increasing the time delay after each DA conversion cycle. The internal latches of the DA converters facilitate in maintaining their outputs constant, until they are changed by the programme. This helps in generating any one or all the three gradients needed in the imaging experiment.

Work is in progress to realize a special probe to house the sample coil and the gradient coils for our NMR pulse spectrometer (realized around a Varian 9-inch electromagnet). The 12-bit AD converter interface (reported by the authors 1990) with 10 addresses from 300 to 303 hex. will be used with the present system to carry out the imaging experiments.

```

TITLE                DAC12.ASM
COMMENT  * Program to control and drive the Z-gradient coils
          using a 12-bit DA converter. Runs as a COM file *
PortA EQU 0310h
PortB EQU 0311h
PortC EQU 0312h
ContR EQU 0313h
code   SEGMENT
ASSUME CS:code,DS:code
ORG 100h

start: CLI                ;clear all interrupts
        MOV DX,contR
        MOV AL,80h        ;initialization of the ppi
        OUT DX,AL         ;all ports as output ports
        MOV DI,0FFh

grad1: MOV SI,0000h
grad2: MOV DX,PortC
        MOV AL,0FFh
        OUT DX,AL         ;disable all DA converters
        MOV AX,SI         ;digital data made available
        MOV DX,portA     ;at ports A and B to drive
        OUT DX,AX        ;the DA converter
        MOV DX,PortC
        MOV AL,0CFh      ;enables the DA converter
        OUT DX,AL        ;in the Z-gradient channel
grad3: MOV CX,01h        ;delay loop to provide
        LOOP grad3       ;the DA settling time
        INC SI
        CMP SI,0FFFh     ;to generate the linear
        JNZ grad2        ;ramp
        DEC DI           ;to repeat the ramp
        JNZ grad1
        MOV DX,PortA
        MOV AX,0000
        OUT DX,AX        ;set DA output to zero
        STI             ;set all interrupts
        MOV AH,4Ch
        INT 21h         ;return back to DOS
code   ENDS
        END start

```

Figure 3. Assembly language program.

Acknowledgments

The authors wish to thank Jonathan Maxwell of the Imperial College, London and Narayana S Chilukuri of the Performance Semiconductor Corporation, Sunnyvale, California for their helpful suggestions.

References

- Amstrad Ordinateur personnel PC 1512 1986 Guide de référence technique (Paris: Editions Micro Applications)
- Analogue Devices 1988 *Data Conversion Products Databook*, USA, p 2-247
- Brenner T, Buttgen B S, Fabula T and Rupprecht W 1988 Real time data acquisition system for laser and radio frequency spectroscopy *J. Phys. E: Sci. Instrum.* **21** 1150-3
- Coffron J W 1987 *The IBM PC Connection* (Delhi: BPB) p 73
- Meller P 1988 Computer-assisted video microscopy for the investigation of monolayers on liquid and solid substrates *Rev. Sci. Instrum.* **59** 2225-31
- Miller A R 1987 *Assembly Language Techniques for the IBM PC* (Delhi: BPB) p 74
- Puvvada R and Escid H 1989 *Proc. Int. AMSE Conf. Signals & Systems (Brighton)* **4** 27-36
- Puvvada R and Mekaoui S 1990 A microcomputer-based data acquisition system for an NMR pulse spectrometer *Meas. Sci. Technol.* **1** 647-50
- Shenheng G and Patrick R J 1988 Personal computer based Fourier transform ion cyclotron resonance mass spectrometer *Rev. Sci. Instrum.* **59** 2573-6
- Tumpkins W J and Webster I G 1988 *Interfacing Sensors to the IBM PC* (Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall)