

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة بليدة
المكتبة المركزية
TH 1164

UNIVERSITE DE BLIDA
INSTITUT DES SCIENCES EXACTES
DEPARTEMENT DE PHYSIQUE

THESE DE MAGISTER

537.6/19

SPECIALITE PHYSIQUE
OPTION OPTOELECTRONIQUE



THEME

TH 1164

Conception et réalisation d'un système de mesure et de traitement d'un signal micro-onde en bande X.
Application à la détermination des paramètres diélectriques ϵ'_r et ϵ''_r de matériaux en cavité résonnante.

PAR

KABRI MOHAMED

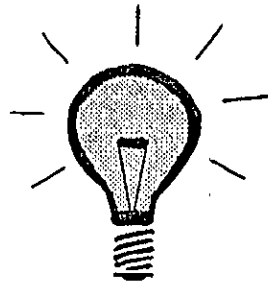
PRESENTE DEVANT LE JURY :

PRESIDENT : Mr N.BELDJOURI (M.C USTHB)
RAPPORTEUR : Mr H.ZAIDI (C.C USTHB)
EXAMINATEURS : Mr M.BENSEBTI (M.C U.BLIDA)
Mr A.BENALLAL (M.C U.BLIDA)
Mr M. SIDOUMOU (M.C U.BLIDA)
INVITE : Mr A.GUADOUM (M.C USTHB)

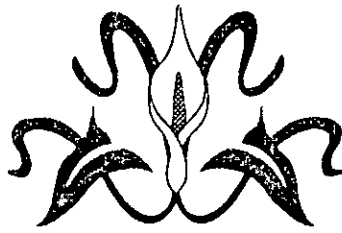


BLIDA, ALGERIE 1998

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



"Que le coq chante ou non, l'aube se lèvera"

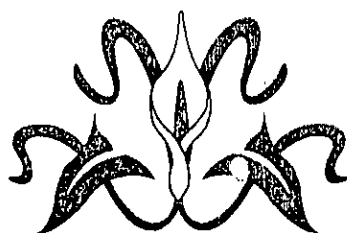


Dedicace

Je dedie ce magister à ma très chère mère, à la mémoire de mon défunt père, à toute ma famille et spécialement à mon frère aîné LIES (d'une race noble et très rare de nos jours) que je souhaite son retour parmi nous, et à mon frère LOTFI que j'espère en dieu pour lui donner la force d'accomplir sa mission et de retourner chez-nous.

Et aussi à tous mes oncles RACHID et KOUIDER et leurs fils MOHAMED, ELHACHEMI, YACINE ABDELKADER et surtout la petite charmante AMEL.





Remerciements

Qu'il me soit permis d'exprimer, avec le plus grand respect, ma reconnaissance à Mr H.ZAIDI Chargé de Cours à l'USTHB et chargé de recherche au laboratoire des diélectriques à l'Institut de Physique de l'USTHB et directeur de cette thèse pour sa clairvoyance et ses efforts déployés pour me permettre d'accomplir ce travail, et aussi pour l'utilisation du matériel micro-onde du laboratoire.

Que Mr M.BENDAOUZ directeur du laboratoire diélectrique soit également remercié pour son accueil.

Que tous les enseignants de l'institut de physique de Blida y trouvent l'expression de ma profonde gratitude notamment ceux de l'équipe de recherche « Matériaux » (Mrs DERBAL et SIDOUMOU) qui m'ont permis de travailler dans leur labo et mettre même à ma disposition leur matériel, sans oublier Mr BEN TAIBA et le personnel administratif (FOUZI, M.MEZIANE, Y.M.SAID) qui s'est montré très compréhensif à mon égard.

Que mes vifs remerciements aillent également à tous ceux qui étaient présents à chaque fois que j'avais besoin d'un coup de main, à A.OULD AISSA du centre VAX lorsqu'il s'agissait d'un problème technique, à mes amis YAKOUB, MADHI, AHFIR, MAHDI AMRIOUI, et spécialement à mon ami intime M.RAHIM, tous pour leur soutien moral très précieux. Et à R.DJOUAHER et A.ALI MESSAOUD pour leurs conseils inestimables et enfin à tous ceux qui ont contribué directement ou indirectement à l'élaboration de ce projet.

Et enfin Je remercie beaucoup Mrs N.BELDJOURI, M.BENSEBTI, A.BENALLAL, A.GUADOUM et M.SIDOUMOU d'avoir accepté d'être membres de jury.



SOMMAIRE

<i>Introduction générale</i>	1
<u>Chapitre 1: Ondes Stationnaires Et Théorie Des Perturbations Dans Une Cavité</u>	
1.1 Introduction sur la cavité résonnante	3
1.2 Etude des ondes stationnaires dans une cavité cylindrique	5
1.2.1 Modèle théorique	5
1.2.2 Equations d'onde électromagnétique	5
1.2.3 Résolution des équations d'onde	7
1.2.3.1 Cas des modes TE_{nmp}	11
1.2.3.2 Cas des modes TM_{mnp}	12
1.2.4 Classes des modes utiles	13
1.2.4.1 Modes TM_{0n0}	13
1.2.4.2 Mode TM_{210}	14
1.3 Théorie des perturbations	17
1.3.1 Formule des perturbations	18
1.3.2 Cas des petites perturbations	21
1.4 Calcul de permittivité complexe appliqué aux modes TM_{020} et TM_{210}	24
1.4.1 Mode TM_{020}	24
1.4.2 Mode TM_{210}	25
<u>Chapitre 2: Principe De Mesure Des Permittivités Relatives</u>	
2.1 Introduction	27
2.2 Banc de mesure micro-onde	28
2.2.1 Introduction	28
2.2.2 Dispositif de mesure	29
2.2.3 Principe de fonctionnement	29
2.2.4 Réglages préliminaires	34
2.2.5 Qualités d'un bon wobulateur	36
2.3 Choix de la cavité	37
2.3.1 Diagramme des modes	37
2.3.2 Détermination du mode de travail	38
2.3.3 Dimensionnement de la cavité	41

2.3.4 Excitation d'une cavité résonnant sur le mode TM_{020}	41
2.4 Mesures de ϵ'_r et ϵ''_r en mode TM_{020}	43
2.4.1 Spectre de la cavité à vide	43
2.4.2 Trou de base de la cavité	44
2.4.3 Principe de mesure	47
2.4.3.1 Caractéristiques du capillaire utilisé	47
2.4.3.2 Mesure de ϵ'_r	49
2.4.3.3 Mesure de ϵ''_r	50
2.4.4 Mesure de ϵ'_r et ϵ''_r de quelques échantillons connus	51
2.5 Conclusion	52

Chapitre 3: Etude Et Réalisation De La Carte D'interface D'acquisition De Données

3.1 Introduction	53
3.2 Conception de l'interface d'acquisition	53
3.2.1 Constitution hardware du système d'acquisition	54
3.2.2 Carte de digitalisation (DIGITIZER)	55
3.2.2.1 Amplification	55
3.2.2.2 Echantillonnage-Blocage (E / B)	57
3.2.2.2.1 Echantillonnage	57
3.2.2.2.2 Blocage	60
3.2.2.2.3 Règles de calcul de la fréquence d'échantillonnage	62
3.2.2.2.4 Calcul de la capacité de blocage	63
3.2.2.2.5 Erreurs d'échantillonnage-blocage	64
3.2.2.2.6 Choix de l'échantillonneur bloqueur	65
3.2.2.3 Conversion analogique numérique	66
3.2.2.3.1 Présentation et caractéristiques de l'ADC0808	66
3.2.2.3.2 Système de conversion E / B -- CAN	67
3.2.2.3.2.1 principe de fonctionnement	67
3.2.2.3.2.2 Signaux de commande	69
3.2.2.3.2.3 Calcul de la fréquence de prélèvement (F_e)	71
3.2.2.4 Conclusion	72

3.2.3 Carte de décodage	73
3.2.3.1 Carte prototype de PCG et de PC/XT	73
3.2.3.2 Carte prototype d'adaptateur du PC/AT	76
3.2.3.3 Problème commun aux deux cartes	76
3.2.3.4 Carte de décodage réalisée (optionnelle)	78
3.2.3.4.1 Connecteur de bus I/O (port d'entrées/ sorties)	78
3.2.3.4.2 Liaison par bus I/O	81
3.2.3.4.3 Sélection d'une adresse I/O	81
3.3 Carte d'interface réalisée	82
3.3.1 Description du fonctionnement de la carte d'interface	82
3.3.2 Problème de synchronisation lié à la nature du signal micro-onde	86

Chapitre 4: Gestion Des Données Et Résultats Expérimentaux

4.1 Introduction	89
4.2 Définition de la stratégie de gestion	89
4.3 Technique d'interruption matérielle	93
4.3.1 Contrôleur d'interruption 8259	93
4.3.2 Lignes de demandes d'interruption IRQ	96
4.3.3 Principe d'interruption hardware IRQ ₂	97
4.4 Séquence de processus de gestion d'acquisition	98
4.4.1 Présentation du processus	98
4.4.2 Représentation temporelle des instructions d'accès au port I/O	99
4.5 Insertion de la carte d'acquisition	101
4.6 Conditions de test	102
4.7 Test et résultats expérimentaux	102
4.7.1 Test manuel (sans ordinateur)	102
4.7.1.1 Principe	102
4.7.1.2 Exemples d'application	103
4.7.2 Test numérique (avec ordinateur)	109
4.7.3 Tableau récapitulatif	122
4.7.4 Résolution des problèmes liés à l'instrumentation utilisée	122

4.7.4.1 Problème dû au système hyperfréquence (Giga-instrumentation)	123
4.7.4.2 Problèmes liés à la résolution du système d'acquisition	126
4.8 Conclusion	128
<i>Conclusion générale</i>	129
<i>Annexes</i>	

Abstract

The determination of physical parameters should be usually shown as an efficient way for the identification of materials.

Actually, it is necessary to have information about a substance state in a short delay, so as to take rapidly a decision about an eventual use.

Our project makes a fast and a no expensive solution to this problem. It adopts a technical update vision which is the dialogue between three partners : a computer, an operator and an interface between them. Our interface is constituted by a micro-wave device intended to receive the materials for analysis and to communicate to the computer the characteristics data acquired via an adaptive electronic card.

In order that computer could check up and proceed together with the permanent approbation's operator, an appropriate software design is elaborated.

The realized product is operational. It could be fit out in a favorable sens for the such professional use about the materials quality.

Resumé

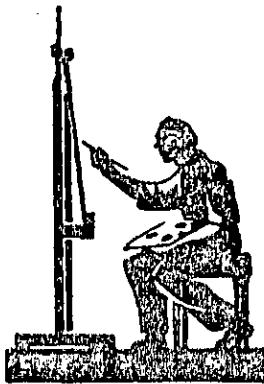
La détermination des paramètres physiques s'est toujours montrée un moyen efficace pour l'identification des matériaux.

De nos jours, il est nécessaire d'avoir des informations sur l'état d'une substance dans les brefs délais afin de prendre une décision favorable ou défavorable à un éventuel usage.

Notre projet constitue une solution non coûteuse et rapide à ce problème, il adopte une vision d'actualité technologique qui est celle du dialogue entre trois partenaires : un ordinateur, un opérateur et un interface entre les deux constitué d'un dispositif micro-onde destiné à recevoir le matériaux à analyser et à communiquer à l'ordinateur des données caractéristiques acquises via une carte électronique bien adaptée afin que l'ordinateur puisse contrôler et procéder en même temps avec l'approbation permanente de l'opérateur grâce à un logiciel élaboré sur mesure.

Le produit réalisé est opérationnel, il peut être aménagé dans un sens favorable à un tel usage professionnel portant sur la qualité des matériaux.

INTRODUCTION GENERALE



INTRODUCTION GENERALE :

Avant les années 30 et par suite de la difficulté d'engendrer les hyperfréquences, ce domaine fut plus ou moins oublié. Mais, l'éveil fut marqué en 1939 par la fabrication du magnétron anglais; tube générateur de hautes puissances en hyperfréquences servant de détection radar, qui fut essentiel quant à l'issue de la bataille d'Angleterre [1,22]. Cette découverte eut son effet de bouleversement sur l'essor des hyperfréquences.

De nos jours, les micro-ondes (ou les hyperfréquences) trouvent des applications dans un nombre croissant de domaines. Dans les télécommunications et sous la contrainte croissante de demande en matière de communication notamment par satellite, on est inévitablement arrivé donc à utiliser les micro-ondes pour leur rendement plus important dans la transmission d'information que celui des fréquences moins élevées.

Outre les télécommunications, dans les secteurs industriels [1,3,4,5], trois grandes possibilités d'emploi des micro-ondes sont à constater: la mesure de dimensions géométriques, le chauffage diélectrique; permettant le séchage, la cuisson, la stérilisation, la fixation de produits de teinture etc...; et la mesure de propriétés physiques de matériaux dont elle fait l'objet de notre présente thèse (voir tableau des applications principales dans l'annexe 1).

Notre travail consiste en l'automatisation du processus de mesure en hyperfréquences des permittivités diélectriques relatives ϵ'_r et ϵ''_r des différents matériaux, au moyen d'un dispositif monté au laboratoire des diélectriques de l'institut de physique à l'USTHB, adapté à cet effet dont le principe est basé sur la mesure de la réflexion causée par une cavité résonnante à forme cylindrique placée au bout de la ligne de transmission, dans laquelle est placé le matériaux à analyser. La ligne de transmission est formée de guide

d'ondes rectangulaire , assurant le guidage d'ondes électromagnétiques émises par un générateur micro-onde. Cependant , l'onde réfléchie est pratiquement récupérée en totalité sauf au voisinage de la fréquence de résonance d'une cavité cylindrique placée en bout de la ligne. A cette fréquence l'onde est absorbée et donne lieu à un dip d'absorption correspondant à cette fréquence.

L'introduction d'un échantillon de faibles dimensions dans la cavité provoque un déplacement de la fréquence de résonance ainsi qu'un élargissement du dip d'absorption .

Les paramètres physiques ϵ'_{r} et ϵ''_{r} vont par la suite s'identifier à ses répercussions par le biais d'une analyse longue en faisant appel à la théorie des perturbations appliquée à une cavité résonnante micro-onde.

L'utilisation du micro-ordinateur dans ce contexte réduit notablement cette procédure d'analyse et de calculs, il décharge également l'opérateur de la saisie des données résultants de la manipulation , de plus il se charge de la supervision de la chaîne de mesure et en ressort avec des résultats fiables.

La chaîne de mesure ainsi élaborée via l'interface et le micro-ordinateur s'est avérée être un outil performant, pouvant être utilisé en didactique ou dans le domaine professionnel.

Chapitre : 1

Ondes Stationnaires Et Théorie Des Perturbations Dans Une Cavité.

1.1 Introduction sur la cavité résonnante:

Il est évident qu'à basse fréquence, on constitue un circuit résonnant au moyen d'une bobine L et d'un condensateur C.

Par analogie, une cavité résonnante peut être représentée par une multitude de circuits résonnants RLC placés en série ou en parallèle, donnant ainsi lieu à un filtrage à multiple fréquences.

De même aux hyperfréquences, on réalise des cavités résonnantes à l'aide d'un volume diélectrique limité par une paroi conductrice dans laquelle les champs \vec{E} et \vec{H} peuvent prendre certaines configurations spatiales à des fréquences particulières. [1,10,13]

En effet, un résonateur électromagnétique est constitué d'un domaine diélectrique limité par une surface métallique de forme quelconque.

La cavité utilisée est de forme cylindrique (voir fig.1.1), choisie pour deux raisons: [10]

1...le traitement mathématique pour une surface quelconque est assez lourd et généralement pas résolu.

2...une forme cylindrique s'apparente le plus avec l'objectif visé quant à la détermination des permittivités diélectriques d'échantillon solide, liquide ou gazeux.

A l'intérieur de la cavité règne un champ électromagnétique vérifiant les équations de Maxwell, ce champ est caractérisé par l'existence de deux modes de résonance :

1.modes transverses électriques notés T.E_{mnp} ayant une composante axiale E_z nulle.

2.modes transverses magnétiques notés T.M_{mnp} ayant aussi une composante axiale H_z nulle.

les entiers m, n, p sont définis comme suit :

m : nombre de périodes complètes de variation des champs le long d'un cercle coaxial de section droite du cylindre.

$$0 \leq \theta \leq 2\pi$$

n : nombre de demi-périodes de variation des champs le long de rayon r .

$$0 \leq r \leq R$$

R : rayon de la cavité

p : nombre de demi-périodes de variation des champs le long de l'axe OZ .

$$0 \leq z \leq L$$

L : longueur de la cavité

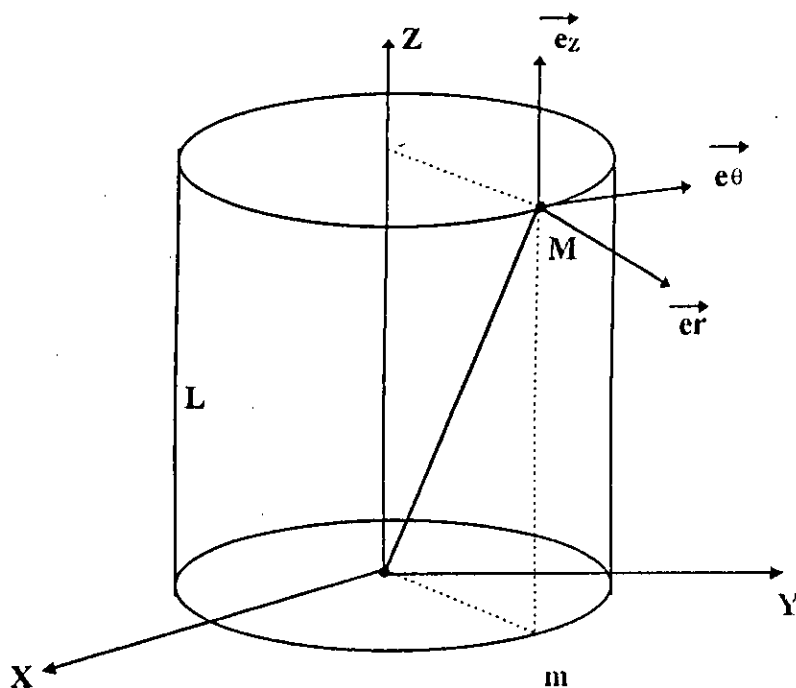


fig. 1.1 cavité résonnante à forme cylindrique.

1.2 Etude des ondes stationnaires dans une cavité cylindrique:

1.2.1 Modèle théorique: [8,10,14]

Lorsqu'on veut utiliser une cavité résonnante en vue de l'identification des paramètres physiques de matériaux, on ne doit pas seulement tenir compte de sa forme mais faire en sorte que le modèle soit proche de la structure idéale caractérisée par les points suivants:

---l'enveloppe de la cavité est réalisée grâce à des conducteurs parfaits.

---le diélectrique renfermé par la cavité est homogène, linéaire et isotrope, il présente des paramètres tels que permittivité ϵ , perméabilité μ et conductivité σ ne dépendant pas des coordonnées dans la cavité et de l'amplitude des signaux.

---les densités de charges électriques et de courants sont nulles à l'intérieur de la cavité.

Moyennant ces hypothèses le champ électromagnétique à l'intérieur de la cavité vérifie les équations de Maxwell, les équations de divergence et les conditions aux limites sur les parois.

1.2.2 Equations d'onde électromagnétique :

Le champ électromagnétique dans une cavité cylindrique à vide, vérifie les équations de Maxwell suivantes :

-- équation du flux magnétique : $Div \vec{B} = 0$

-- équation de Maxwell-Faraday : $R\vec{o}t \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$

-- équation de Maxwell-Gauss : $Div \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} = 0$

-- équation de Maxwell-Ampère : $R\vec{o}t \vec{B} = \mu \left(\vec{j} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$

Avec : $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$ et $\vec{B} = \mu \vec{H}$.

où : $\vec{E}, \vec{D}, \vec{H}$ et \vec{B} représentent respectivement le champ et l'induction électrique, le champ et l'induction magnétique.

A partir de ces équations, on obtient les deux relations suivantes :

$$\Delta \vec{E} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$\Delta \vec{H} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad \dots\dots\dots(2)$$

Dans un système de coordonnées cylindriques , les équations

(1) et (2) deviennent :

$$\Delta E_z - \mu \epsilon \frac{\partial^2 E_z}{\partial t^2} = 0 \quad ; \quad \Delta H_z - \mu \epsilon \frac{\partial^2 H_z}{\partial t^2} = 0$$

$$\Delta E_r - \mu \epsilon \frac{\partial^2 E_r}{\partial t^2} = 0 \quad ; \quad \Delta H_r - \mu \epsilon \frac{\partial^2 H_r}{\partial t^2} = 0$$

$$\Delta E_\theta - \mu \epsilon \frac{\partial^2 E_\theta}{\partial t^2} = 0 \quad ; \quad \Delta H_\theta - \mu \epsilon \frac{\partial^2 H_\theta}{\partial t^2} = 0$$

En utilisant la forme complexe de \vec{E} et \vec{H} , on obtient :

$$\Delta \vec{E} + \mu \epsilon \omega^2 \vec{E} = \vec{0}$$

$$\Delta \vec{H} + \mu \epsilon \omega^2 \vec{H} = \vec{0}$$

Les équations d'onde s'écrivent donc :

$$(\Delta + k^2) \vec{E} = \vec{0} \quad \dots\dots\dots(3)$$

$$(\Delta + k^2) \vec{H} = \vec{0} \quad \dots\dots\dots(4)$$

avec : $k^2 = \mu \epsilon \omega^2$.

1.2.3 Résolution des équations d'onde : [1]

Dans une cavité cylindrique, les champs électrique et magnétique s'écrivent :

$$\vec{E} = E_z \cdot \vec{E}_z + E_r \cdot \vec{E}_r + E_\theta \cdot \vec{E}_\theta$$

$$\vec{H} = H_z \cdot \vec{E}_z + H_r \cdot \vec{E}_r + H_\theta \cdot \vec{E}_\theta$$

En vu de simplifier la résolution des équations (3) et (4), on se propose de travailler avec les composantes axiales E_z et H_z compte tenu de la symétrie axiale que présente la cavité ainsi que l'indépendance des variables r , z , et θ les unes des autres, on peut alors poser :

$$E_z(z,r,\theta) = f(z) \cdot g(r) \cdot h(\theta)$$

et par conséquent, les composantes E_r , E_θ , H_r et H_θ s'en déduisent en fonction de E_z et H_z .

Les équations d'onde des champs axiaux deviennent :

$$(\Delta + k^2) E_z = 0 \dots\dots\dots(5)$$

$$(\Delta + k^2) H_z = 0 \dots\dots\dots(6)$$

l'équation (5) s'écrira donc :

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \theta^2} + k^2 E_z \right] = 0$$

en remplaçant par l'expression de $Ez(z,r,\theta)$ dans l'équation précédente et en divisant par la même expression, on obtient :

$$\frac{1}{f(z)} \frac{\partial^2 f(z)}{\partial z^2} + \frac{1}{g(r)} \left[\left(\frac{\partial^2 g(r)}{\partial r^2} \right) + r \left(\frac{\partial g(r)}{\partial r} \right) \right] + \frac{1}{r^2 h(\theta)} \frac{\partial^2 h(\theta)}{\partial \theta^2} + k^2 = 0$$

on pose $k^2 = k_c^2 + k_g^2$.

pour résoudre cette équation, on prend :

$$1... \frac{1}{f(z)} \frac{\partial^2 f(z)}{\partial z^2} + k_g^2 = 0$$

ayant pour solution : $f(z) = A \cdot \exp(j.k_g.z) + B \cdot \exp(-j.k_g.z)$.

$$2... \frac{1}{g(r)} \left[\left(\frac{\partial^2 g(r)}{\partial r^2} \right) + r \left(\frac{\partial g(r)}{\partial r} \right) \right] + \frac{1}{r^2 h(\theta)} \frac{\partial^2 h(\theta)}{\partial \theta^2} + k_c^2 = 0$$

l'équation précédente peut être mise sous la forme :

$$\frac{1}{g(r)} \left[r^2 \left(\frac{\partial^2 g(r)}{\partial r^2} \right) + r \left(\frac{\partial g(r)}{\partial r} \right) \right] + k_c^2 \cdot r^2 = - \frac{1}{h(\theta)} \frac{\partial^2 h(\theta)}{\partial \theta^2}$$

le premier membre n'est fonction que de r , le second ne l'est que de θ . Ces deux quantités doivent donc être égales à une constante posée égale à m^2 . Cette relation se décompose alors en deux équations :

$$a)... \frac{\partial^2 h(\theta)}{\partial \theta^2} = -m^2 h(\theta)$$

qui admet la solution suivante :

$$h(\theta) = A' \exp(j.m.\theta) + B' \exp(-j.m.\theta)$$

$$b)... r^2 \frac{\partial^2 g(r)}{\partial r^2} + r \frac{\partial g(r)}{\partial r} + (k_c^2 \cdot r^2 - m^2) \cdot g(r) = 0$$

on se retrouve avec l'équation cylindrique dont la solution est composée des deux fonctions de Bessel, première et deuxième espèces (J_m et Y_m) : [15,13,1]

$$g(r) = \alpha J_m(k_c r) + \beta Y_m(k_c r)$$

Et comme l'échantillon du matériaux à analyser sera porté par l'axe OZ ($r=0$) de la cavité, $Y_m(0)$ tend vers $-\infty$ et $\beta = 0$, il vient :

$$g(r) = \alpha J_m(k_c r)$$

La solution générale s'écrira donc :

$$E_z(z, r, \theta) = \alpha J_m(k_c r) (A \exp(jk_g z) + B \exp(-jk_g z)) \cdot (A' \exp(jm\theta) + B' \exp(-jm\theta))$$

De même pour H_z , on trouve :

$$H_z(z, r, \theta) = \alpha' J_m(k_c r) (C \exp(jk_g z) + D \exp(-jk_g z)) \cdot (C' \exp(j.m.\theta) + D' \exp(-j.m.\theta))$$

En utilisant une deuxième fois les équations de Maxwell, pour tirer les autres composantes des champs électrique et magnétique et ainsi on aboutit au système d'équations suivant :

$$\frac{\partial E_z}{r \partial \theta} - \frac{\partial E_\theta}{\partial z} = -j\mu\omega H_r$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{\partial z} = j\mu\omega H_\theta$$

$$\frac{\partial E_\theta}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{r \partial \theta} = -j\mu\omega H_z$$

$$\frac{\partial H_z}{r \partial \theta} - \frac{\partial H_\theta}{\partial z} = j\epsilon\omega E_r$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial z} = -j\epsilon\omega E_\theta$$

$$\frac{\partial H_\theta}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{r \partial \theta} = j\epsilon\omega E_z$$

pour résoudre ce système d'équations, on considère :

$$\frac{\partial}{\partial \theta} = -jm \quad , \quad \frac{\partial}{\partial z} = -jk_z \quad \text{on obtient :}$$

$$E_r = \frac{m\omega}{kc^2 r} \mu H_z - j \frac{kg}{kc^2} \frac{\partial E_z}{\partial r}$$

$$E_\theta = \frac{mkg}{kc^2 r} E_z + j \frac{\omega \mu}{kc^2} \frac{\partial H_z}{\partial r}$$

$$H_r = \frac{m\omega}{kc^2 r} \epsilon E_z + \frac{kg}{kc^2} \frac{\partial H_z}{\partial r}$$

$$H_\theta = \frac{mkg}{kc^2 r} H_z - j \frac{\omega \epsilon}{kc^2} \frac{\partial E_z}{\partial r}$$

Les solutions de ces équations définissent en chaque point les champs électrique et magnétique pour les deux modes T.E mnp et T.M mnp dans une cavité cylindrique de longueur L et de rayon R.

1.2.3.1 Cas des modes T.E mnp (modes H) :

Ces modes sont caractérisés par les composantes des champs suivantes :

$$E_r = \frac{H_0 \omega \mu}{K_c^2} J_m(k_c r) \cdot m \cdot \sin(m\theta) \cdot \cos(k_g z)$$

$$E_\theta = \frac{H_0 \omega \mu}{K_c} J'_m(k_c r) \cdot \cos(m\theta) \cdot \sin(k_g z)$$

$$E_z = 0$$

$$H_r = -j H_0 \left(\frac{k_g}{k_c} \right) \cdot J'_m(k_c r) \cdot \cos(m\theta) \cdot \cos(k_g z)$$

$$H_\theta = -j H_0 \left(\frac{k_g}{k_c^2} \right) \cdot J_m(k_c r) \cdot \sin(m\theta) \cdot \cos(k_g z)$$

$$H_z = -j H_0 \cdot J_m(k_c r) \cdot \cos(m\theta) \cdot \sin(k_g z)$$

avec $n > 0$ et $p > 0$.

Les conditions aux limites sur les parois s'expriment par la relation :

$$J'_m(k_c r) = 0.$$

1.2.3.2 Cas des modes T.M mnp (modes E) :

Les équations des champs électrique et magnétique pour les modes T.M mnp s'écrivent :

$$E_r = -E_0 \cdot \left(\frac{k_g}{k_c}\right) \cdot J'_m(k_c \cdot r) \cdot \cos(m \cdot \theta) \cdot \sin(k_g \cdot z)$$

$$E_\theta = E_0 \cdot \left(\frac{k_g}{k_c^2}\right) \cdot J_m(k_c \cdot r) \cdot m \cdot \sin(m \cdot \theta) \cdot \sin(k_g \cdot z) \cdot \left(\frac{1}{r}\right)$$

$$E_z = E_0 \cdot J_m(k_c \cdot r) \cdot \cos(m \cdot \theta) \cdot \cos(k_g \cdot z)$$

$$H_r = -j E_0 \cdot \left(\frac{\omega \epsilon}{k_c^2}\right) \cdot J_m(k_c \cdot r) \cdot m \cdot \sin(m \cdot \theta) \cdot \cos(k_g \cdot z) \cdot \left(\frac{1}{r}\right)$$

$$H_\theta = -j E_0 \cdot \left(\frac{\omega \epsilon}{k_c}\right) \cdot J'_m(k_c \cdot r) \cdot \cos(m \cdot \theta) \cdot \cos(k_g \cdot z)$$

$$H_z = 0$$

avec $n > 0$.

$k_g = p \cdot \left(\frac{\pi}{L}\right)$: constante de propagation le long de l'axe OZ.

$k_c = \frac{2X'_{mnp}}{2R}$: constante de propagation dans une section perpendiculaire à OZ.

$k_0^2 = k_c^2 + k_g^2$: constante de propagation dans l'espace libre.

X'_{mn} : la n-ième racine de la dérivée de la fonction de Bessel $J'_m(k_c \cdot r)$.

Sur les parois, le champ électrique est perpendiculaire à l'enveloppe et le champ magnétique y est tangent, on en déduit :

$$J_m(k_c R) = 0.$$

1.2.4 Classes des modes utiles :

Sans doute le choix de la cellule de mesure (cavité) relève d'une grande importance quant à la détermination des paramètres caractéristiques des matériaux. Certes un procédé de test de fiabilité de la cavité est inévitable, il se résume en une analyse préliminaire des résultats obtenus avec plusieurs résonateurs, ensuite choisir celui qui présente un spectre à fréquences de résonance nettement séparées et à très faible densité de modes.

1.2.4.1 Modes T.M._{0n0} :

Puisqu'il s'agit des permittivités, les modes T.M._{mnp} seraient une solution à notre problème et en particulier les modes T.M._{0n0} dont les expressions des champs ont une forme plus simple et possèdent seulement deux composantes: une axiale à champ électrique E_z , l'autre angulaire à champ magnétique H_θ .

Pour $m=0$, $p=0$, $k_g=0$, $k=k_c$ et $k_c=X_{0n}/R$, il vient :

$$E_z = E_0 \cdot J_0(X_{0n} \cdot r / R)$$

$$H_\theta = j \cdot E_0 \cdot (\omega \cdot \epsilon / k_c) \cdot J_1(X_{0n} \cdot r / R)$$

avec : $J'_0(X_{0n} \cdot r / R) = -J_1(X_{0n} \cdot r / R)$.

On remarque que l'amplitude de E_z est indépendante de z et est maximum le long de l'axe OZ de la cavité. Les variations sont représentées sur les figures : 1.2 : a, b, c et les lignes de forces sur les figures : 1.3 : a, b, c des champs E_z et H_θ des modes T.M._{0n0} pour $n=1, 2, 3$; avec :

$$X = X_{0n} \cdot r / R, \quad 0 \leq r \leq R.$$

Dans notre application on s'intéresse au mode T.M.₀₂₀ (voir chap.2).

1.2.4.2 Mode T.M.₂₁₀ :

Hors le mode T.M.₀₂₀, le mode T.M.₂₁₀ est apparu dans la cavité choisie, ses composantes de champs s'écrivent :

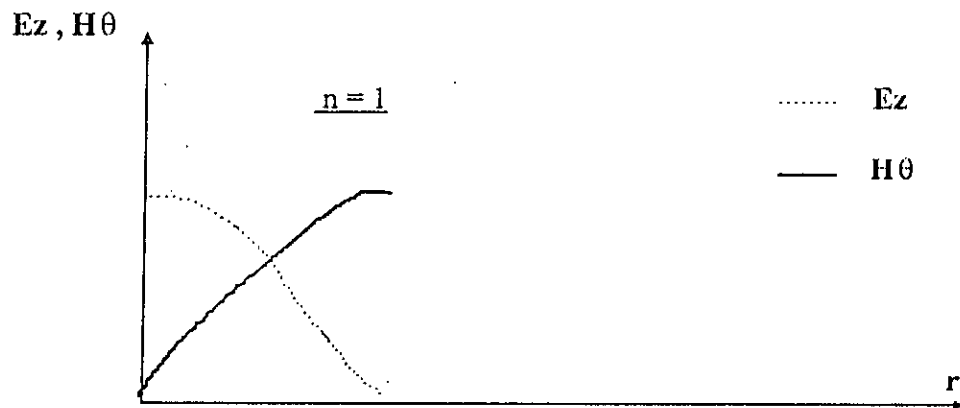
$$E_r = E_\theta = 0$$

$$E_z = E_0 \cdot J_2(k_c \cdot r) \cdot \cos(2 \cdot \theta)$$

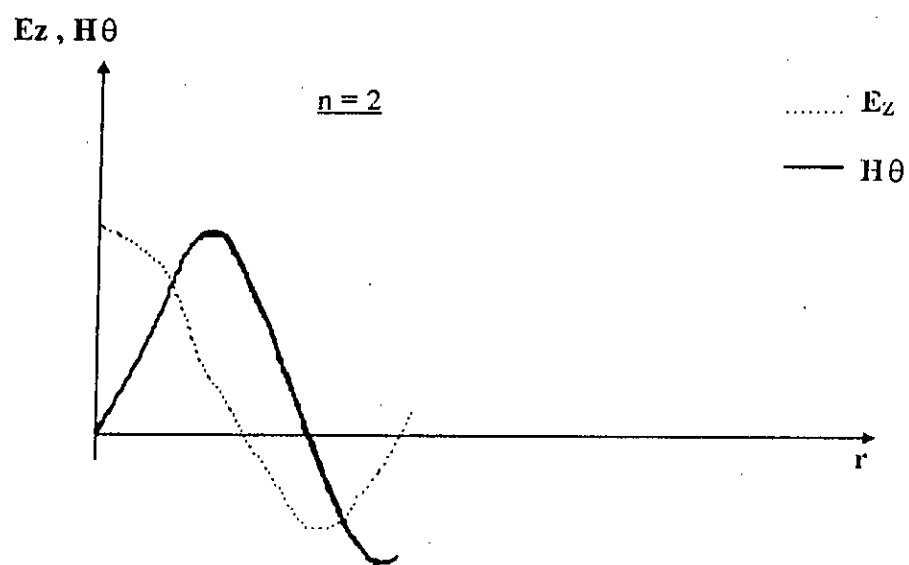
$$H_r = -j \cdot E_0 \cdot \left(\frac{\omega \cdot \epsilon}{k_c^2}\right) \cdot J_2(k_c \cdot r) \cdot \sin(2 \cdot \theta)$$

$$H_\theta = -j \cdot E_0 \cdot \left(\frac{\omega \cdot \epsilon}{k_c}\right) \cdot J_2'(k_c \cdot r) \cdot \cos(2 \cdot \theta)$$

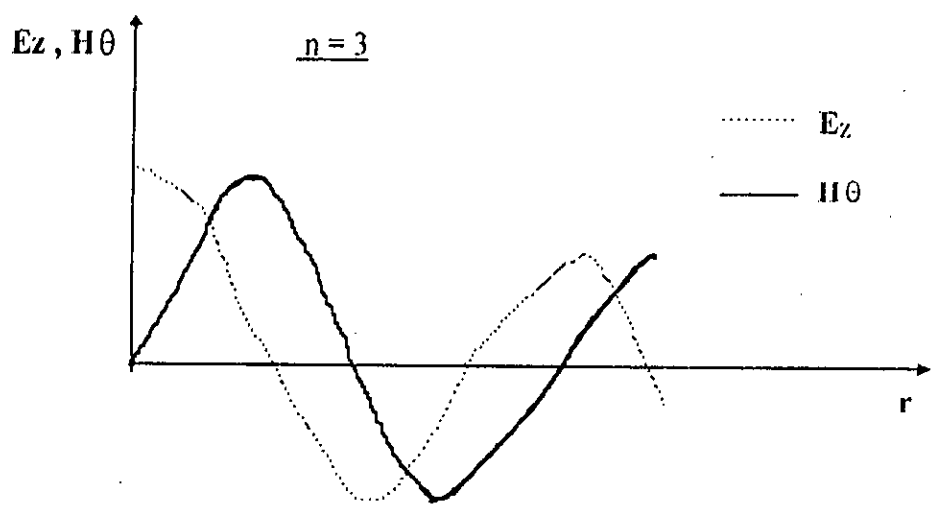
$$H_z = 0$$



(a) : pour le mode T.M.₀₁₀.



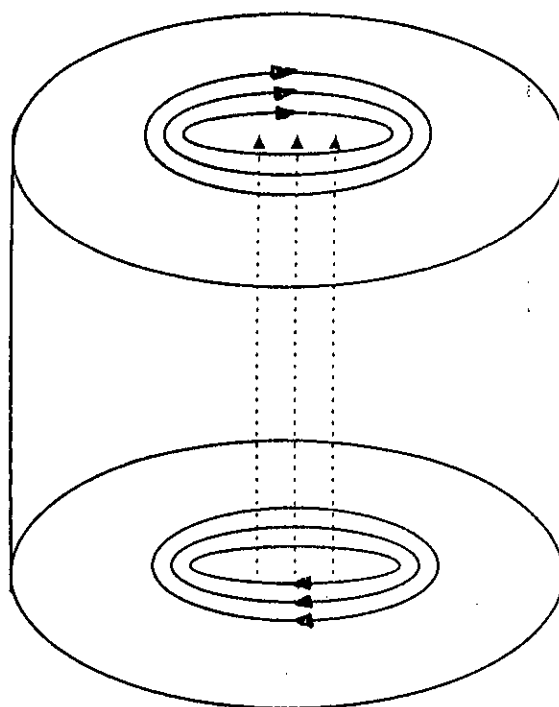
(b) : pour le mode T.M.₀₂₀ .



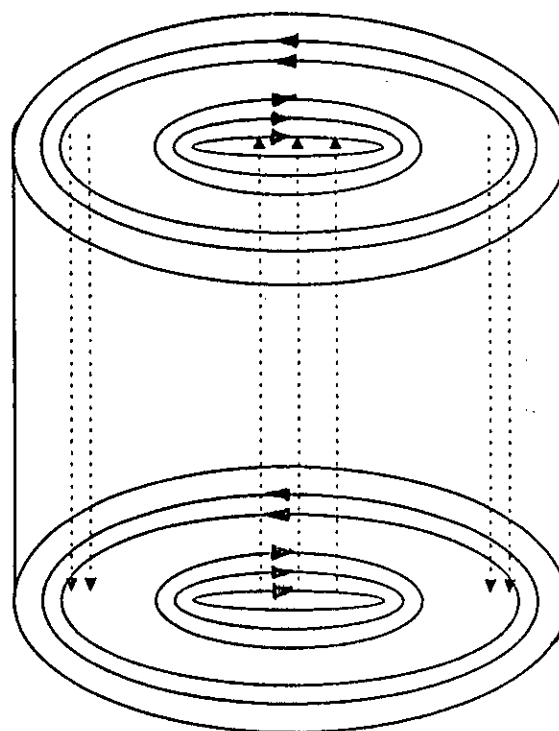
(c) : pour le mode T.M.₀₃₀ .

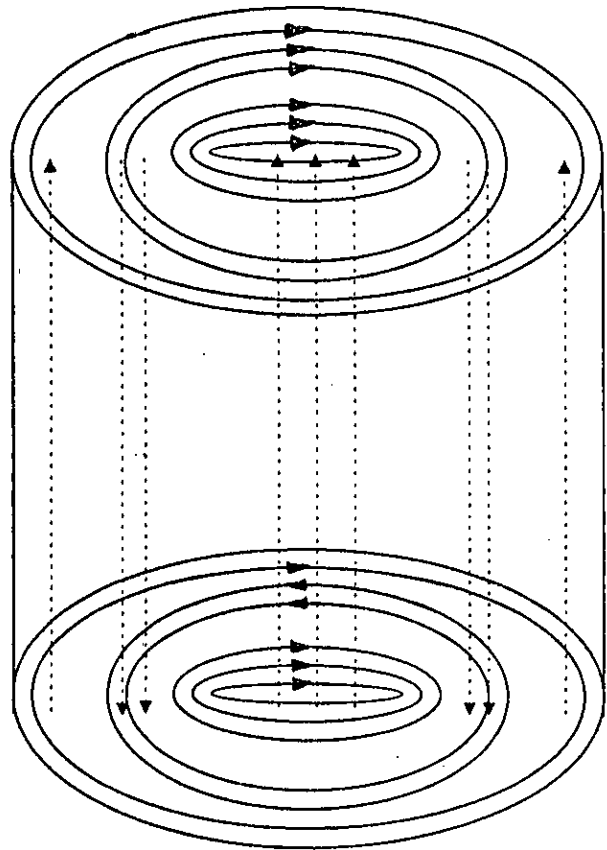
fig.1.2 variations des champs E_z et H_θ .

(a) : mode $T.M_{010}$



(b) : mode $T.M_{020}$





(c) : mode $T.M_{030}$

fig.1.3 représentation des champs E_z et H_θ
en trois modes $T.M_{0n0}$.

1.3 Théorie des perturbations :

Pour identifier la permittivité diélectrique d'un milieu à faible perte à des paramètres caractéristiques mesurables d'une cavité, entre autre la fréquence f et le coefficient de qualité Q , on utilise la théorie des perturbations d'une cavité résonnante chargée par ce diélectrique.

1.3.1 Formule des perturbations : [6,7,8,10,11,13]

Sous leur forme complexe, les champs électrique et magnétique dans une cavité vide et fermée s'écrivent :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0(\vec{r}) \cdot \exp(j \cdot \Omega \cdot t)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}_0(\vec{r}) \cdot \exp(j \cdot \Omega \cdot t)$$

$\vec{E}_0(\vec{r})$ et $\vec{H}_0(\vec{r})$ sont les amplitudes des champs .

L'introduction d'un échantillon diélectrique de permittivité complexe ϵ^* coaxialement à la cavité, induit une variation de la pulsation complexe Ω et du coefficient de qualité Q de la cavité.

Ces deux variations sont liées entre elles par la relation suivante :

$$\frac{\Delta \Omega}{\Omega} = - \frac{\Delta w}{w}$$

pour tenir compte des pertes, on introduit la notion de pulsation complexe :

$$\Omega = \omega + j\alpha$$

ainsi que l'expression de l'énergie :

$$w = w_0 \cdot \exp(-2j \cdot \alpha \cdot t)$$

où : ω étant la pulsation de résonance de la cavité et α la partie imaginaire représentant les pertes.

L'énergie perdue pendant le temps dt :

$$\frac{dw}{dt} = -2 \cdot \alpha \cdot w$$

le facteur de surtension s'écrit :

$$Q = \omega \cdot \frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie perdue pendant dt}} = \frac{\omega}{2 \cdot \alpha}$$

d'où
$$\alpha = \frac{\omega}{2 \cdot Q}$$

il en résulte :

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{j}{2} \cdot \Delta\left(\frac{1}{Q}\right) \dots\dots\dots(7)$$

Soient \vec{E}_i et \vec{H}_i les champs additionnels dans une cavité perturbée, définis par :

$$\vec{E} + \vec{E}_i = \vec{E}'(\vec{r}, t) = [\vec{E}_0(\vec{r}) + \vec{E}_{i0}(\vec{r})] \cdot \exp(j \cdot (\Omega + \Delta\Omega) \cdot t)$$

$$\vec{H} + \vec{H}_i = \vec{H}'(\vec{r}, t) = [\vec{H}_0(\vec{r}) + \vec{H}_{i0}(\vec{r})] \cdot \exp(j \cdot (\Omega + \Delta\Omega) \cdot t)$$

où \vec{E}_0 et \vec{E}_{i0} représentent respectivement l'amplitude des champs dans la cavité vide et dans la cavité avec échantillon.

En faisant intervenir les équations de Maxwell :

$$\text{pour la cavité vide, on a : } \quad \text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{E}} = -\frac{\partial\bar{\mathbf{B}}}{\partial t} \quad ; \quad \text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{H}} = \frac{\partial\bar{\mathbf{D}}}{\partial t}$$

c'est à dire en notation complexe :

$$\text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{E}} = -j.\Omega.\bar{\mathbf{B}}$$

pour la cavité perturbée :

$$\text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{E}}' = \text{R}\ddot{\text{ot}}(\bar{\mathbf{E}} + \bar{\mathbf{E}}_i) = -j.(\Omega + \Delta\Omega).(\bar{\mathbf{B}} + \bar{\mathbf{B}}_i)$$

En soustrayant les deux équations précédentes, on trouve :

$$\text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{E}}_i = -j.[\Omega.\bar{\mathbf{B}}_i + \Delta\Omega.(\bar{\mathbf{B}} + \bar{\mathbf{B}}_i)]$$

on multiplie les deux membres de l'équation par $\bar{\mathbf{H}}$ ce qui donne :

$$\bar{\mathbf{H}}\text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{E}}_i = -j.[\Omega\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{B}}_i + \Delta\Omega\bar{\mathbf{H}}(\bar{\mathbf{B}} + \bar{\mathbf{B}}_i)]$$

Et de même pour H, on obtient :

$$\bar{\mathbf{E}}\text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{H}}_i = j.[\Omega\bar{\mathbf{E}}\bar{\mathbf{D}}_i + \Delta\Omega\bar{\mathbf{E}}(\bar{\mathbf{D}} + \bar{\mathbf{D}}_i)]$$

La sommation des deux dernières équations donne :

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{E}}.\text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{H}}_i + \bar{\mathbf{H}}.\text{R}\ddot{\text{ot}}\bar{\mathbf{E}}_i &= j.[\Omega.\bar{\mathbf{E}}.\bar{\mathbf{D}}_i + \Delta\Omega.\bar{\mathbf{E}}.(\bar{\mathbf{D}} + \bar{\mathbf{D}}_i)] - \\ &\quad j.[\Omega.\bar{\mathbf{H}}_i.\bar{\mathbf{B}}_i + \Delta\Omega.\bar{\mathbf{H}}.(\bar{\mathbf{B}} + \bar{\mathbf{B}}_i)] \end{aligned}$$

On sait que l'identité vectorielle s'écrit de la forme suivante:

$$\nabla[(\vec{H} \times \vec{E}_l) + (\vec{E} \times \vec{H}_l)] = (\vec{E}_l \cdot \text{R}\vec{\omega}_t \vec{H} - \vec{H} \cdot \text{R}\vec{\omega}_t \vec{E}_l) + (\vec{H}_l \cdot \text{R}\vec{\omega}_t \vec{E} - \vec{E} \cdot \text{R}\vec{\omega}_t \vec{H}_l)$$

en vertu des équations précédentes et par intégration sur le volume de la cavité V_c , on obtient :

$$j\Omega \iiint_{V_c} (\vec{E}_l \vec{D} - \vec{H}_l \vec{B}) dv - \iiint_{V_c} \nabla[(\vec{H} \times \vec{E}_l) + (\vec{E} \times \vec{H}_l)] dv =$$

$$j\Omega \iiint_{V_c} (\vec{E} \vec{D}_l - \vec{H} \vec{B}_l) dv + j \Delta\Omega \iiint_{V_c} [(\vec{E} \vec{D} - \vec{H} \vec{B}) + (\vec{E} \vec{D}_l - \vec{H} \vec{B}_l)] dv$$

pour l'intégrale de la divergence, on a d'après le théorème de Green:

$$\iiint_{V_c} \nabla[(\vec{H} \times \vec{E}_l) + (\vec{E} \times \vec{H}_l)] dv = \iint_{S_c} [(\vec{H} \times \vec{E}_l) + (\vec{E} \times \vec{H}_l)] d\vec{s}$$

avec S_c : la surface de la cavité, $d\vec{s}$: le vecteur normal d'un élément de surface de S_c .

Les vecteurs $\vec{H} \times \vec{E}_l$ et $\vec{E} \times \vec{H}_l$ sont tangentiels aux parois considérées parfaitement conductrices, ce qui fait que leurs produits scalaires avec $d\vec{s}$ sont nuls. C'est à dire : $\iiint_{V_c} \nabla[(\vec{H} \times \vec{E}_l) + (\vec{E} \times \vec{H}_l)] dv = 0$, d'où la formule des perturbations est:

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \frac{\iiint_{V_c} [(\vec{E}_l \cdot \vec{D} - \vec{E} \cdot \vec{D}_l) - (\vec{H}_l \cdot \vec{B} - \vec{H} \cdot \vec{B}_l)] dv}{\iiint_{V_c} [\vec{E} \cdot (\vec{D} + \vec{D}_l) - \vec{H} \cdot (\vec{B} + \vec{B}_l)] dv}$$

Cette formule complexe n'est généralement pas exploitable en pratique. Des hypothèses simplificatrices s'imposent.

1.3.2 cas des petites perturbations : [7]

Pour des raisons aussi bien pratiques que mathématiques, nous optons dans notre application à l'utilisation des échantillons dont le volume V_e est supposé très petit devant celui de la cavité V_c .

Il en résulte une faible contribution à l'intégrale du dénominateur, des champs perturbés qui ne s'écartent pas trop de ses valeurs non perturbées. Donc le dénominateur de la

formule des perturbations se réduit à :
$$\iiint_{V_c} (\bar{E} \cdot \bar{D} - \bar{H} \cdot \bar{B}) dv$$

Pour le numérateur, l'intégrale peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \iiint_{V_c} [(\bar{E}_i \cdot \bar{D} - \bar{E} \cdot \bar{D}_i) - (\bar{H}_i \cdot \bar{B} - \bar{H} \cdot \bar{B}_i)] dv = & \iiint_{V_e} [(\bar{E}_i \cdot \bar{D} - \bar{E} \cdot \bar{D}_i) - (\bar{H}_i \cdot \bar{B} - \bar{H} \cdot \bar{B}_i)] dv \\ & + \iiint_{V_c - V_e} [(\bar{E}_i \cdot \bar{D} - \bar{E} \cdot \bar{D}_i) - (\bar{H}_i \cdot \bar{B} - \bar{H} \cdot \bar{B}_i)] dv \end{aligned}$$

or, en dehors de l'échantillon : $\bar{D}_i = \epsilon_0 \bar{E}_i$ et $\bar{B}_i = \mu_0 \bar{H}_i$

$$\begin{aligned} \text{d'où : } \iiint_{V_c - V_e} [(\bar{E}_i \cdot \bar{D} - \bar{E} \cdot \bar{D}_i) - (\bar{H}_i \cdot \bar{B} - \bar{H} \cdot \bar{B}_i)] dv = \\ \iiint_{V_c - V_e} [\epsilon_0 (\bar{E}_i \cdot \bar{E} - \bar{E} \cdot \bar{E}_i) - \mu_0 (\bar{H}_i \cdot \bar{H} - \bar{H} \cdot \bar{H}_i)] dv = 0 \end{aligned}$$

la formule des perturbations devient :

$$\frac{\Delta \Omega}{\Omega} = \frac{\iiint_{V_e} [(\bar{E}_i \cdot \bar{D} - \bar{E} \cdot \bar{D}_i) - (\bar{H}_i \cdot \bar{B} - \bar{H} \cdot \bar{B}_i)] dv}{\iiint_{V_c} [\bar{E} \cdot \bar{D} - \bar{H} \cdot \bar{B}] dv}$$

En introduisant la notion de permittivité et de perméabilité complexes :

$$\epsilon^* = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r^* \quad \text{et} \quad \mu^* = \mu_0 \cdot \mu_r^*$$

donc : $\bar{D} + \bar{D}_i = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r^* (\bar{E} + \bar{F}_i)$ et $\bar{B} + \bar{B}_i = \mu_0 \mu_r^* (\bar{H} + \bar{H}_i)$

et $\bar{D} = \epsilon_0 \bar{E}$, $\bar{B} = \mu_0 \bar{H}$ (pour une cavité vide).

$$\text{d'où : } \vec{D}_i = \epsilon_o(\epsilon^* - 1) \cdot \vec{E} + \epsilon_o \epsilon_r^* \vec{E}_i \text{ et } \vec{B}_i = \mu_o(\mu_r^* - 1) \cdot \vec{B} + \mu_o \mu_r^* \vec{B}_i$$

$$\text{ce qui donne : } \vec{E}_i \cdot \vec{D} - \vec{E} \cdot \vec{D}_i = \epsilon_o \cdot (1 - \epsilon_r^*) \cdot \vec{E} \cdot (\vec{E} + \vec{E}_i)$$

$$\text{et } \vec{H}_i \cdot \vec{B} - \vec{H} \cdot \vec{B}_i = \mu_o \cdot (1 - \mu_r^*) \cdot \vec{H} \cdot (\vec{H} + \vec{H}_i)$$

donc, on en déduit :

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \frac{\epsilon_o \cdot (1 - \epsilon_r^*) \cdot \iiint_{V_e} \vec{E} \cdot \vec{E}_e \cdot dv - \mu_o \cdot (1 - \mu_r^*) \cdot \iiint_{V_e} \vec{H} \cdot \vec{H}_e \cdot dv}{\iiint_{V_c} (\epsilon_o \cdot \vec{E}^2 - \mu_o \cdot \vec{H}^2) dv} \dots\dots\dots(8)$$

avec $\vec{E}_e = \vec{E} + \vec{E}_i$, $\vec{H}_e = \vec{H} + \vec{H}_i$ sont les champs dans l'échantillon.

En effet, cette relation s'emploie à la détermination des propriétés physiques des matériaux, entre autre, les permittivités complexes et les permeabilités complexes. Elle est applicable tant que $\Delta\Omega/\Omega$ est très faible.

Pour la mesure des permittivités complexes ϵ^* , l'échantillon doit être placé au centre de la cavité cylindrique là où le champ électrique est maximal et le champ magnétique est nul, par contre pour les perméabilités complexes μ^* , l'échantillon doit être inséré dans une position où le champ magnétique est maximal et le champ électrique est nul. en conséquence la formule précédente se réduit à :

a) pour la permittivité complexe :

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \epsilon_o \cdot (1 - \epsilon_r^*) \frac{\iiint_{V_e} \vec{E} \cdot \vec{E}_e \cdot dv}{\iiint_{V_c} (\epsilon_o \cdot \vec{E}^2 - \mu_o \cdot \vec{H}^2) dv}$$

b) pour la perméabilité complexe :

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = -\mu_o \cdot (1 - \mu_r^*) \frac{\iiint_{V_e} \vec{H} \cdot \vec{H}_e \cdot dv}{\iiint_{V_c} (\epsilon_o \cdot \vec{E}^2 - \mu_o \cdot \vec{H}^2) dv}$$

1.4 Calcul de permittivité complexe appliqué aux modes T.M₀₂₀ et T.M₂₁₀:

1.4.1 Mode T.M₀₂₀ :

Ce mode représente le cas optimum qui s'adapte le plus à la mesure de permittivité diélectrique dans une cavité cylindrique (cela est justifié au chapitre 2). il possède un champ électrique axial et un champ magnétique angulaire .

$$E_z(k_c.r) = E_0.J_0(X_{02}.r / R)$$

$$H_\theta(k_c.r) = j.E_0.(\omega.\epsilon / k_c).J_1(X_{02}.r / R)$$

Le long de l'axe de la cavité , E_z est maximum et H_θ est nul.

Les champs dans l'échantillon sont faiblement perturbés et peuvent être approximés par les champs dans la cavité non perturbée , du fait que les dimensions de l'échantillon soient faibles devant celles de la cavité. ce qui permet de poser :

$$\vec{E}_e \approx \vec{E} = \vec{E}_z \quad \text{et} \quad \vec{H}_e \approx \vec{H}$$

dans ce cas la formule des perturbations devient :

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \epsilon_0.(1 - \epsilon_r^*) \frac{\iiint_{V_e} \vec{E}^2_z . dv}{2. \iiint_{V_c} (\epsilon_0. \vec{E}^2_z) dv} \dots\dots\dots(9)$$

Par identification des parties réelles et imaginaires des deux expressions (7) et

(9) , on atteint les valeurs de ϵ'_r et ϵ''_r ou μ'_r et μ''_r sachant que :

$$\epsilon^* = \epsilon_0. \epsilon^*_r = \epsilon_0. (\epsilon'_r - j. \epsilon''_r)$$

$$\mu^* = \mu_0. \mu^*_r = \mu_0. (\mu'_r - \mu''_r)$$

Il en résulte suivant le volume V_e de l'échantillon de rayon R_0 et suivant le volume de la cavité V_c de rayon R :

$$\varepsilon'_r = 1 - 2G_{020} \cdot (V_c / V_e) \cdot (\Delta f / f)$$

et

$$\varepsilon''_r = G_{020} \cdot (V_c / V_e) \cdot \Delta(1/Q)$$

Avec :

$$G_{020} = \frac{J^2_1(x_{02})}{J^2_0(x_{02} \cdot R_0 / R) + J^2_1(x_{02} \cdot R_0 / R)} \quad (\text{voir annexe 3})$$

et

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\Delta f}{f}$$

f , Δf et $\Delta\left(\frac{1}{Q}\right)$ sont déterminés expérimentalement.

1.2.4 mode T.M₂₁₀ :

Ce mode est apparu dans notre cavité avec le mode T.M₀₂₀, il possède deux composantes de champ :

$$E_z(k_c, r) = E_0 J_2(x_{21}, r/R) \cos(2\theta)$$

$$H_\theta(k_c, r) = -j E_0 (\omega \varepsilon / k_c) J_2'(x_{21}, r/R) \cos(2\theta)$$

En faisant la même approximation que pour le mode T.M₀₂₀ il vient pour le mode T.M₂₁₀ :

$$\varepsilon' r = 1 - 2.G_{210}.(V_c/V_e).\Delta f/f$$

$$\varepsilon'' r = G_{210}.(V_c/V_e).\Delta(1/Q)$$

avec :

$$G_{210} = \frac{J_2'^2(X_{21})}{J_2'^2(X_{21}.R_o/R) + [1 - (2R_o/X_{21}.R)^2]. J_2^2(X_{21}.R_o/R)}$$

où J_2' représente la dérivée de la fonction de Bessel J_2 .

Il faut noter que ce mode $T.M_{210}$ ne convient pas pour notre application, du fait qu'il possède un champ électrique axial E_z nul, car il est fonction de J_2 . (La variation de J_2 et quelques valeurs propres de $X_{m,n}$ sont données en annexe 2).

Chapitre : 2

Principe De Mesure Des Permittivités Relatives.

2.1 Introduction :

Le présent chapitre est principalement consacré à la détermination des fréquences de résonance, des facteurs de surtension associés et à l'identification des modes de résonance.

En exposant le principe de mesure et en mettant en oeuvre la théorie des perturbations vue précédemment, on rend par la suite la conception de la carte d'interface électronique et la technique de traitement informatique des données viables et efficace.

Toutefois, la description du banc de mesure micro-onde utilisé doit être passé en revue, et faire en sorte que ses organes essentiels soient suffisamment détaillés, notamment la cavité et le wobulateur pour faciliter le travail d'élaboration de la carte interface.

On se propose dans ce chapitre de faire des mesures sur quelques échantillons. Les résultats obtenus seront confrontés à ceux de la littérature, pour tester dans un premier temps la fiabilité des mesures, avant d'entreprendre la conception et la réalisation de la carte interface de traitement numérique des données.

2.2 Banc de mesure micro-onde : [10,16,17,18]

2.2.1 Introduction :

Le montage mis en oeuvre est initialement destiné à fonctionner en association avec un oscilloscope et/ou une table traçante , avec lesquels on pourra relever et analyser la courbe de réponse en fréquence d'un filtre ou de tout autre système électronique . En prenant par exemple le cas d'une cavité résonnante (considérée comme étant filtre multi-fréquences) , on appelle courbe de réponse en fréquence de celle-ci , la courbe représentant les variations de sa fonction de filtrage en tension A_v ($A_v = V_s / V_e$) en fonction de la fréquence. Si l'on prend soin de maintenir l'amplitude de la tension V_e constante, le relevé des variations de l'amplitude de V_s remplace le rapport A_v , la figure 2.1 donne la courbe de réponse en fréquence (trait continu) d'un filtre électrique et l'autre courbe en trait discontinu représente les variations de V_s par réflexion (parties rejetées par le filtre) , qui est bien le cas d'une cavité placée au bout d'une ligne de transmission .

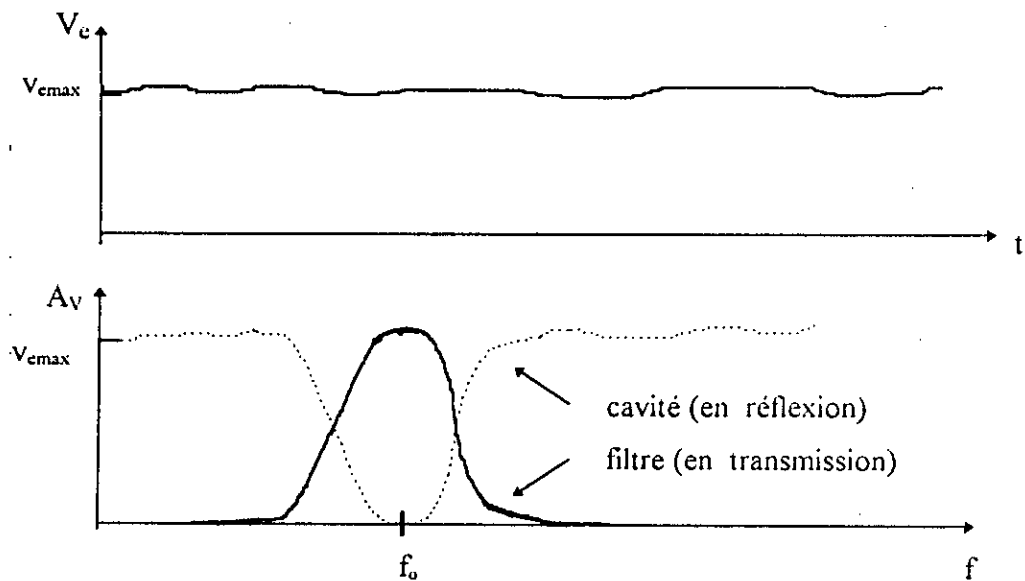


fig.2.1 courbes de réponse en fréquence d'un filtre et d'une cavité

2.2.2 Dispositif de mesure :

Le banc de mesure est essentiellement constitué par une base de wobulation GS1300A délivrant une dent de scie de tension variable de 0 à 10 v et d'un générateur H.F hyperfréquence fonctionnant en bande X (8.2 à 12.4 GHz) le GS1303A. (voir photos. 1 et 2)

Le signal micro-onde est pris sur une sortie coaxiale 50 Ohms du générateur H.F. Le signal est injecté via une transition guide-coaxiale sur une ligne de transmission en forme de guide d'ondes rectangulaire. Sur cette ligne dont la cavité résonnante y est placée en bout , on trouve successivement :

- un isolateur (ligne à sens unique).
- un atténuateur variable.
- un coupleur directif.
- la cavité.
- un détecteur à crystal monté sur un adaptateur à piston.

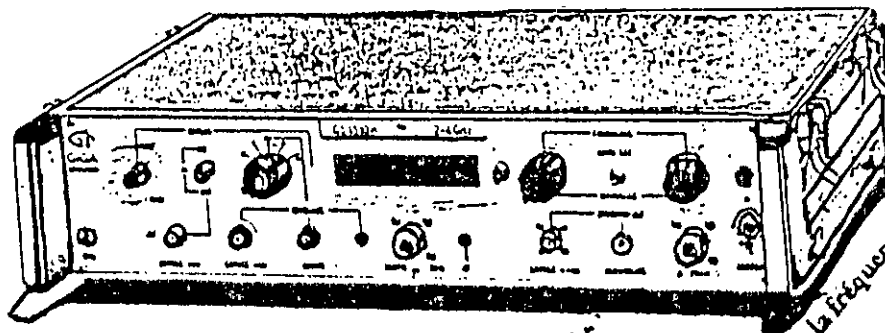
D'autre part , on trouve pour la mesure et la visualisation des signaux , une table traçante et un oscilloscope. L'ensemble du dispositif de mesure est donnée en fig.2.2.

2.2.3 Principe de fonctionnement :

La rampe de tension fournie par le wobulateur est simultanément appliquée à la voie horizontale X de l'oscilloscope ou de la table traçante. La fréquence des signaux H.F. est proportionnelle à la tension fournie par le wobulateur ($f = k \cdot v + f_{min}$).

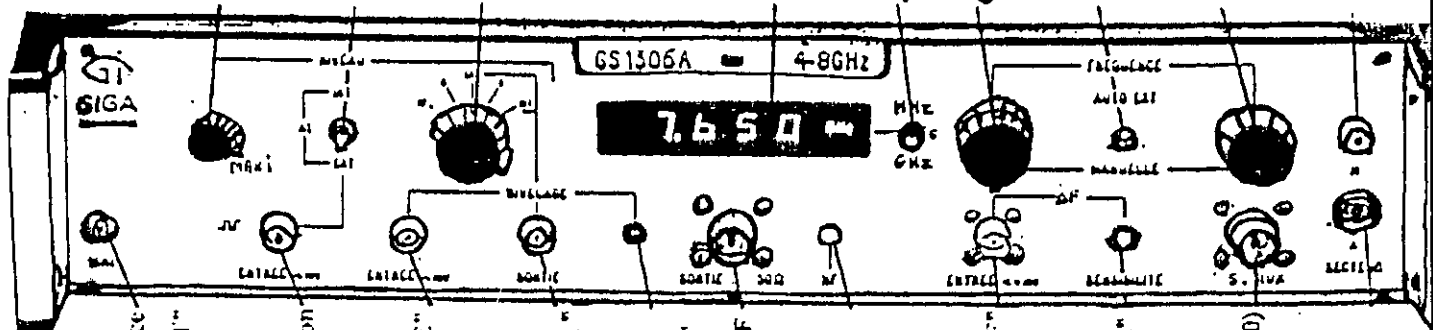
Tous les points de l'axe horizontale peuvent ainsi être associés à la fréquence délivrée par le générateur H.F. La détection du signal micro-onde réfléchi par la cavité est faite par le biais d'un crystal détecteur H.F. (1N23B) , ce signal réfléchi

Photo.1 Générateur hyperfréquence
série GS 1300



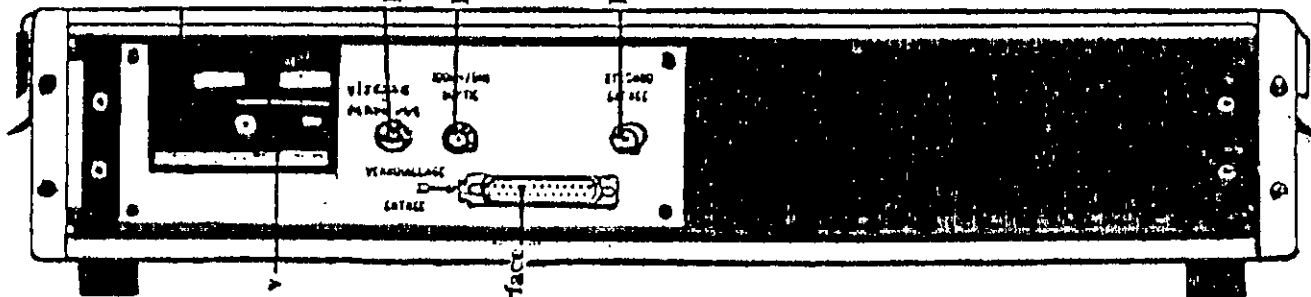
a) Façade

Commande de niveau HF
Sélecteur de modulation A1
Commutateur de fonction "NIVEAU"
Afficheur
Sélecteur d'affichage de la fréquence
Commande de la fréquence par bonds
Sélecteur de fréquence
Commande progressive de la fréquence



b) Arrière

Réglage de la fréquence de l'oscillateur "INT"
Prise d'entrée pour la modulation A1 extérieure
Prise d' "ENTRÉE NIVELAGE"
Réglage de la "VITESSE MAXIMUM"
Prise de sortie pour affichage auxiliaire
Prise de "SORTIE NIVELAGE"
Prise auxiliaire d' "ENTRÉE SYNCIRO"
Prise de sortie HF
Prise d'entrée "ΔF"
Réglage de "SENSIBILITE"
Sortir auxiliaire (option 0S et 80)

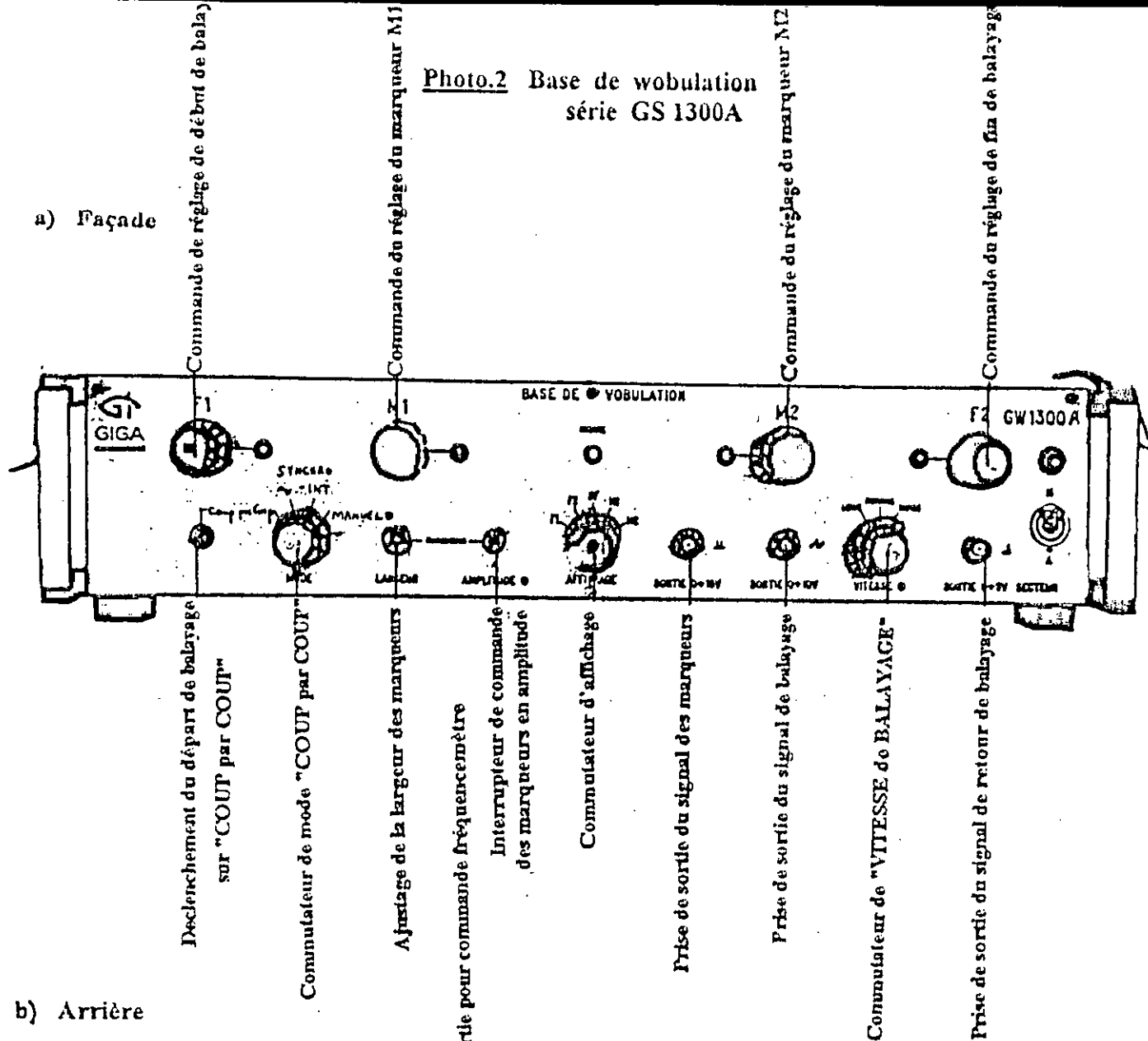


Sélecteur secteur 115 ou 230 v

Connecteur multibroches d'interface

Photo.2 Base de wobulation
série GS 1300A

a) Façade



b) Arrière

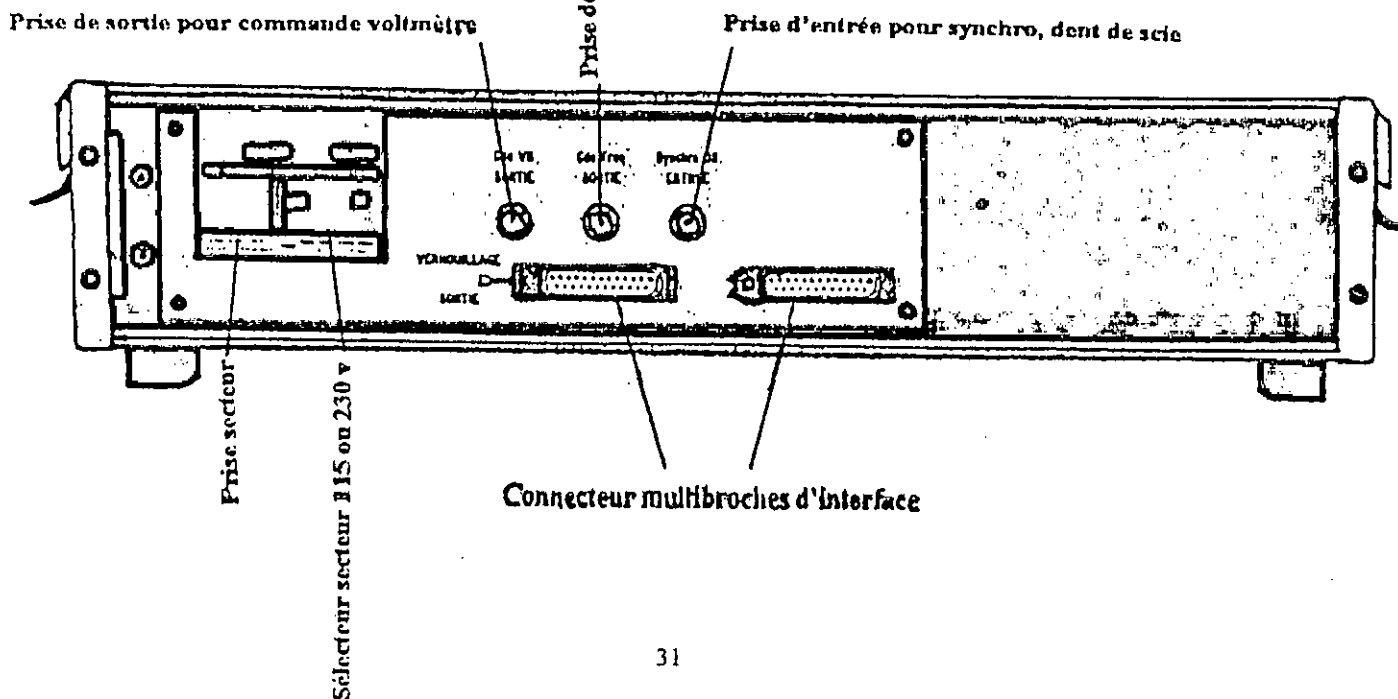
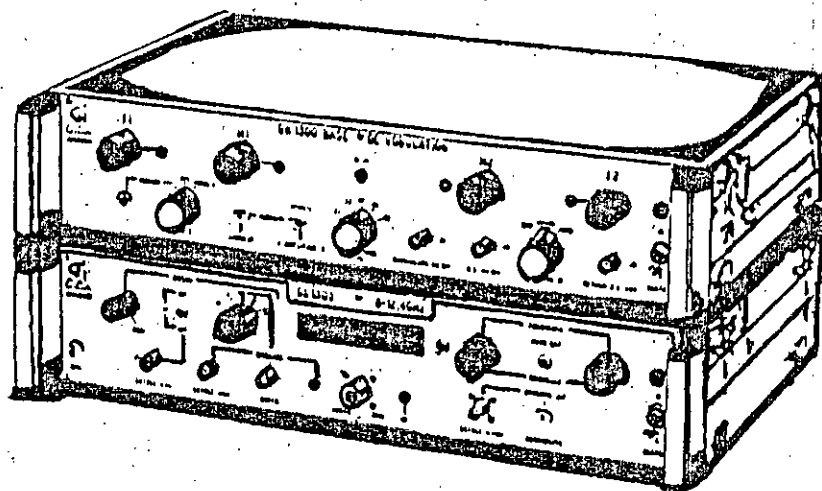


Photo.3 Branchement GS 1300 -- GS1300A

a) Façade



b) Arrière

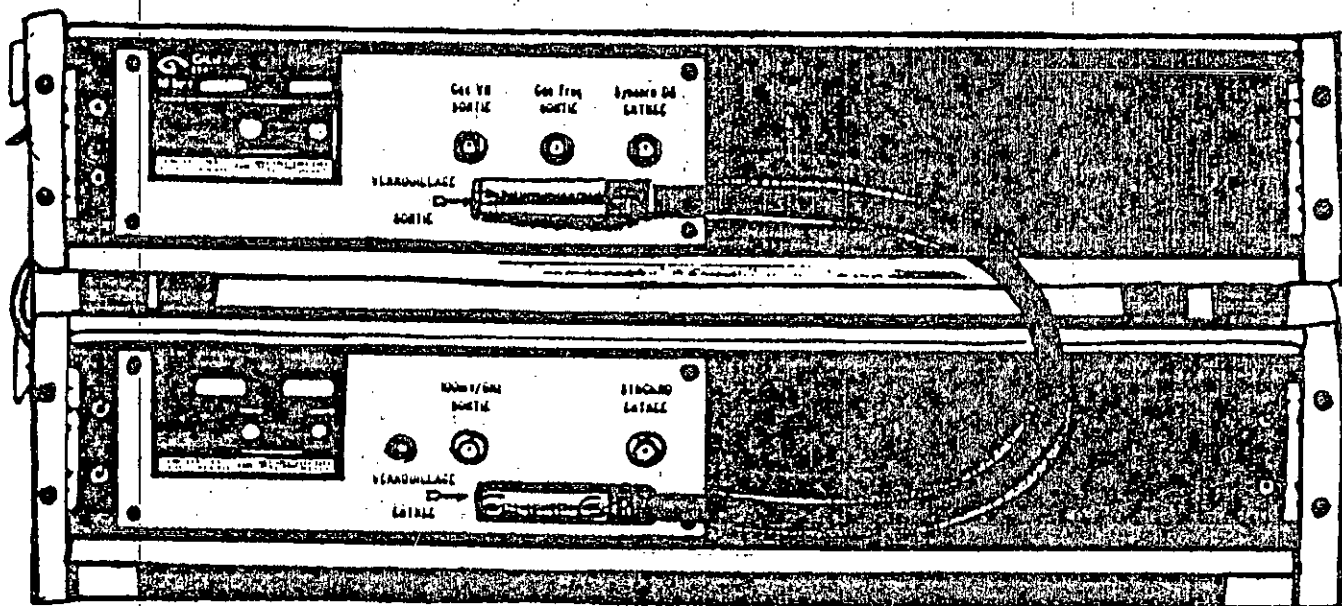
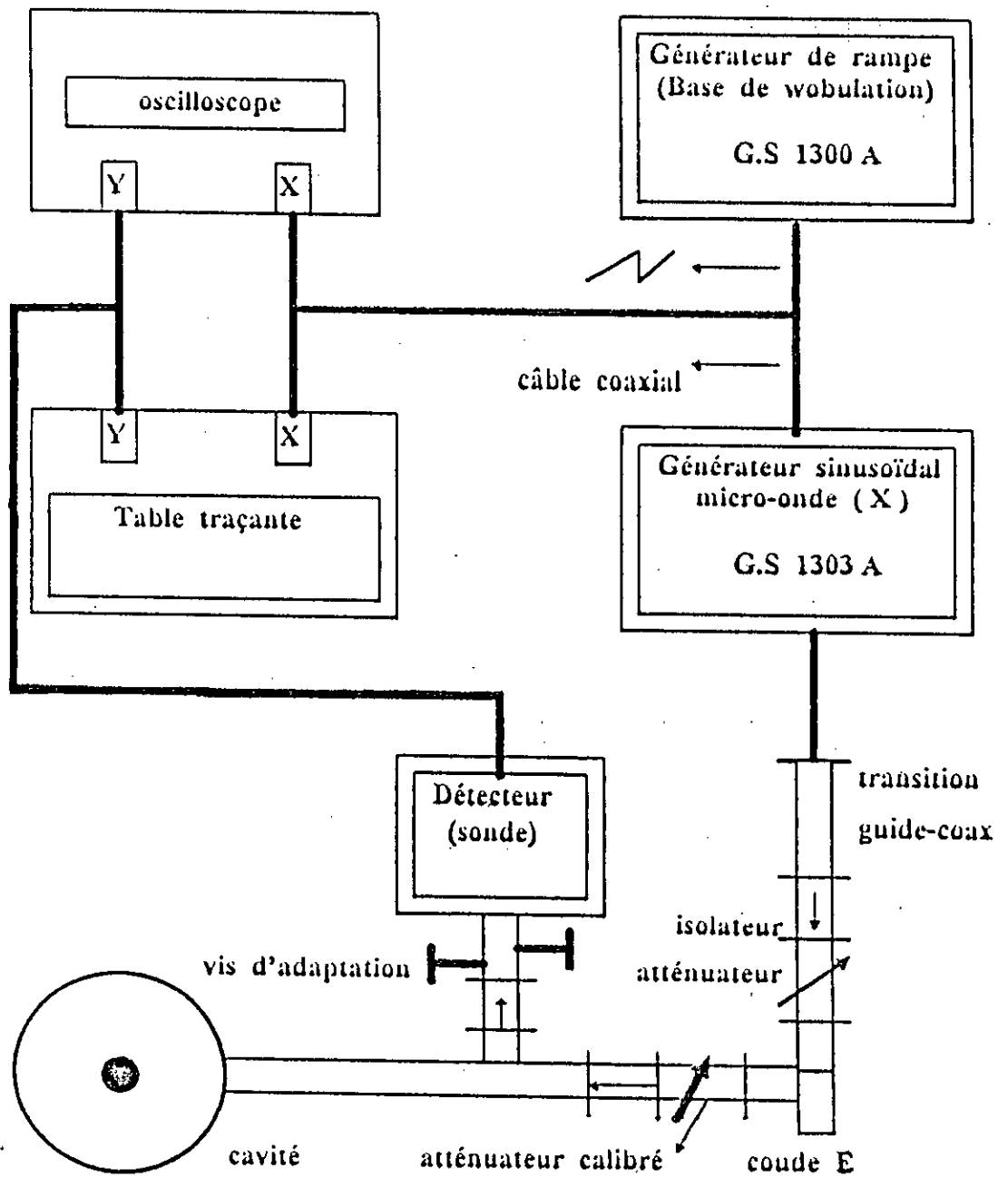


fig.2.2 configuration modulaire de banc de mesure micro-onde.



est appliqué sur la voie Y des deux appareils, de l'oscilloscope pour la visualisation et les réglages, et de la table traçante pour le relevé de la réponse en fréquence de la cavité.

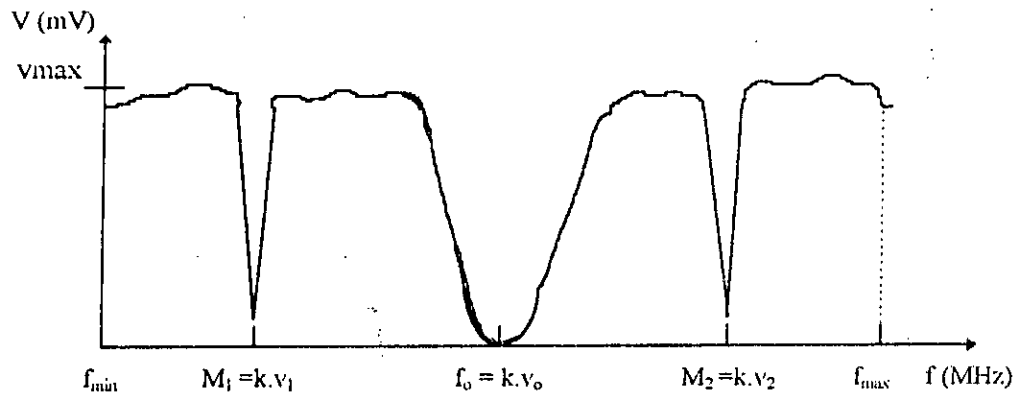
A chaque instant, la position du spot sur l'écran est donc caractérisée par ses coordonnées f et V_{smax} . Lorsque la fréquence f varie de f_{min} à f_{max} en synchronisation avec la dent de scie, qui évolue de 0 à 10 volts respectivement, on observe sur l'écran du scope en mode « X-Y » la courbe de réponse : $V_{smax} = g(f)$ de la cavité résonnante dans la bande de fréquence X déterminée par les deux fréquences f_{min} et f_{max} telle qu'elle est donnée sur la figure 2.3.

Un potentiomètre de la base de wobulation permet de positionner deux marqueurs M_1 et M_2 entre les fréquences f_{min} et f_{max} et de définir ainsi une échelle des fréquences sur l'axe des x de la table traçante. En effet à chaque position des marqueurs, il y'a un affichage numérique situe la fréquence correspondante.

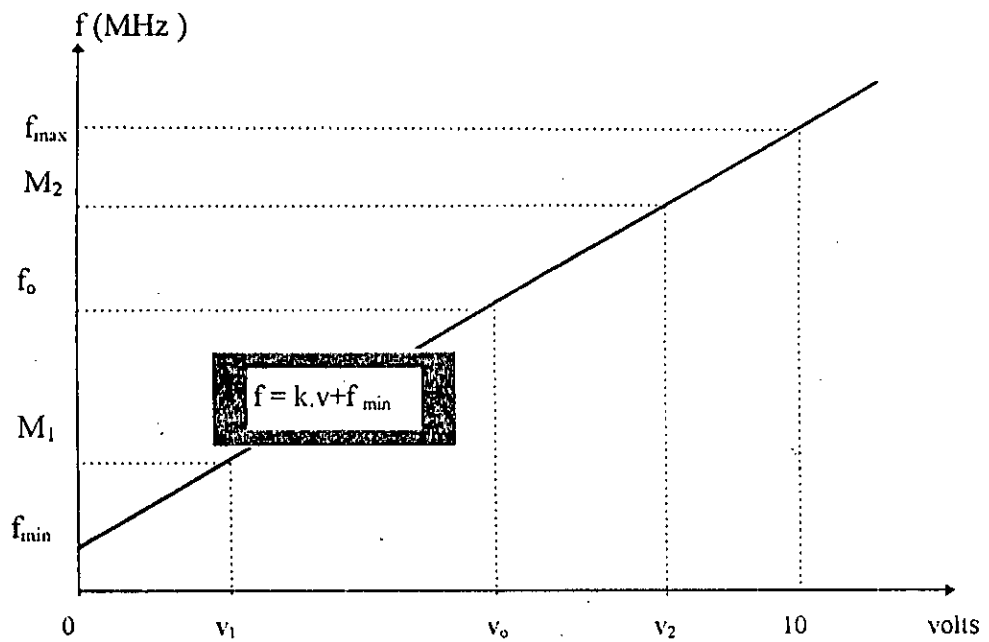
2.2.4 Réglages préliminaires : [17,18]

Le signal H.F. wobulé pris sur la sortie 50 ohms du générateur H.F. est injecté dans le guide d'onde à l'aide d'un câble coaxial adapté de 50 ohms et d'une transition guide-coaxiale.

Le sélecteur d'affichage sur la position « GIGA » est en mode automatique. Le potentiomètre niveau de wobulation est au maximum et sur position « EXTERIEUR », alors que le sélecteur de mode de wobulation étant sur la position « SYNCHRO ». (voir photo.2)



a) allure du signal réfléchi par la cavité



b) rampe fournie par la base de wobulation représentant la variation de la fréquence

fig.2.3 technique de balayage fréquence - signal réfléchi détecté

L'entrée du générateur H.F. sur « SIGNAUX EXTERIEURS » est reliée à la sortie retour de dent de scie de +5 volts du wobulateur pour supprimer le signal retour quand la rampe atteint son maximum.

Le bouton de sélection du signal est sur position « H.F. », la bande de fréquence est choisie de façon adéquate selon l'enregistrement que l'on désire faire. Ce dernier dépend de la vitesse de wobulation de la dent de scie, une position « RAPIDE » correspond à une utilisation à l'oscilloscope et une position « LENTE » pour la table traçante.

Pour mener à bien le procédé de réglage, il est vivement conseillé de se reporter à l'annexe 4 et les deux manuels (17, 18).

2.2.5 Qualités d'un bon wobulateur : [16,17,18]

Voici quelques unes des conditions que doit remplir un tel appareil si l'on veut pouvoir exploiter correctement ses données :

---Pour tenir compte de la diversité des montages concernés par cet appareil, le niveau de sortie du générateur sinusoïdal doit pouvoir être ajusté dans une large gamme de valeurs. une fois fixée, cette amplitude doit rester stable sur toute la plage des fréquences balayées sinon la mesure de V_{smax} ne reflétera en rien la valeur du rapport $A_v = V_s/V_c$ de la cavité.

---Pour visualiser en une seule fois la courbe de réponse d'une cavité à bande passante très large, la plage de variation de la fréquence doit être très étendue. Mais, pour le cas d'une bande passante étroite, il faut pouvoir réduire cette plage à un domaine suffisamment restreint pour que la zone concernée ne passe pas inaperçue, sans pour autant altérer la précision globale de l'appareil.

Lorsqu'on veut réunir simultanément toutes ces exigences , cela donne généralement naissance à des appareils d'une grande complexité tels que les générateurs utilisés dans notre application et qui composent le banc de mesure, doté de vis d'adaptation et des atténuateurs pour le réglage de niveau .

2.3 Choix de la cavité :

La forme cylindrique de la cavité rend l'exploitation de la mesure des permittivités très pratique , du fait de la symétrie et le bon facteur de surtension Q que présente la cavité cylindrique .

Le choix de la cavité dépend de la densité des modes entretenus , dont les fréquences de résonance doivent être nettement séparées pour être utilisables. Ce choix est aisé si l'on se réfère au diagramme des modes du cylindre circulaire droit.

2.3.1 Diagramme des modes : [1,9,10,19]

Il est obtenu à partir de la relation donnant la fréquence de résonance des modes en fonction des dimensions de la cavité.

L'expression de la fréquence de résonance est donnée par :

$$f = \frac{c}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{u}{R}\right)^2 + \left(p \cdot \frac{\pi}{L}\right)^2}$$

où L étant la longueur de la cavité et $u = x_{mn}$ ou x'_{mn} pour les modes TM_{mnp} ou TE_{mnp} respectivement .

Si on y introduit le diamètre de la cavité D , on obtient la relation suivante :

$$(f.D)^2 = \left(\frac{c}{\pi} \cdot u\right)^2 + \left(p \cdot \frac{c}{2}\right)^2 \left(\frac{D}{L}\right)^2$$

Dans le plan $(f.D)^2$, $\left(\frac{D}{L}\right)^2$ cette équation représente une droite pour chaque mode. c'est ce que l'on appelle le « diagramme de modes », il est représenté à la figure 2.4. Il permet de déterminer la fréquence d'un signal connaissant les dimensions de la cavité et le mode désiré ou bien le mode de résonance connaissant les dimensions de la cavité et la fréquence de résonance.

En tenant compte des valeurs numériques de c et de π , on obtient dans le système d'unité S.I. la relation suivante :

$$\left(\frac{f.D}{10^8}\right)^2 = 0,9 \cdot u^2 + 2,25 \cdot p^2 \left(\frac{D}{L}\right)^2$$

Les modes TM sont représentés en trait continu et les modes TE en trait discontinu.

L'échelle choisie pour les axes :

$$\begin{array}{l} \text{axe des ordonnées} : 2 \text{ cm} \longrightarrow 1 \text{ unité } \left(\frac{f.D}{10^8}\right)^2 \\ \text{axe des abscisses} : 1 \text{ cm} \longrightarrow 1 \text{ unité } \left(\frac{D}{L}\right)^2 \end{array}$$

2.3.2 Détermination du mode de travail :

Le choix d'un mode de travail qui s'adapte plus à la mesure de permittivité diélectrique relative d'échantillon à faibles pertes, relève d'une analyse du diagramme de modes et du comportement de champ électromagnétique dans la cavité. Il s'agit pour nous d'utiliser cette cavité comme instrument de mesure de permittivité de matériaux.

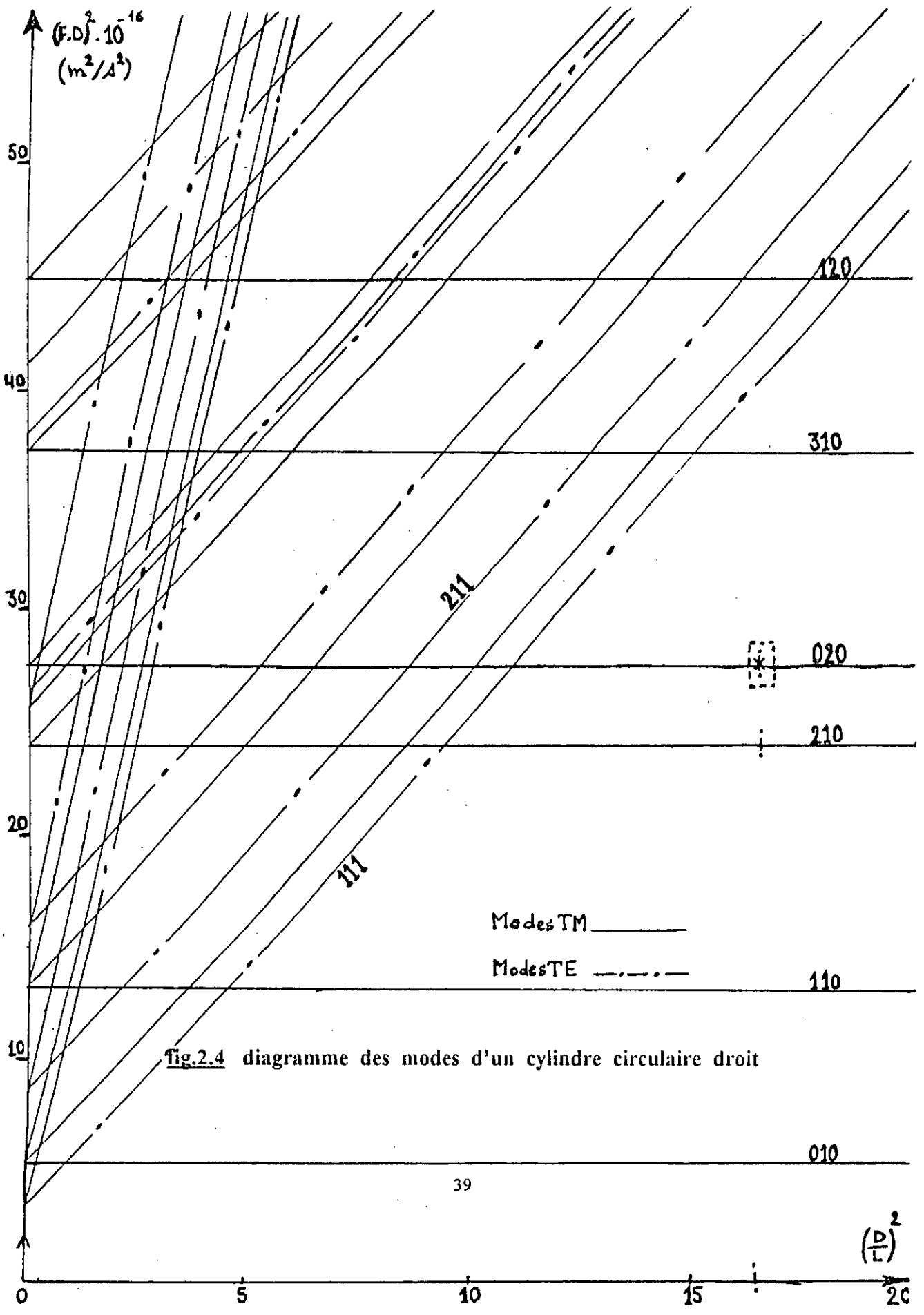


fig.2.4 diagramme des modes d'un cylindre circulaire droit

Cependant on doit considérer le cas des modes TM_{mnp} à la fréquence de coupure, où le champ électrique est purement longitudinal, donc perpendiculaire à toute surface transversale.

Dés lors, on peut former des cavités de longueur quelconque, ce qui favorise la prise en considération des modes TM_{0no} (pour $p = 0$) qui présentent un champ électrique longitudinal maximum et un champ magnétique nul le long de l'axe de la cavité.

Par contre, pour les modes TE_{mnp} la condition sur la longueur de la cavité doit être maintenue, ce qui fait p doit être différent de zéro sinon les champs électriques et magnétiques seraient nuls.

En examinant le diagramme de modes, on constate 3 modes TM_{0no} dans une zone « aérée » dont la densité des modes est plus ou moins faible : TM_{010} , TM_{020} et TM_{030} susceptibles d'être les plus appropriés. Mais en regardant de plus près, on s'aperçoit que les deux modes TM_{010} et TM_{030} sont peu intéressants relativement au mode TM_{020} , car il s'est avéré que le premier possède une fréquence d'excitation se trouvant hors de la bande X, dans laquelle l'ensemble cavité + générateur micro-onde est sensé être opérationnel. En plus le diamètre de la cavité correspondant à la fréquence de ce mode dans la bande X est faible. Or de faibles dimensions de la cavité vont aussi limiter la valeur du facteur de surtension et donc les valeurs de ϵ'' que l'on pourra mesurer [10,11].

Pour le deuxième mode TM_{030} , non seulement le diamètre est grand comparé à celui de l'échantillon, mais il entraîne aussi d'autres modes en coexistence. En conséquence, plus le coefficient de surtension Q est élevé plus les modes sont denses.

Finalement, notre choix a porté sur une cavité cylindrique devant résonner sur le mode TM_{020} dont les valeurs du diamètre sont acceptables.

2.3.3 Dimensionnement de la cavité :

Dans notre application, le Dimensionnement de la cavité est dicté par les critères dégagés au cours de cette étude. En effet, il nous faut une cavité à modes séparés, donc à faible densité de modes et à champ électrique axial E_z maximum d'une part et d'autre part pour rester dans les conditions d'approximation, le diamètre D doit être assez grand par rapport à celui de l'échantillon. Cependant, le mode TM_{020} est plus privilégié par rapport aux autres.

La valeur du diamètre est donnée par la fréquence de résonance :

$$D = \sqrt{0.9106} \cdot \left(\frac{X_{02}}{f_{TM_{020}}} \right)$$

En théorie, aucune condition ne limite la longueur de la cavité L puisque la fréquence de résonance des modes TM_{010} est indépendante de la longueur. Mais l'expérience veut qu'on choisisse L de sorte que le rapport $\left(\frac{D}{L} \right)^2$ soit constant et coupe la droite représentant le mode TM_{020} sur le diagramme de modes en des endroits aérés.

Il en résulte pour une fréquence $f = 9.3$ GHz, un diamètre $D = 56.62$ mm et une longueur $L = 14.15$ mm calculées, les valeurs pratiques de la cavité fabriquée est pour le diamètre $D = 54.286$ mm et une même longueur L .

2.3.4 Excitation d'une cavité résonnant sur le mode TM_{020} : [1,10]

On utilise la méthode de boucle inductive pour assurer le couplage avec un champ magnétique tangentiel H_θ perpendiculaire au plan de la boucle, elle est en général placée à l'endroit où ce champ magnétique est maximum.

Pour le mode TM_{020} , le champ magnétique est fonction de $J_1(X_{02}.r/R)$, son expression est donnée par :

$$H_{\theta}(r) = j \cdot \frac{E_0}{k_c} \cdot J_1\left(X_{02} \cdot \frac{r}{R}\right)$$

avec $R = 27.143 \text{ mm}$ et $X_{02} = 5.520$.

On trouve que le champ magnétique est maximum en trois positions : (voir fonction de Bessel J_1 en annexe 2)

$$r_1 = 9.050 \text{ mm}, \quad r_2 = 26.210 \text{ mm} \quad \text{et} \quad r_3 = 41.940 \text{ mm}.$$

La première valeur r_1 est trop petite de sorte que la boucle d'excitation serait trop proche de l'échantillon, ce qui engendre en conséquence une perturbation en plus.

Pour $r_3 = 41.940 \text{ mm}$, elle dépasse la valeur pratique du rayon de la cavité.

En conclusion, la valeur $r = r_2 = 26.21 \text{ mm}$ est l'endroit où le champ magnétique est maximum, elle serait retenue comme étant le lieu de l'emplacement de la boucle inductive, cela est illustré sur la figure 2.5.

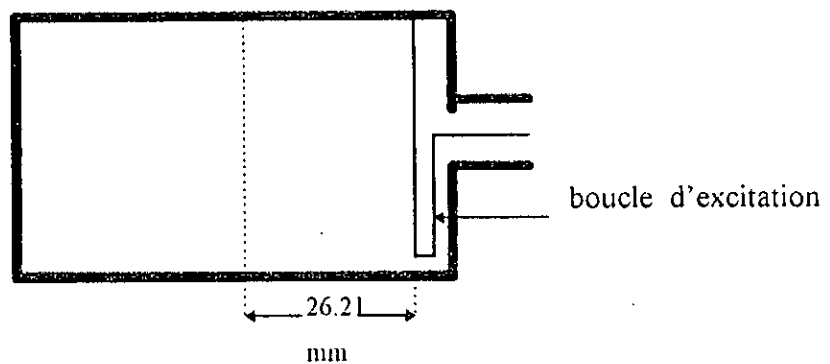


fig.2.5 excitation de la cavité

2.4 Mesure de $\epsilon' r$ et $\epsilon'' r$ en mode TM_{020} :

2.4.1 Spectre de la cavité à vide :

Après la mise sous tension du dispositif micro-onde et l'achèvement des réglages préliminaires conseillés au préalable, l'expérimentateur procède immédiatement à la recherche de la bande de fréquence $f_1 - f_2$ sensé contenir toutes les fréquences de résonance de la cavité TM_{020} dans cette bande, les valeurs de f_1 et f_2 sont lues sur l'afficheur du wobulateur. Puis on fait apparaître les deux marqueurs M_1 et M_2 sur l'oscilloscope afin de positionner les fréquences de la bande par rapport aux marqueurs et de définir une échelle des fréquences ayant pour origine la fréquence de M_1 , alors que l'autre marqueur M_2 est réservé à la lecture des fréquences de résonance correspondant aux dips d'absorption. La courbe de réponse en fréquence est mise en forme par un jeu d'adaptation et de réglage du niveau du signal.

Le commutateur de mode sur la position « LENTE » permet l'enregistrement du spectre de la cavité TM_{020} sur la table traçante, schématisée sur la figure 2.6.

L'axe des ordonnées est celui de la puissance réfléchi par la cavité en (mV) et l'axe des abscisses correspond aux fréquences du signal micro-onde.

$$f_i(\text{MHz}) = M_1 + \frac{M_2 - M_1}{X_{M_2} - X_{M_1}} \cdot X_i$$

X_{M_1} et X_{M_2} sont les abscisses des marqueurs M_1 et M_2 respectivement.

Pour une bande de fréquence limitée par les fréquences :

$$f_1 = 8350 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad f_2 = 9817 \text{ MHz} .$$

et une position adéquate des marqueurs :

$$M_1 = 8500 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad M_2 = 9600 \text{ MHz} .$$

la distance intermarqueurs est de 150 mm .

on constate une apparition de deux fréquences de résonance , une fréquence basse d'abscisse $X_1 = 21$ mm correspondant à $f_1 = 8653.99$ MHz qui s'identifie au mode TM_{210} sur l'abaque des modes , et une autre fréquence haute d'abscisse $X_2 = 108$ mm donnant une fréquence $f_2 = 9291.96$ MHz qui s'identifie à son tour à notre mode de travail TM_{020} . Donc , notre cavité résonne sur deux modes , un mode « bas » le TM_{210} et un deuxième mode « haut » le TM_{020} .

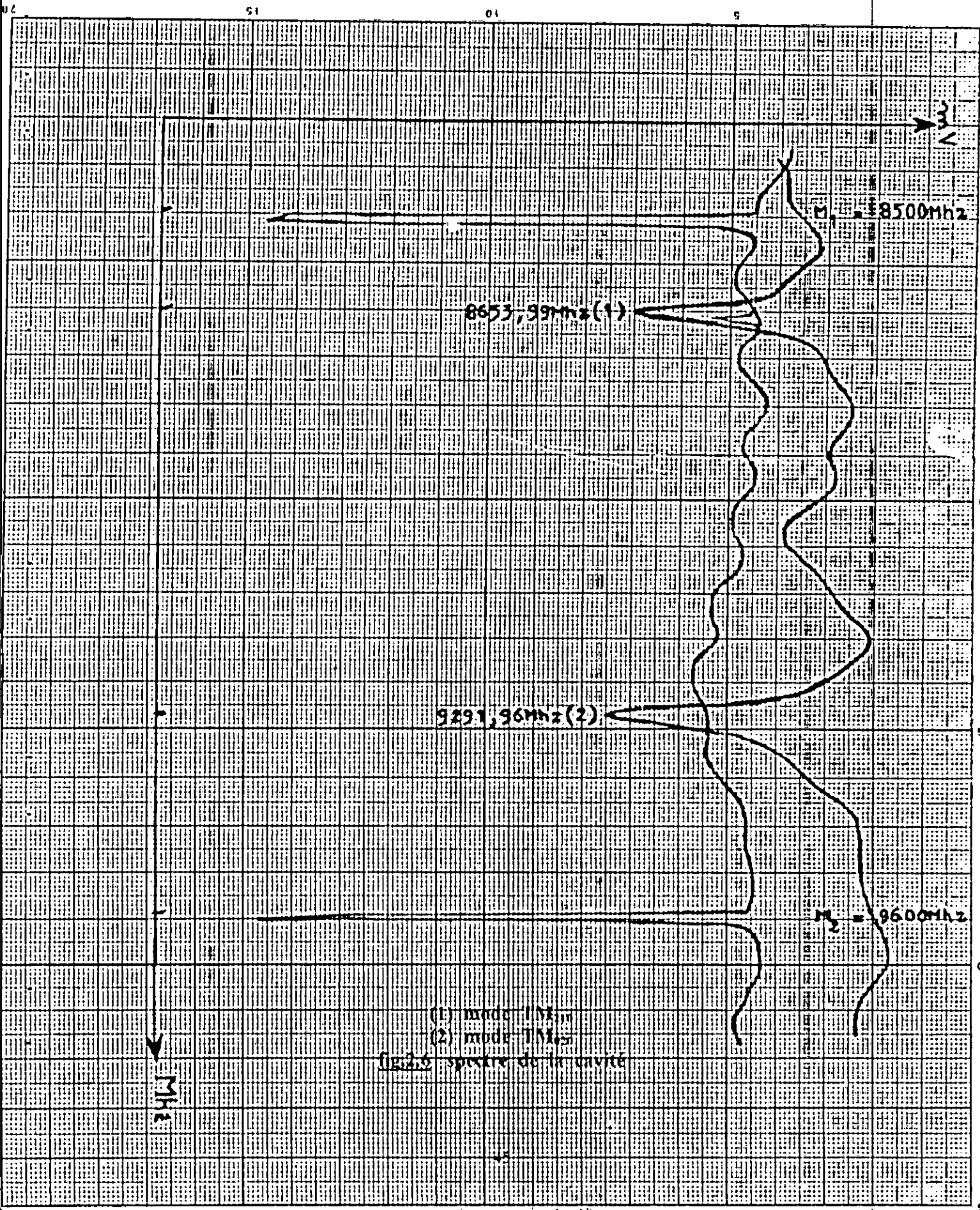
Pour l'usage pratique du mode TM_{020} , on a intérêt à réduire la bande de wobulation $M_1 -- M_2$ pour isoler seulement le pic d'absorption correspondant comme le montre la figure 2.7 .

2.4.2 Trou de base de la cavité :

Sans pouvoir introduire l'échantillon dans la cavité , celle-ci sera parfaitement inutile à la caractérisation des matériaux . Donc , on perce un trou sur les deux bases circulaires suivant l'axe OZ de la cavité, le diamètre de ce trou est de 1.5 mm , n'est que celui des tubes capillaires disponibles et utilisés comme supports pour les échantillons.

Pour trancher définitivement sur la présence du mode TM_{020} , on introduit une tige métallique dans le trou , on remarque que le pic d'absorption de TM_{020} disparaît , ce qui justifie l'existence le long de l'axe OZ d'un champ électrique axial . Alors que celui de TM_{210} demeure toujours , aucune perturbation n'est produite, ce qui signifie que ce mode présente un champ électrique axial nul.

Il reste à signaler que les trous d'insertion de l'échantillon dans la cavité provoquent une variation de la fréquence de résonance en fonction de leur diamètre. [10]



- (1) mode TM_{010}
- (2) mode TM_{020}

(Fig. 5) spectre de la cavite

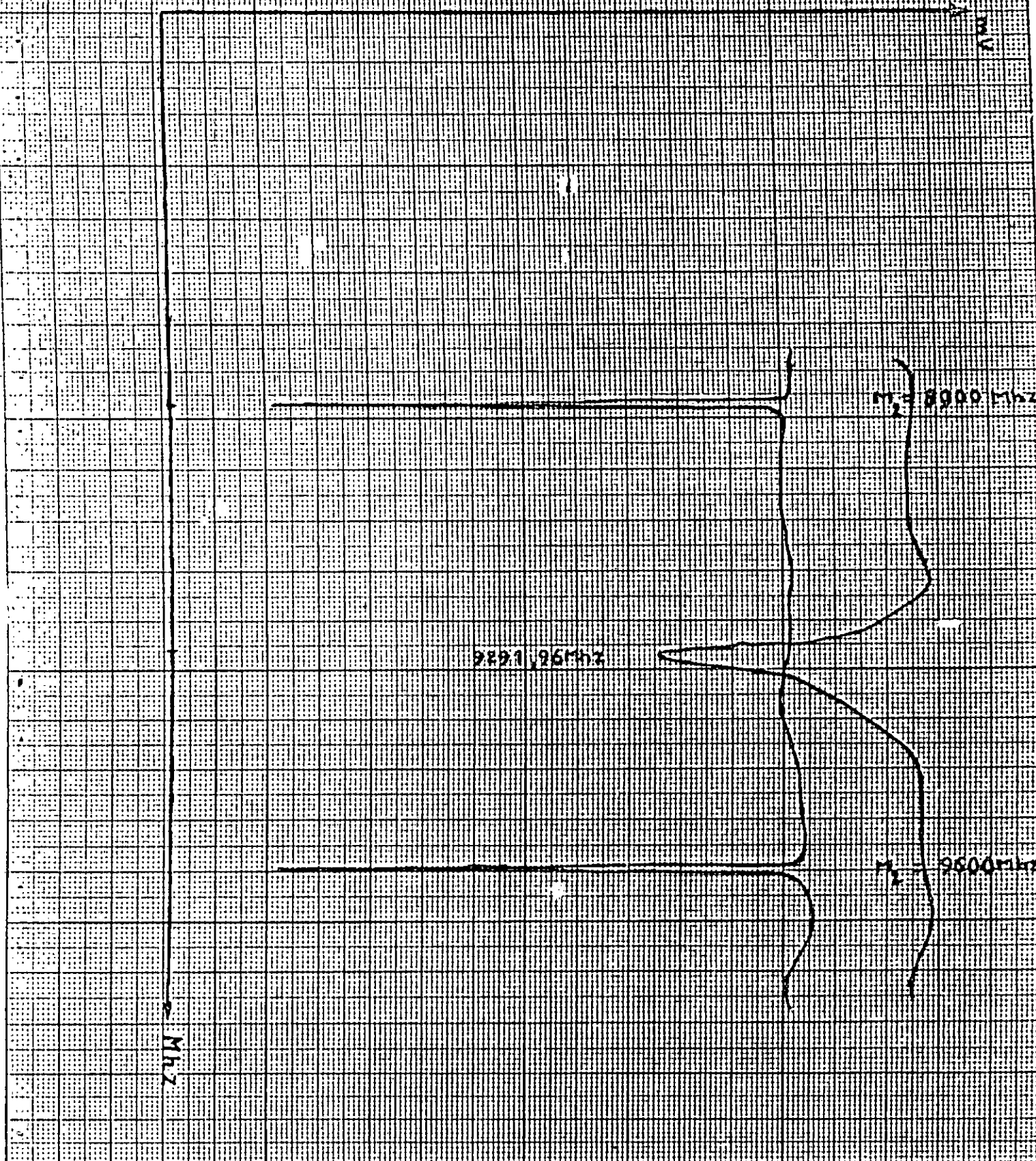


fig.2.7 spectre du mode TM_{020} (bande étroite).

2.4.3 Principe de mesure :

Le raisonnement comparatif constitue le principe de cette mesure, il s'agit en fait d'effectuer deux enregistrements des courbes de résonance sur une cavité en mode TM_{020} et avec un capillaire dans le cas d'un échantillon liquide, une fois vide et une deuxième fois remplis.

Toutefois en examinant les deux relevés, on observe un glissement de fréquence de résonance dû à l'introduction de l'échantillon et un élargissement du dip d'absorption avec une atténuation plus ou moins importante.

2.4.3.1 Caractéristique du capillaire utilisé :

A l'introduction du capillaire remplis en échantillon liquide, une atténuation du dip d'absorption se manifeste. Pour l'éviter, il faut que le diamètre du capillaire utilisé soit très faible.

Le tableau 2.1 donne la liste des différents types de capillaires disponibles au laboratoire diélectrique de l'USTHB avec leurs caractéristiques.

L = 14.15 mm : longueur immergée

V_c (μl ou mm^3) volume immergé	capillaires	longueur inter-repères A \rightarrow B (mm)	ϕ ext (mm)	ϕ int (mm)	volume (μl)	code couleur
1.010714286	1	70	1.50	0.301	5	blanc
1.58988764	2	89	1.20	0.378	10	orange
3.144444	3	90	1.40	0.532	20	noir
7.8611111	4	90	1.50	0.841	50	vert

tableau.2.1 tableau de différents types de capillaires

Il est clair que le capillaire au code blanc est le plus pratique. les figures 2.8 et 2.9 donnent la forme de ce capillaire et son insertion dans la cavité.

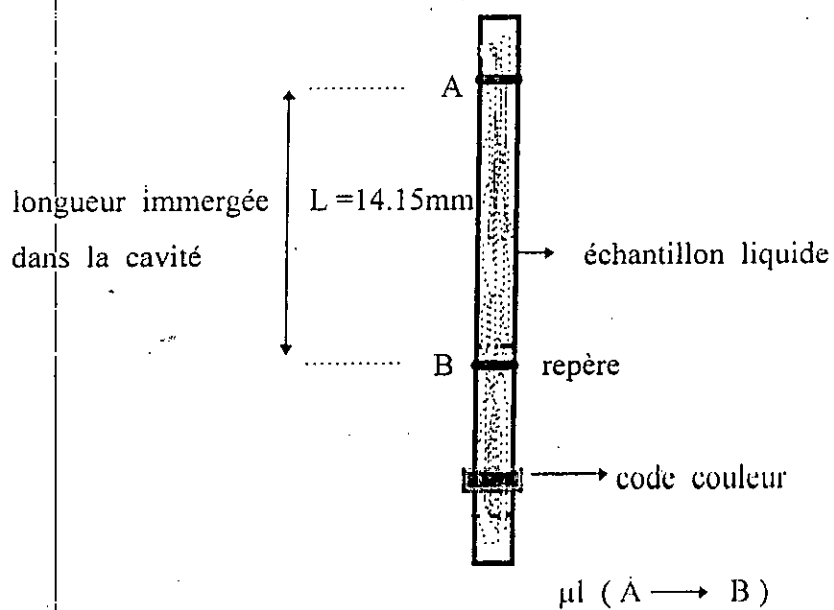


fig.2.8 type de capillaire utilisé.

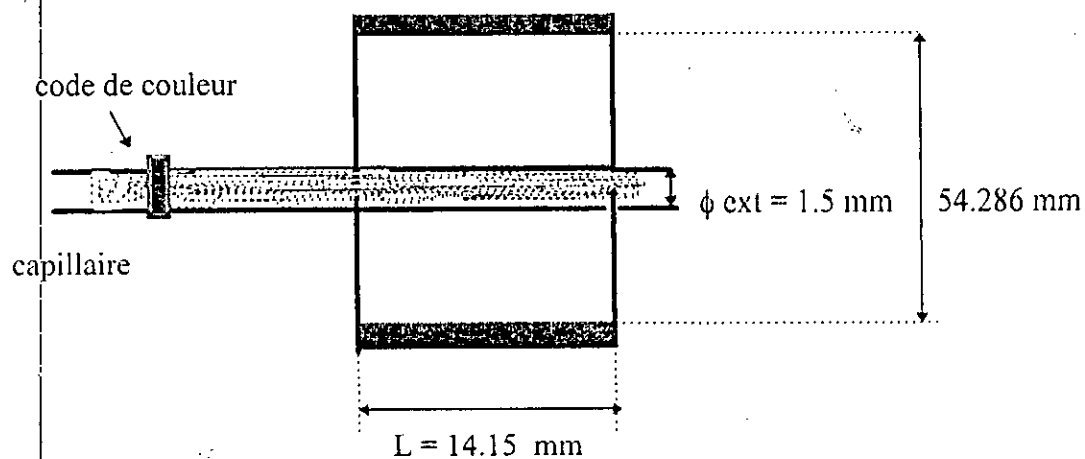


fig.2.9 ensemble cavité - capillaire remplis

2.4.3.2 Mesure de ϵ'_r :

La constante diélectrique ϵ'_r est donnée par la relation trouvée au chapitre 1 :

$$\epsilon'_r = 1 - 2 \cdot G_{020} \cdot \left(\frac{V_c}{V_e} \right) \cdot \left(\frac{\Delta f}{f} \right)$$

Il est évident que ϵ'_r est directement lié au glissement de la fréquence de résonance de la cavité causé par l'introduction de l'échantillon (voir fig.2.10).

Pour le mode TM_{020} , on considère :

$$\frac{V_c}{V_e} = k \cdot \left(\frac{R_c}{R_e} \right)^2 \quad \text{avec } k = \frac{L}{e}$$

L étant la longueur de la cavité et e est l'épaisseur de l'échantillon.

R_c et R_e sont respectivement les rayons de la cavité et de l'échantillon.

L'écart de fréquence est $\Delta f = f_1 - f_2$, avec $f = f_0$ et $G_{020} = 0.116$.

ce qui donne :

$$\epsilon'_r = 1 - 0.232 \cdot k \cdot \left(\frac{R_c}{R_e} \right)^2 \cdot \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)$$

..... $k = 1$ cas où le support de l'échantillon est un capillaire, donc $L = e$ c'est la longueur de l'échantillon liquide immergée dans la cavité.

..... $k = \frac{L}{e} \neq 1$ cas d'un échantillon solide sous forme d'un disque d'épaisseur e .

2.4.3.3 Mesure de ε''_r :

La valeur de ε''_r se déduit en fonction de la variation du facteur de surtension de la cavité, provoquée par un élargissement et une atténuation de la courbe de résonance.

L'expression de ε''_r est donc donnée par la relation suivante :

$$\varepsilon''_r = 0.116.k \left(\frac{RC}{Re} \right)^2 \cdot \Delta \left(\frac{1}{Q} \right)$$

sachant que : $\Delta \left(\frac{1}{Q} \right) = \frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0}$

avec : $\frac{1}{Q_0} = \frac{f_{02} - f_{01}}{f_0}$

et : $\frac{1}{Q_1} = \frac{f_{12} - f_{11}}{f_1}$

f_{01} et f_{02} sont les fréquences repérées à mi-hauteur de la courbe de résonance de l'ensemble cavité + capillaire vide.

f_{11} et f_{12} sont les fréquences obtenues à mi-hauteur correspondant à la courbe de résonance de l'ensemble cavité + capillaire remplis.

f_0 et f_1 étant les fréquences de résonance des deux dips d'absorption illustrés dans la figure 2.10.

Q_0 et Q_1 sont les coefficients de surtension (de qualité) attribués aux deux courbes de résonance f_0 et f_1 .



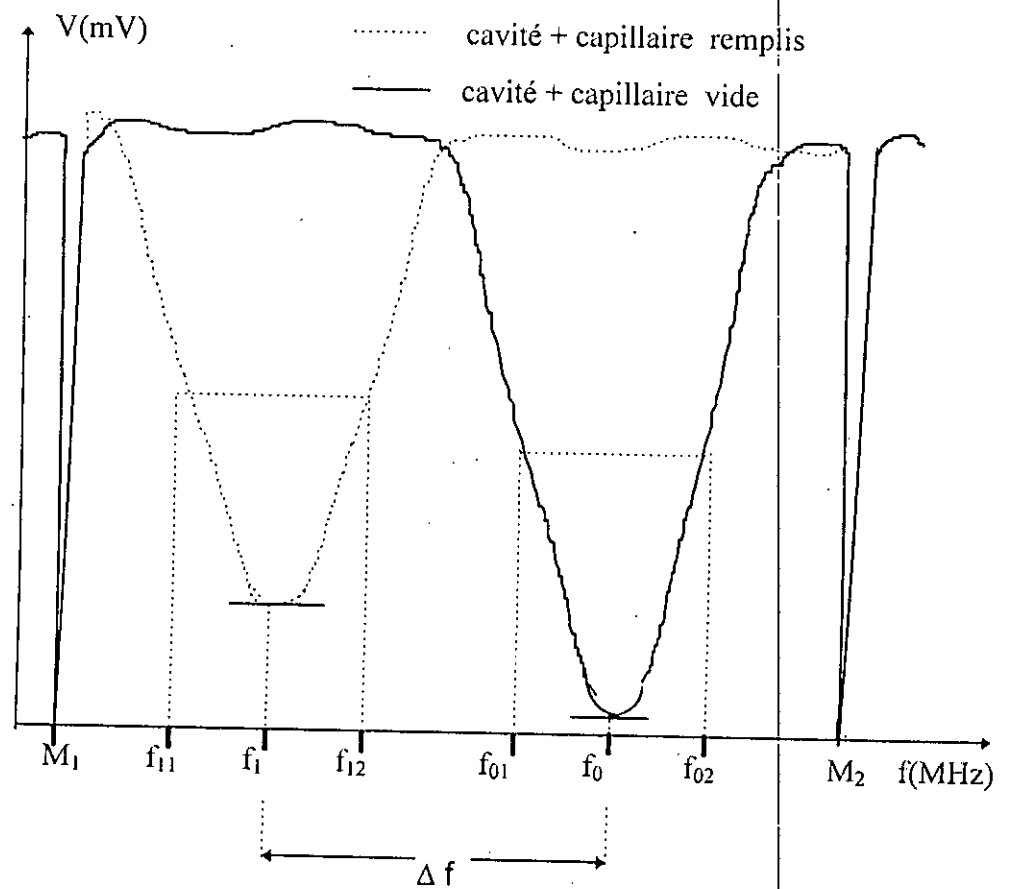


fig.2.10 principe de mesure comparative des deux courbes de résonance

2.4.4 Mesures de ϵ_r' et ϵ_r'' de quelques échantillons :

A titre d'exemple, on donne ici des mesures faites au début de notre travail dans le cadre des tests de fiabilité de la cavité effectués sur quatre échantillons avec le même type de capillaire (code blanc) et à la température ambiante 25°C . Ces mesure sont illustrées dans le tableau suivant :

échantillon	f_0 (MHz)	f_{01} (Mhz)	f_{02} (MHz)	ϵ'_r	littérature	ϵ''_r
CAPILLAIRE	9180.3	9173.1	9186.4	(pris comme cavité vide)		
BENZENE	9174	9167	9181	2.27	2.28 [10]	0.031
CCL ₄	9174.5	9167.3	9181.7	2.16	2.24 [10]	0.055
ALCOOL ETH	9163.5	9153.2	9172.2	4.38	-----	0.131

volume capillaire = 5 μ l .

tableau.2.2 valeurs de ϵ'_r et ϵ''_r de différents échantillons en mode TM₀₂₀

2.5 Conclusion :

Lors du choix d'une cavité pour la détermination des permittivités diélectriques de matériaux, on a pu constater l'intérêt que l'on doit porter aux dimensions de la cavité et entre autre son diamètre vis à vis de celles de l'échantillon pour rester toujours dans le contexte de notre application.

Des mesures ont été effectuées sur trois échantillons différents. Les résultats sont obtenus après avoir relevé toutes les valeurs nécessaires au calcul des permittivités. Dès lors, l'intervention du micro-ordinateur s'impose pour se substituer à l'expérimentateur et décharger ce dernier de cette peine. cela n'est guère concrétisée que par l'intermédiaire d'un interface électronique servant d'outil de liaison entre le banc micro-onde, l'ordinateur et l'opérateur.



Chapitre : 3

*Etude Et Réalisation De La Carte D'interface D'acquisition
De Données.*

3.1 Introduction :

Les domaines qui utilisent les systèmes d'acquisition de données et le traitement numérique polifèrent de nos jours à grande vitesse. on peut citer par exemple parmi les importants : la régulation , le test et la mesure des grandeurs physiques qui fait l'objet de cette thèse .

Ses systèmes d'acquisition peuvent s'étendre efficacement à la mesure des permittivités diélectriques et même à accroître la précision des résultats obtenus et dès lors décharger l'expérimentateur d'un travail visuel et de calcul très pénible , ces calculs et mesures manuels peuvent être à l'origine d'erreurs et d'imprécisions.

Dans ce chapitre on s'intéressera à l'étude et à la réalisation de l'interface d'acquisition de données en vue de la conversion du signal analogique micro-onde en un signal digital et au traitement des données digitales par un outil de calcul (micro-ordinateur).

3.2 Conception de l'interface d'acquisition :

A présent , l'acquisition n'est plus restreinte à un convertisseur analogique numérique (CAN) avec son environnement , mais c'est tout un ensemble dont les constituants sont étroitement liés les uns aux autres , depuis le dispositif micro-onde jusqu'à l'ordinateur.

Pour simplifier l'étude de l'interface, on se propose de faire l'étude de deux cartes complémentaires , une carte de digitalisation et une autre de décodage du signal micro-onde. Les deux cartes se conjuguent pour former l'interface ou encore appelée carte d'attachement standard adoptée par plusieurs constructeurs notamment IBM .

Notre carte interface n'a pas été conçue conformément aux cartes prototypes proposées par IBM , on s'est limité aux orientations particulières de notre application , mais toujours inspirée de celle d'IBM.

3.2.1 Constitution hardware du système d'acquisition :

Le synoptique représentant le schéma bloc de la chaîne d'acquisition est donnée par la figure 3.1.

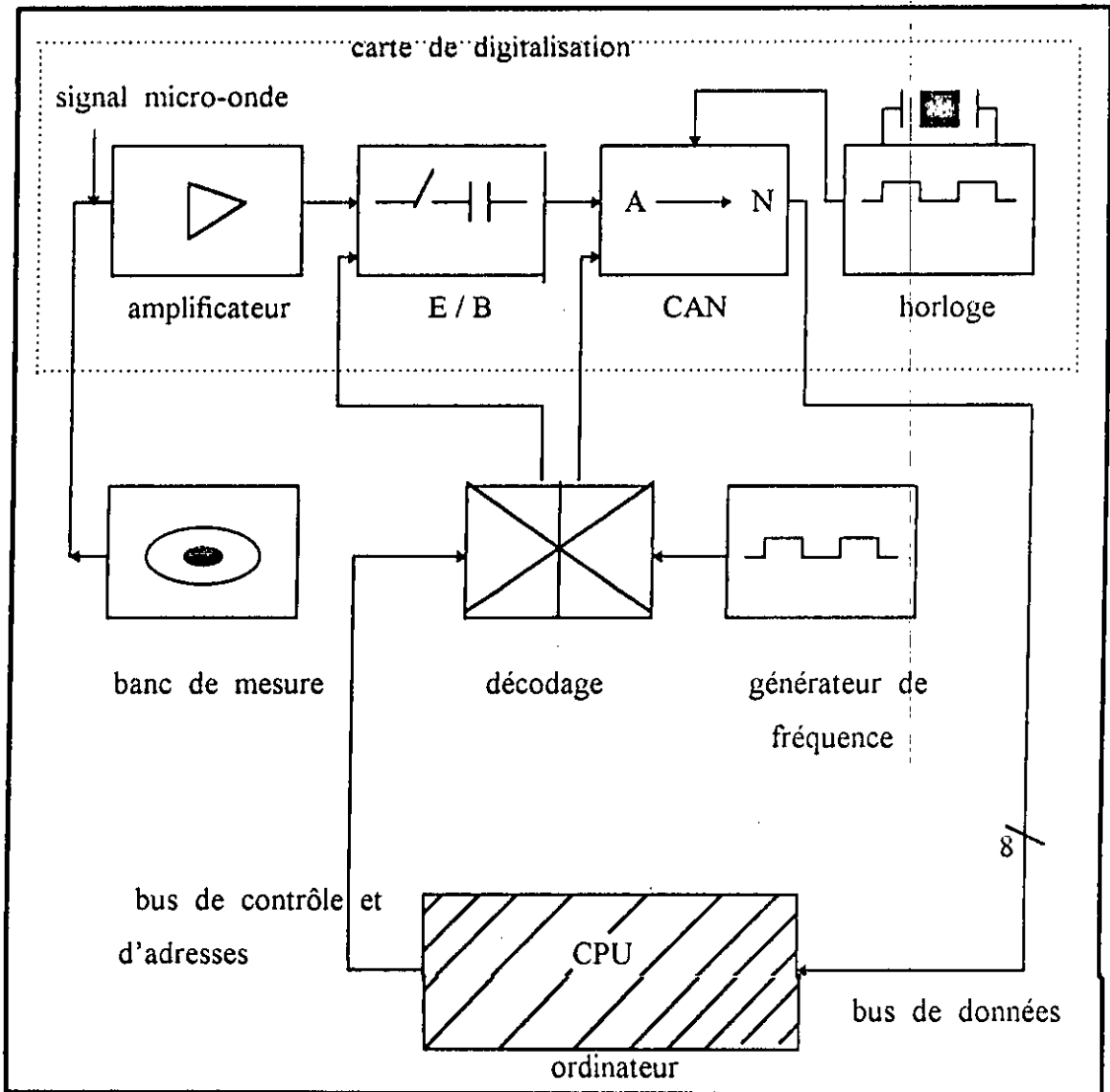


fig.3.1 schéma synoptique du système d'acquisition

3.2.2 Carte de digitalisation (DIGITIZER) :

Pour assurer le passage entre le banc de mesure micro-onde ; fournissant la courbe de réponse en fréquence dont les caractéristiques suivent des physiques généralement continues ; et l'ordinateur qui travaille en binaire sur des grandeurs discontinues [20], le système de conversion des données constitue le dernier bastion de l'analogique. Ces performances du CAN conditionnent alors l'équipement tout entier. cela sera facilement aperçu dans ce chapitre.

3.2.2.1 Amplification :

Le signal micro-onde délivré par le dispositif hyperfréquence est insuffisant en amplitude pour qu'il soit traité par des circuits électroniques, il a donc besoin d'être amplifié afin de le ramener à une tension abordable. L'amplificateur de la figure 3.2 est une solution du problème.

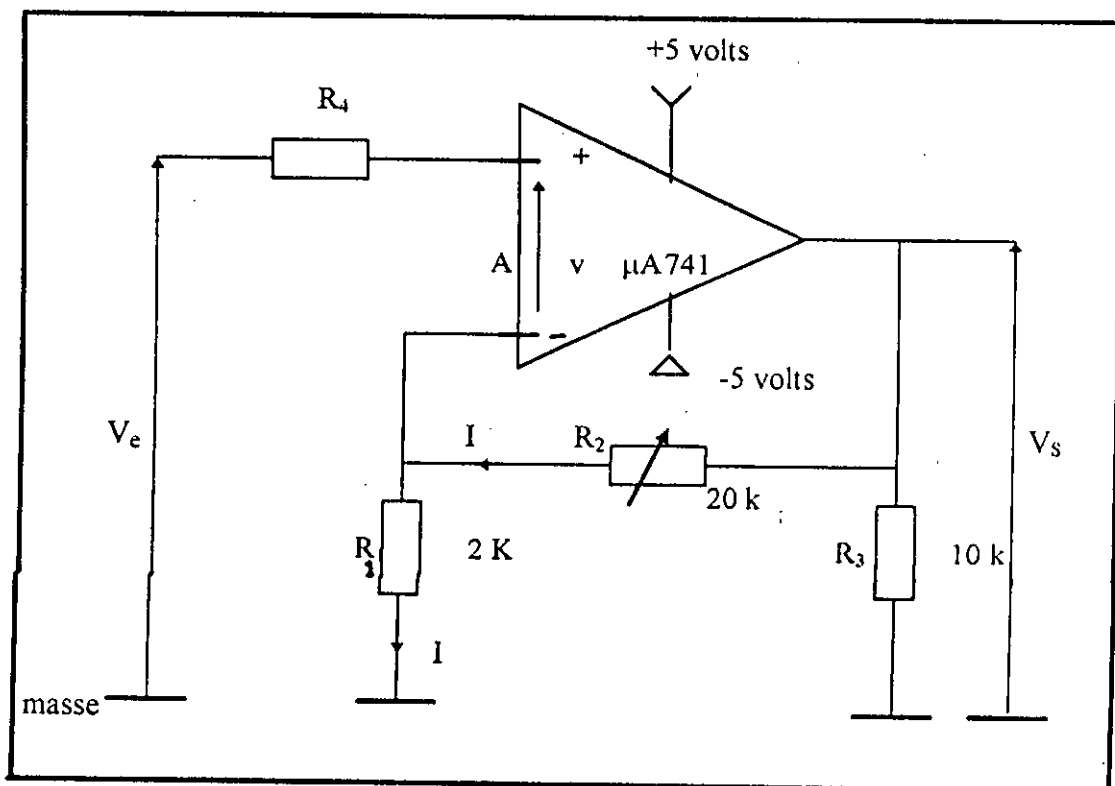


fig.3.2 circuit amplificateur du signal micro-onde

Le $\mu A741$ est un amplificateur opérationnel possédant un gain en tension très grand A , une impédance d'entrée Z_e très grande et une impédance de sortie Z_s faible (voir annexe 5). Un réseau de contre réaction peut lui être connecté pour le contrôle de gain (figure 3.2), ou bien sans réseau pour un fonctionnement en comparateur.

Calcul de gain :

Le gain de l'amplificateur est donnée par :

$$GV = \frac{V_S}{V_e} = \frac{-(R_1 + R_2).I}{v - R_1.I}$$

Or, $V_e = v - R_1.I$, d'où $v = V_e + R_1.I$

et par définition : $V_S = A.v$, donc il vient :

$$v = V_{e+} - V_{e-} = \frac{R_1 + R_2}{A}.I$$

ce qui donne :

$$GV = \frac{-(R_1 + R_2).I}{\left(\frac{R_1 + R_2}{A}\right).I - R_1.I} = \frac{A}{1 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right).A}$$

on obtient :

$$GV = \frac{A}{1 + \beta.A} \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

et comme le gain de cet amplificateur opérationnel (A) est très grand, il vient:

$$G_v = \frac{1}{\beta}$$

Evaluation pratique :

le signal micro-onde généré par le banc de mesure a une valeur maximale inférieure à 0.3 volts. Cependant la valeur crête que l'on peut obtenir avec l'amplificateur ($\mu A741$) ne doit pas excéder 4 volts pour une alimentation de 5 volts, de sorte que l'amplification soit comprise dans la zone linéaire, si non on se retrouve dans la zone de saturation et on risque un éventuel écrêtage du signal amplifié au niveau des étages électroniques suivants.

Donc si on prend : $G_v = 10$ et $R_1 = 2\text{ k}$, il en résulte :

$R_2 = 18\text{ k}$, ce qui donne une amplitude après amplification de 3 volts.

il est préférable de prendre une résistance R_2 variable supérieure à 20 k, afin de prendre en considération toutes les valeurs d'amplitude du signal micro-onde.

3.2.2.2 Echantillonnage - Blocage (E / B) :

Pendant le temps de conversion, le signal analogique devrait être figé pour éviter tout décalage de la valeur prélevée dans le temps. L'échantillonnage s'effectue dans la pratique à des instants régulièrement espacés d'un temps T_e appelé période d'échantillonnage, celle ci doit être calculée en fonction du temps de conversion et de la vitesse d'évolution du signal étudié. Pour plus d'informations concernant l'échantillonnage, on se reporte à l'annexe 6.

3.2.2.2.1 Echantillonnage :

On modélise l'échantillonnage à l'aide du produit du signal micro-onde $s(t)$ par une fonction « peigne » notée $P_{T_e}(t)$ représentée par une suite d'impulsion de Dirac (voir figure 3.3 : a, b et c) :

$$P_{T_e}(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta(t - k \cdot T_e)$$

Le signal échantillonné est alors défini par $s^*(t) = s(t) \cdot P_{T_e}(t)$. La transformée de Fourier de $s(t)$ est égale à :

$$s^*(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} s\left(f - \frac{k}{T_e}\right) \quad \text{avec } k \text{ entier.}$$

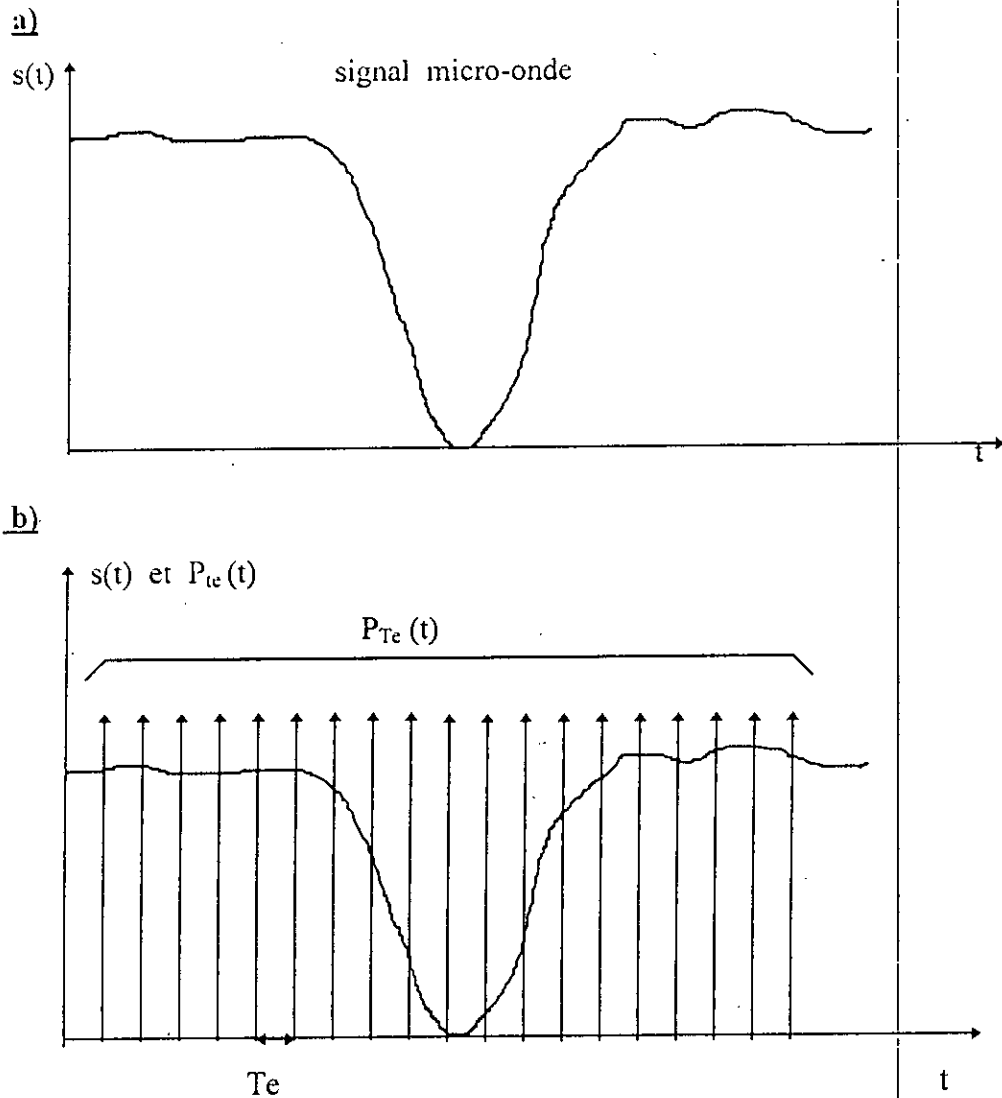


fig.3.3 modélisation du signal micro-onde $s(t)$ échantillonné

Le spectre $s^*(f)$ est représenté par la figure 3.4 :

f_e : fréquence d'échantillonnage de $s(t)$.

f_c : fréquence de coupure du signal d'entrée $s(t)$. (dans notre cas c'est la fréquence correspondant au temps de la courbe de réponse qui est celui de la rampe ascendante de la D.S. voir parag.3.3.2, chap.3)

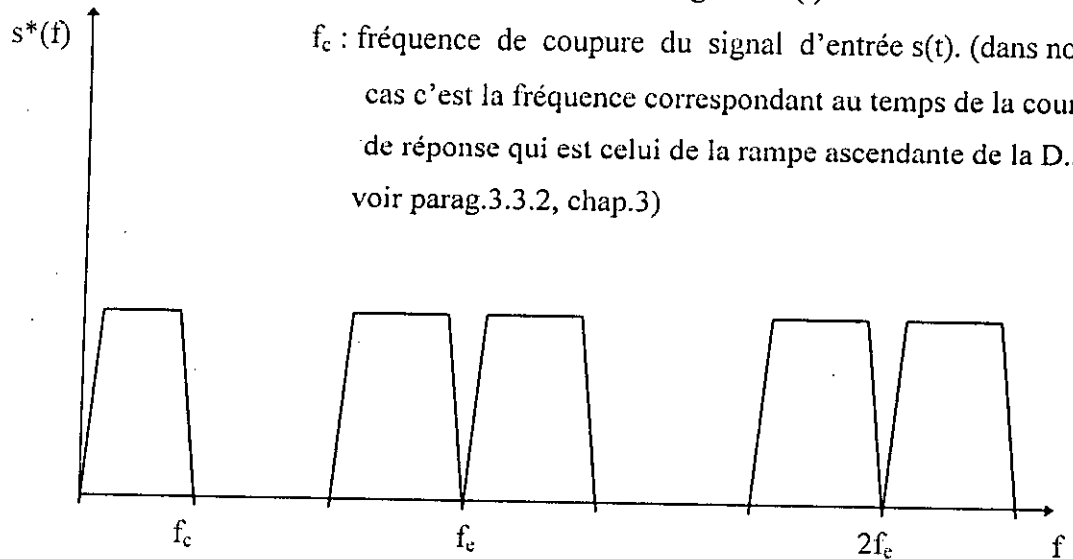


fig.3.4 spectre de $s^*(t)$

Le retour au signal analogique initial $s(t)$ implique que f_e doit être supérieure ou égale à 2 fois f_c (condition de Shannon) pour éviter des repliements de spectre comme l'indique la figure 3.5 .

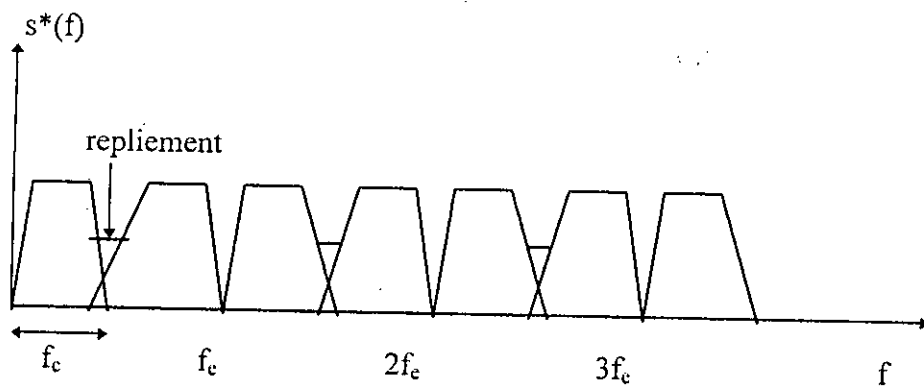


fig.3.5 repliement de spectre

Ces repliements seront inévitables si le signal $s(t)$ possède des composantes de fréquence infinie (cas de signal carré par exemple).

3.2.2.2.2 Blocage : [20,25]

Le signal prélevé est bloqué pendant un intervalle de temps T_c . Tout se passe comme si le signal $s^*(t)$ de la figure 3.6 traverse un système de transmittance H telle que la réponse à une impulsion de Dirac $\delta(t)$ soit un signal rectangulaire de largeur T_c (voir fig.3.7).

Soit $h(t)$ la réponse à $\delta(t)$ et $H(f)$ la transformée de Fourier de $h(t)$. on a :

$$|H(f)| = \left| T_c \cdot \frac{\sin \pi \cdot f \cdot T_c}{T_c \cdot f} \right|$$

donc :

$$s^{*T_c}(f) = H(f) \cdot s^*(f)$$

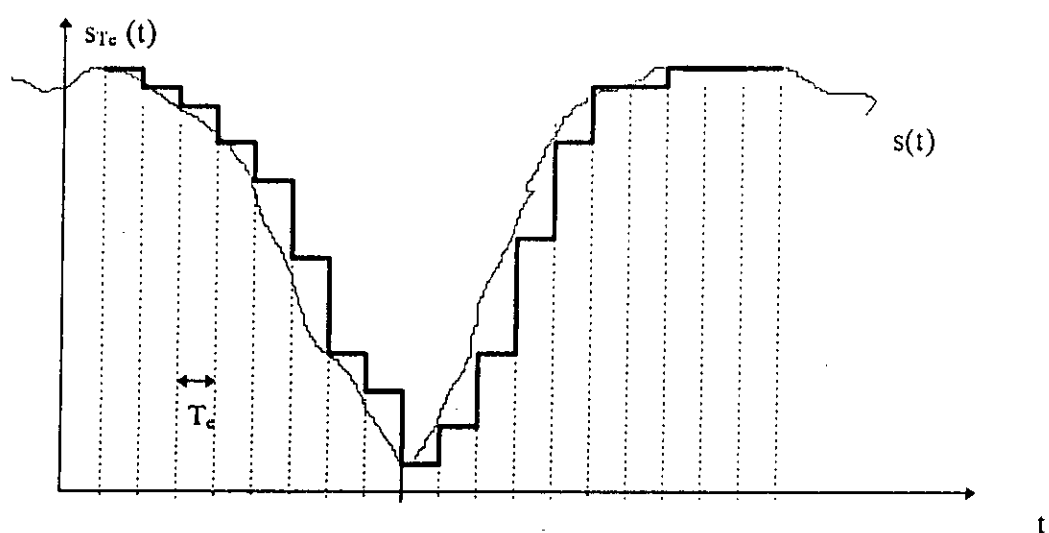


fig.3.6 signal échantillonné et bloqué pendant un temps égal à T_c .

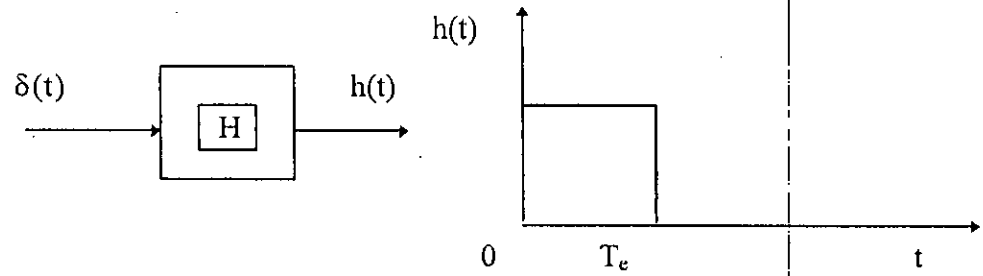


fig.3.7 réponse à l'impulsion de Dirac du système de transmittance H

Le spectre de $s^*(t)$ est déformé car il est multiplié par le facteur

d'amortissement: $T_e \cdot \frac{\sin \pi \cdot f \cdot T_e}{\pi \cdot f \cdot T_e}$. ce produit est $s^*_{T_e}(f) = s^*(f) \cdot H(f)$.

$s^*_{T_e}(f)$ est représentée par la figure 3.8 :

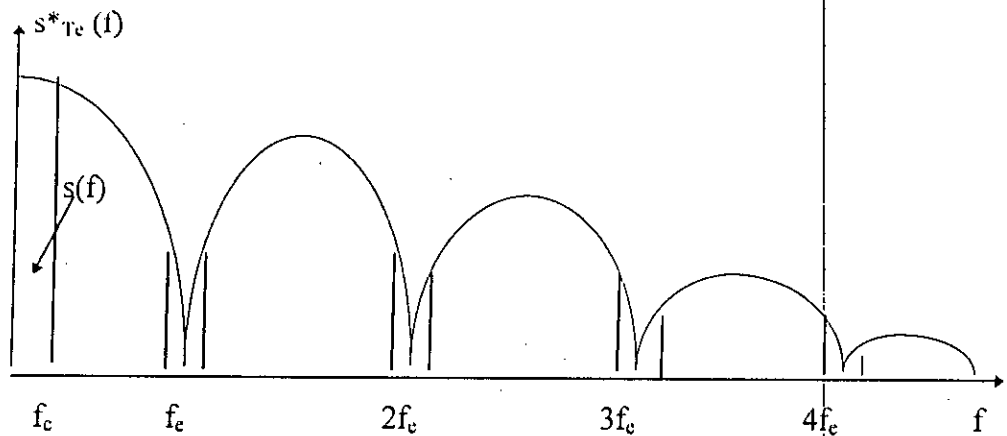


fig.3.8 spectre du signal échantillonné et bloqué

Pour minimiser cette déformation, il est vivement conseillé de diminuer T_e . En pratique, on prend $f_c = 1/T_e$ égale à 20 fois f_c (soit 10 fois la fréquence minimale imposée par le théorème de Shannon) [23]. sachant que $f_c = 1/t_s$, avec t_s est le temps de la rampe ascendante de la DS correspondant à la bande de fréquences F_1 et F_2 sensé contenir la courbe de réponse en fréquence de la cavité en dip d'absorption.

3.2.2.2.3 Règles de calcul de la fréquence d'échantillonnage :

Il existe plusieurs règles de calcul de la fréquence d'échantillonnage, mais en visant toujours la précision, on a jugé bon d'introduire les trois règles suivantes :

1. Le théorème de Shannon impose :

$$f_e \geq 2.f_c \quad f_c : \text{fréquence de coupure du signal à échantillonner.}$$

2. La réduction du facteur de déformation du signal échantillonné et bloqué offre en conséquence :

$$f_e = 20.f_c \quad \text{cette évaluation est expérimentalement prouvée [23].}$$

3. La relation entre la résolution du convertisseur analogique numérique (CAN) et

la fréquence d'échantillonnage intervient lorsque l'allure du signal micro-onde présente un taux d'évolution très grand notamment au voisinage du dip d'absorption tel qu'il est montré sur la figure 3.9. Ces variations suivent une rampe de la forme: $s(t) = v.t + b$ avec v est la pente de la rampe.

On désire que la variation de $s(t)$ reste inférieure ou égale au pas de conversion q (q représente aussi la résolution du CAN) pendant deux échantillons successifs cela revient à dire :

$$q \geq v.T_e \quad , \quad \text{soit } f_e \geq v/q \quad (q \text{ en volts et } v \text{ en volts/s})$$

pour une pente maximale $\frac{\Delta s}{\Delta t} = v_{\max}$, on obtient :

$$f_e \geq \frac{v_{\max}}{q} \quad , \quad \text{avec } q = \frac{\text{tension pleine echelle}}{2^N} \quad (f_e \text{ en Hz}).$$

la tension pleine échelle est celle de l'alimentation (5 volts).

N est le nombre de bits binaires du CAN.

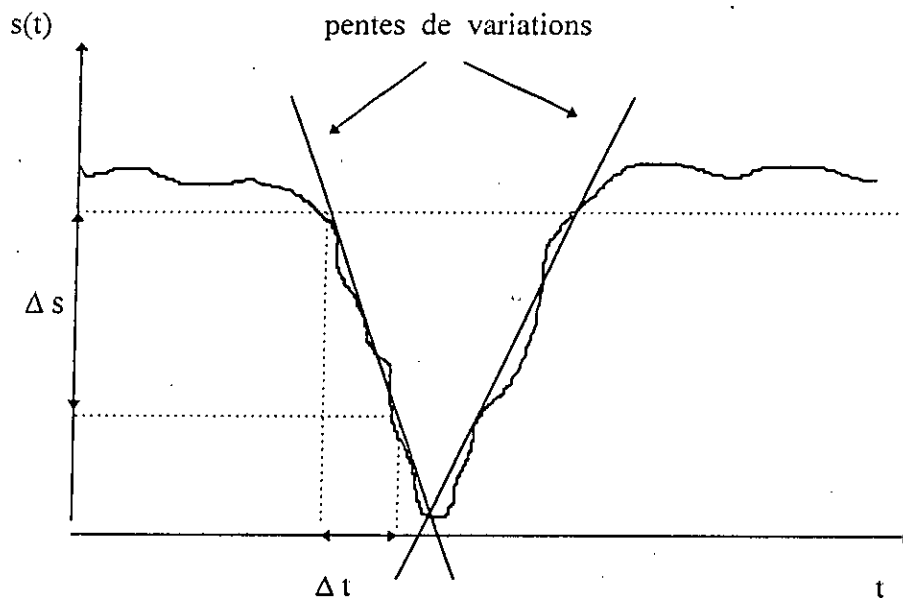


fig.3.9 pentes de variations présentées par le signal micro-onde

Conclusion :

La fréquence optimale est celle qui satisfait les trois règles en même temps ,ceci n'est possible qu'en la présence de circuits intégrés performants.

3.2.2.2.3 Calcul de la capacité de blocage : [23] .

L'échantillonneur - bloqueur nécessite une capacité de maintien pour la valeur échantillonnée , à connecter (voir annexe 6) , elle est pratiquement déterminée par le taux de dérive maximum désiré par l'utilisateur .

La capacité de maintien (de blocage) est donnée par :

$$C_m[F] = \frac{\text{courant de fuite } I_f[A]}{\text{taux de derive}[V / S]}$$

Le courant de fuite I_f est lié au diélectrique des semiconducteurs encapsulés dans un boîtier, constituant le circuit intégré E/B. Ce courant existe à l'intérieur et sur la surface de ce dernier [28], sa valeur est donnée par le constructeur sur la fiche technique du module (voir en annexe 6).

Le taux de dérive dv/dt représente la marge d'erreur permise par l'opérateur, séparant la valeur exacte à prélever et celle acquise par l'E/B.

Cette capacité peut se calculer autrement pour une variation donnée de la tension de sortie avec une précision désirée correspondant à un certain temps d'acquisition.

$$C_m = \frac{\text{precision}}{\text{variation de la tension de sortie}}$$

3.2.2.2.5 Erreurs d'échantillonnage-blocage (E/B) :

L'opération d'E/B engendre plusieurs types d'erreurs liées notamment aux imperfections du commutateur analogique, ces erreurs peuvent évoquer des incertitudes médiocres sur la valeur prélevée pour la mesure.

On a retenu deux types d'erreurs jugés importants :

1. L'erreur due à l'incertitude sur le temps d'ouverture : [23]

$$\varepsilon_1 [V] = \text{vitesse maximale de variation [volts / s]} \cdot \text{temps d'ouverture [s]}$$

Par conséquent, pour une tension pleine échelle, il est impossible d'obtenir une précision meilleure que :

$$\frac{\varepsilon_1}{\text{tension pleine echelle}} \cdot 100 \quad (\%) \quad [\text{sans unité}]$$

2. l'erreur de charge :

C'est la différence entre la valeur admise et la valeur finale de l'échantillon, elle est provoquée par un transfert de charge entre les capacités internes du commutateur et la capacité de blocage au moment de la commutation

$$\varepsilon_2 = \frac{\text{transfert de charge (pc)}}{C_m} \quad [23]$$

Le transfert de charge est donné par le constructeur en annexe 6.

3.2.2.2.6 Choix de l'échantillonneur bloqueur E/B :

Le module AD583 d'« Analog devices » a été choisi pour cette application à cause de ses caractéristiques électriques permettant l'échantillonnage d'un signal variant rapidement.

Les conséquences de ce choix sont : (voir fiche technique en annexe 6.a)

a) pour $I_f = 5 \text{ pA}$ et un taux de dérive $dv/dt = 5 \text{ mV/s}$:

la capacité de maintien est $C_m = 1000 \text{ pF}$

b) pour un transfert de charge = 10 pc, l'erreur de charge vaut : $\varepsilon = 10 \text{ mV}$

c) pour un temps d'ouverture = 50 ns et une vitesse maximale de variation du signal à échantillonner = 72 V/ms, l'erreur due à l'incertitude sur le temps d'ouverture vaut : $\varepsilon = 36 \text{ mV}$. (extrait de la courbe "écran 7" de la page 114 après avoir appliqué le principe donné à la figure 3.9, en utilisant l'échelle adoptée au traçage de la courbe)

3.2.2.3 Conversion analogique numérique (CAN) :

Dans cette application , le signal analogique présente des phénomènes à grande vitesse de variation, un convertisseur A/N acceptant de grandes variations de la tension d'entrée et effectuant la conversion en quelques dizaines de (μ s) est donc nécessaire .

La technique à approximations successives réalise actuellement un des meilleurs compromis pour obtenir simultanément une bonne résolution et une précision appréciable avec un encombrement et un coût peu élevés (voir annexe 6) , et ainsi le choix s'est fixé sur le module ADC0808 qui peut convenir en partie à cause de sa disponibilité sur le marché.

3.2.2.3.1 Présentation et caractéristiques de l'ADC0808 :

ADC0808 est un composant d'acquisition de données à approximations successives de 8 bits , il possède 8 canaux multiplexés commandés par une logique de contrôle des latches ; ses sorties TTL à 3 états sont verrouillables , la plage des tensions de ses entrées analogiques est de 0 à 5 volts , il est équipé d'une compensation de la tension de décalage ajustée à l'intérieur . Cela est illustrée sur le circuit de brochage de l'ADC0808 en annexe 6.

Toutefois on peut tirer des paramètres caractéristiques additionnels pour le convertisseur :

1. La résolution du convertisseur CAN ou le pas de quantification q est donnée par la relation suivante :

$$q = \frac{\text{tension pleine echelle}}{2^N} = \frac{5}{2^8} = 19.5 \text{ mV}$$

2. On considère l'erreur due à la quantification comme bruit dynamique superposé au signal étudié [20]. Sa valeur efficace est égale à :

$$\epsilon_r = \sqrt{\frac{q^2}{12}} = 5.63 \text{ mV} \quad (\text{erreur centrée})$$

et

$$\epsilon_r = \sqrt{\frac{q^2}{3}} = 11.26 \text{ mV} \quad (\text{erreur par défaut})$$

3.2.2.3.2 Système de conversion E/B - CAN :

Les deux modules AD583 (E/B) et ADC0808 (CAN) ont été étroitement conjugués dans un sens favorable à un contrôle par ordinateur comme il est montré sur la figure 3.10 .

3.2.2.3.2.1 Principe de fonctionnement :

Le signal à convertir est de nature micro-onde , une mise en forme est prévue pour l'adapter à s'introduire dans l'étage de digitalisation , celle ci commence par l'échantillonnage à une cadence f_e délivrée par la carte de décodage en association avec un générateur de fréquence comme le montre la figure 3.11 .

L'entrée échantillonnée est toujours maintenue par l'E/B , ensuite injectée dans l'une des inputs (entrées) du CAN (patte 26 par exemple) . La sortie est représentée sur 8 bits (pattes : 8,14,15,17,18,19,20,21) .

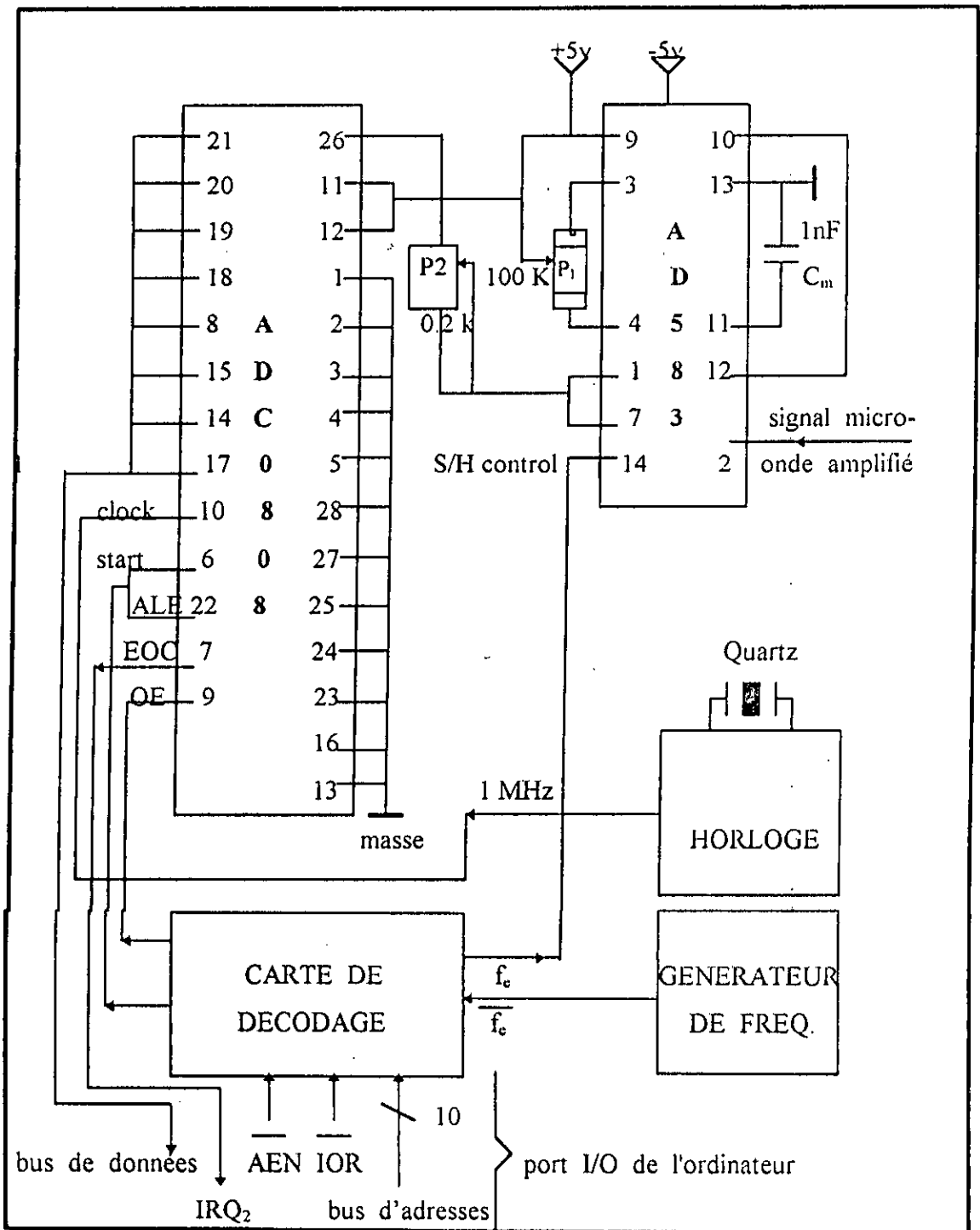


fig.3.10 connexion électrique de l'E/B et le CAN

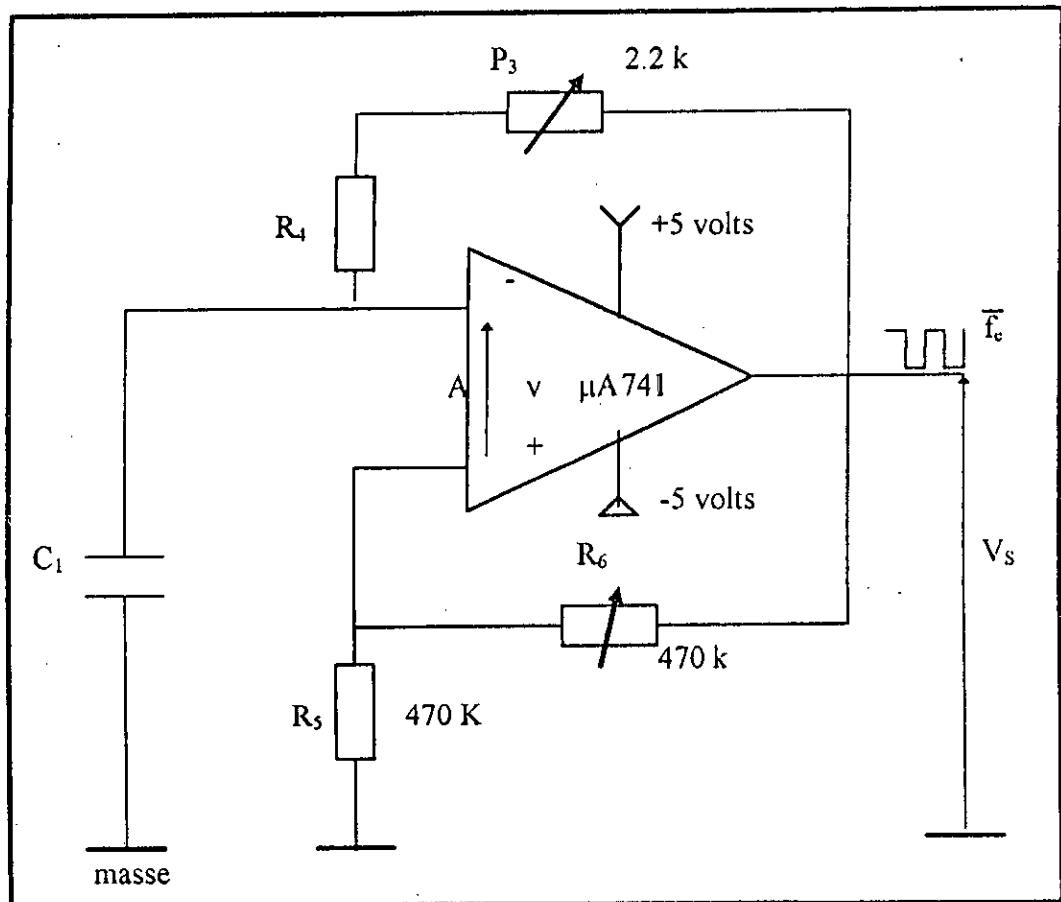


fig.3.11 générateur de fréquence

L'horloge fournissant 1 MHz est réalisée à l'aide des portes logiques et d'un quartz monté en astable (voir fig.3.12)

3.2.2.3.2.2 Signaux de commande :

Le système AD583 - ADC0808 a besoin d'un signal de déclenchement , les trois lignes : S/H control pour l'AD583 (patte 14) , START et ALE pour l'ADC0808 (pattes 6 et 22) sont issues d'une circuiterie électronique

animée par un générateur de fréquence (\bar{f}_c) et commandée directement par ordinateur.

Une autre ligne de contrôle E.O.C (fin de conversion : patte 7) fournie par le CAN qui sert d'interruption à l'ordinateur, celui ci répond à l'appel par une excitation envoyée en la direction de la ligne O.E (excitation de sortie de l'ADC0808 : patte 9) pour libérer une donnée numérique disponible et ainsi le cycle se répète autant de fois que l'on veut.

Le chronogramme donné ultérieurement de la figure 3.19 montre la bonne synchronisation assurée par l'association de l'ordinateur et la carte de décodage réalisée. cependant, on peut constater la coïncidence exacte entre les deux phases blocage et début de conversion et à la fin de cycle de conversion entre les deux séquences E.O.C et O.E.

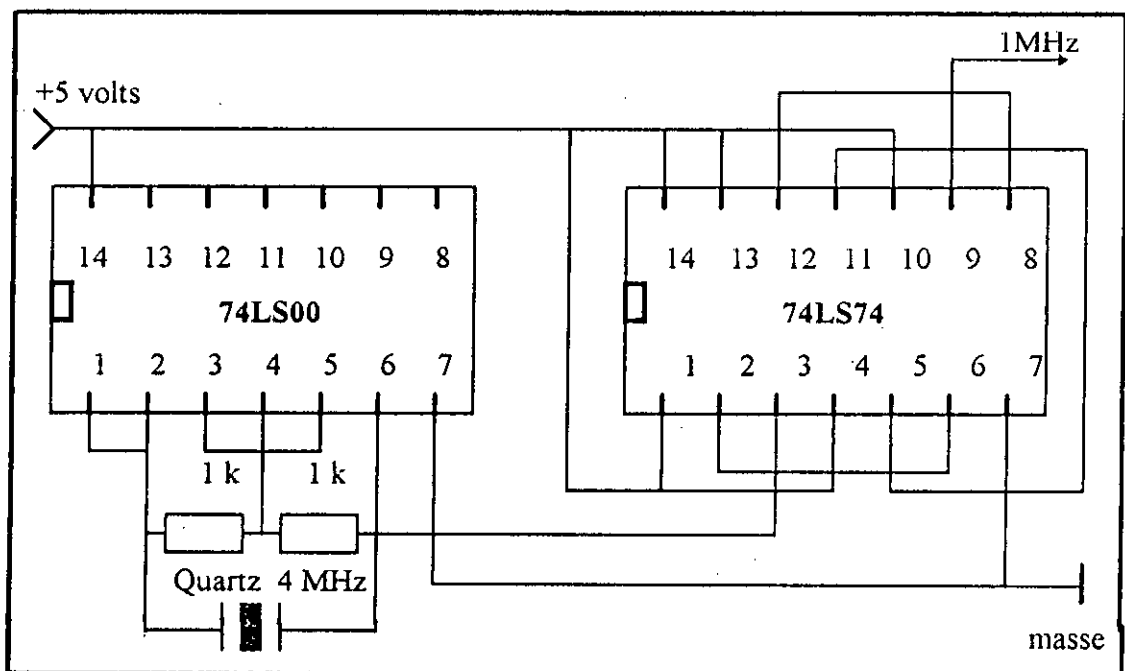


fig.3.12 circuit horloge

3.2.2.3.2.3 Calcul de la fréquence de prélèvement (f_s) :

Il est évident que dans les applications d'acquisition de données, l'échantillonnage des signaux d'entrées à cadences élevée peut générer des Mega-octets de données. A ces cadences l'ordinateur ne peut pas toujours suivre l'évolution de ces données ; il est alors nécessaire d'analyser les données en temps réel. [20]

Il faut retenir que le temps nécessaire pour le traitement d'un échantillon est la somme des temps élémentaires suivants qui découlent de la chaîne de mesure illustrée sur la figure 3.13.

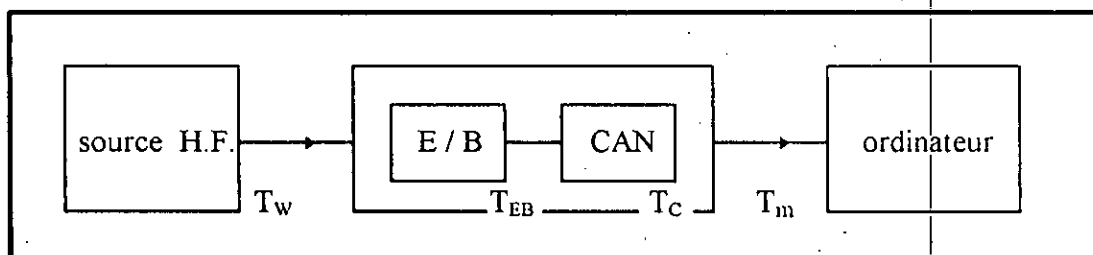


fig.3.13 schéma bloc de la chaîne d'acquisition

a) Temps de réponse de la source H.F. :

Au démarrage, le banc de mesure met un temps T_w pour que l'onde H.F. y soit complètement dégagé, le signal micro-onde est détecté après avoir été modulé au rythme d'une dent de scie utile au balayage ; aux extrémités de ce signal existe un palier de temps de quelque ms, afin de récupérer en partie le temps de réponse de la source hyperfréquence, ce qui introduit un temps T_w de retard très faible.

b) Temps de l'E/B :

$$T_{EB} = \text{temps de commande} + \text{temps d'acquisition}$$

pour le module AD583, le temps $T_{EB} \approx 4 \mu\text{s}$ (temps de commande est pratiquement négligeable devant le temps d'acquisition)

c) Temps de la conversion :

$$T_C = \text{temps de commande} + \text{temps de conversion} .$$

pour l'ADC0808, le temps $T_C = 100 \mu\text{s}$ avec une fréquence d'horloge de 1 MHz.

d) Temps de la mémorisation :

C'est le temps mis par l'ordinateur pour effectuer l'acquisition d'une mesure : $T_m = \text{temps de lecture des résultats} + \text{temps de rangement}$.

Comparé avec T_{EB} et T_C , T_m est pratiquement sans influence sur l'ordinateur si celui-ci est de technologie récente, au moins à partir de la version 80486 .

Le temps d'acquisition d'un échantillon :

$$T_e = T_w + T_{EB} + T_C + T_m = 4 + 100 = 104 \mu\text{s} .$$

Donc la vitesse d'acquisition ne peut pas excéder $\frac{1}{104 \mu\text{s}} = 9615$ échantillons par seconde, d'où la fréquence d'acquisition : $f_e = 9.6 \text{ KHz}$.

3.2.2.4 Conclusion :

La fréquence d'échantillonnage (d'acquisition) devient de plus en plus liée à la technologie des circuits intégrés, avec d'autres échantillonneurs bloqueurs (E / B) et convertisseurs analogique numérique (CAN) très performants que ceux disponibles, on aurait pu largement dépasser cette fréquence au profit de la précision.

3.2.3 Carte de décodage :

Une carte de décodage dévouée à un éventuel enfichage sur la carte mère d'un ordinateur, a besoin en fait d'un décodage d'adresses particulier obéissant à un protocole de connexion imposé par le constructeur (IBM par exemple) qui définit la manière d'emplacement d'une carte dans un des connecteur de bus I/O (d'entrées / sorties) disponibles sur la carte mère du CPU.

IBM a proposé à cet effet deux cartes prototypes vierges :

la première pour le PC de base (PCG) et XT, la seconde pour le PC/AT et ses successeurs.

La carte de décodage réalisée n'est pas identique à celle d'IBM pour des raisons qui seront ultérieurement évoquées, mais elle est inspirée à partir de la même idée de base. Et ce en tenant compte de notre objectif.

3.2.3.1 Carte prototype de PCG et PC/AT : [25]

Cette carte nécessite un emplacement long dans le PC (335.3 mm x 106.7 mm). elle est pourvue d'une partie destinée à être enfichée dans un des connecteurs de bus I/O prévus à cet effet et qui fournira tous les signaux du bus I/O (voir la description des signaux du bus I/O en annexe 6), les tensions : ± 5 , ± 12 volts et la masse.

Une grande partie de la carte est percée au pas de 2.54 mm afin de pouvoir y placer des composants normalisés du commerce, en les soudant ou en faisant des connexions de type « wire-wrap ».

IBM a réservé les adresses de port I/O H300 à 31f aux développements particuliers tel qu'il est indiqué sur la table 3.1.

adresse d'E/S (hexadécimal)	fonction
000 ... 00f	contrôleur DMA (8237A-5)
020 ... 021	contrôleur d'interruption (8259-5)
040 ... 043	temporisateur / compteur (8253-5)
060 ... 063	registre du système (8255A-5)
080 ... 083	registre de page DMA (74LS670)
0A0 ... 0BF	registre d'interruption NMI
0C0 ... 0FF	réservé
100 ... 1FF	contrôleur de disque dur
200 ... 20F	port de manche de commande (jeux)
210 ... 217	carte d'extension
220 ... 24F	réservé
278 ... 27F	seconde imprimante
2F8 ... 2FF	seconde interface série
300 ... 31F	cartes prototypes
320 ... 32F	contrôleur de disque dur
378 ... 37F	interface imprimante (parallèle)
380 ... 38F	interface SDLC
3A0 ... 3AF	réservé
3B0 ... 3BF	adaptateur monochrome et imprimante
3C0 ... 3CF	réservé
3DD ... 3DF	carte graphique
3E0 ... 3E7	réservé
3F0 ... 3F7	interface de lecteur de disquette
3F8 ... 3FF	interface série

table 3.1 table des adresses I/O pour IBM PC, PC/XT et PC/AT

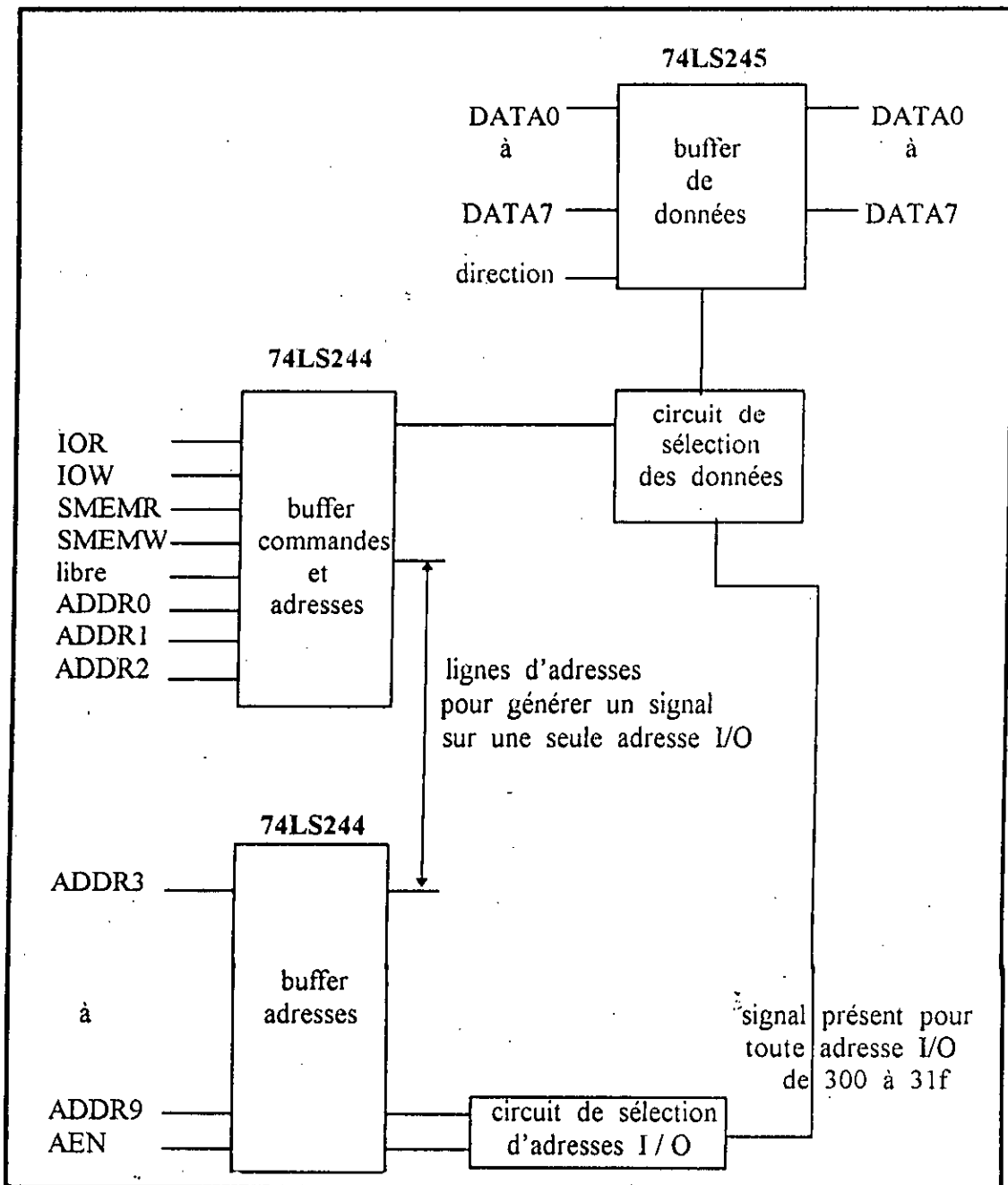


fig.3.14 diagramme de la carte prototype pour PCG et PC/XT

La carte prototype comporte un circuit de prédécodage permettant de générer un signal de sélection pour toute adresse de port I/O comprise entre H300 et 31f (voir fig.3.14). en plus elle comporte trois circuits destinés à isoler notre électronique de celle du bus I/O et à limiter ainsi le nombre de circuits connectés directement sur les circuits de celui-ci. le premier (74LS245) est bidirectionnel et permet de contrôler le transfert entre la carte et les lignes de données, les deux circuits unidirectionnels (74LS244) se chargeant du transfert des lignes d'adresse et de contrôle.

3.2.3.2 Carte prototype d'adaptateur du PC/AT :

Cette carte est physiquement différente de celle du PC de base. elle l'est par ses dimensions tout d'abord (121.9 mm par 333.25 mm), mais également par son système de connexion qui comporte les deux parties correspondant aux deux connecteurs de bus I/O de l'AT. (reporter au paragraphe 3.2.3.4.1)

La carte prototype d'adaptateur possède un circuit de présélection par les adresses du bus I/O comparable à celle du PCG, le signal de sélection est généré pour toute adresse de port I/O comprise entre H300 et 31f.

Le PC/AT peut fonctionner en mode 8 bits ou 16 bits sur le bus I/O. le circuit de sélection 8/16 bits sur la carte de la figure 3.15 permet de spécifier si la carte fonctionne en mode 8 ou 16 bits.

3.2.3.3 Problème commun aux deux cartes : (PCG - PC/XT et PC/AT)

Les circuits utilisés dans les applications n'ont pas toujours la vitesse suffisante pour satisfaire à celle du cycle I/O du PC, celui-ci est abordé dans les paragraphes suivants. La solution est de générer un signal d'« attente » qu'on placera sur la ligne I/O Channel Ready prévue à cet effet. (voir annexe 6) Le microprocesseur attendra que ces circuits soient prêts, avant de passer aux cycles suivants.

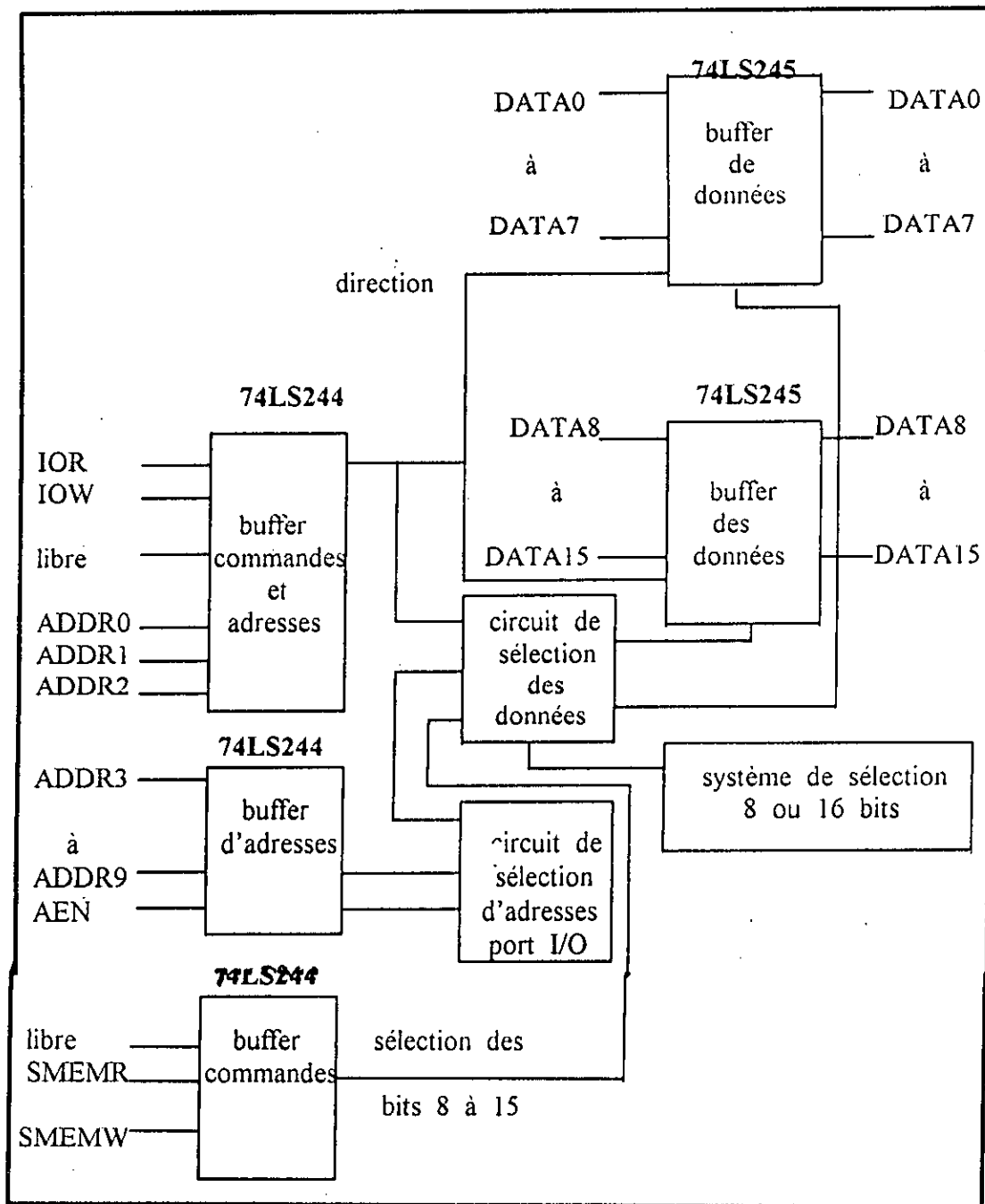


fig.3.15 diagramme de la carte prototype d'adaptation (pour l'AT)

3.2.3.4 Carte de décodage (optionnelle) réalisée :

La carte de décodage réalisée est gérée par un micro-ordinateur PC/AT et même par un PC/XT, et cela ne se réalisera qu'en s'aidant de la carte prototype d'IBM.

Notre carte est particulièrement conçue sur mesure, dépourvue des circuits buffer 74LS245 / 244 comme le montre la figure 3.16, car le CAN utilisé (ADC0808) possède des latches à sa sortie numérique déverrouillables grâce à un signal de contrôle O.E (activation de sortie).

Pour mieux comprendre le décodage, la notion de bus I/O d'IBM appliquée à notre travail mérite d'être abordée.

3.2.3.4.1 Connecteur du bus I/O (port d'entrées/sortie) :

Il est possible de connecter 8 grandes cartes d'interfaces sur le bus I/O, chaque emplacement est équipé de connecteur classique de 62 positions (voir fig.3.17), mais 6 de ces emplacements comportent un second connecteur de 36 positions (voir annexe 6) pour véhiculer les signaux supplémentaires du bus I/O de l'AT.

Quelques modifications ont été apportées à la disposition des signaux sur le connecteur à 62 positions, ce qui peut expliquer pourquoi certaines cartes d'interface ne sont plus enfichables. Le signal IRQ_2 en B_{04} a été remplacé par IRQ_9 et le système d'entrées / sorties de base : BIOS (Basic Input Output System) qui se charge de connecter une éventuelle interruption venant de la ligne IRQ_9 sur l'interruption AH (IRQ_2).

La ligne $DACK_0$ qui servait à déterminer si le système était en cycle de rafraîchissement de mémoire, est devenue une ligne bidirectionnelle. Le système effectuant ses rafraîchissements sans faire appel au DMA_0 (voir annexe 6).

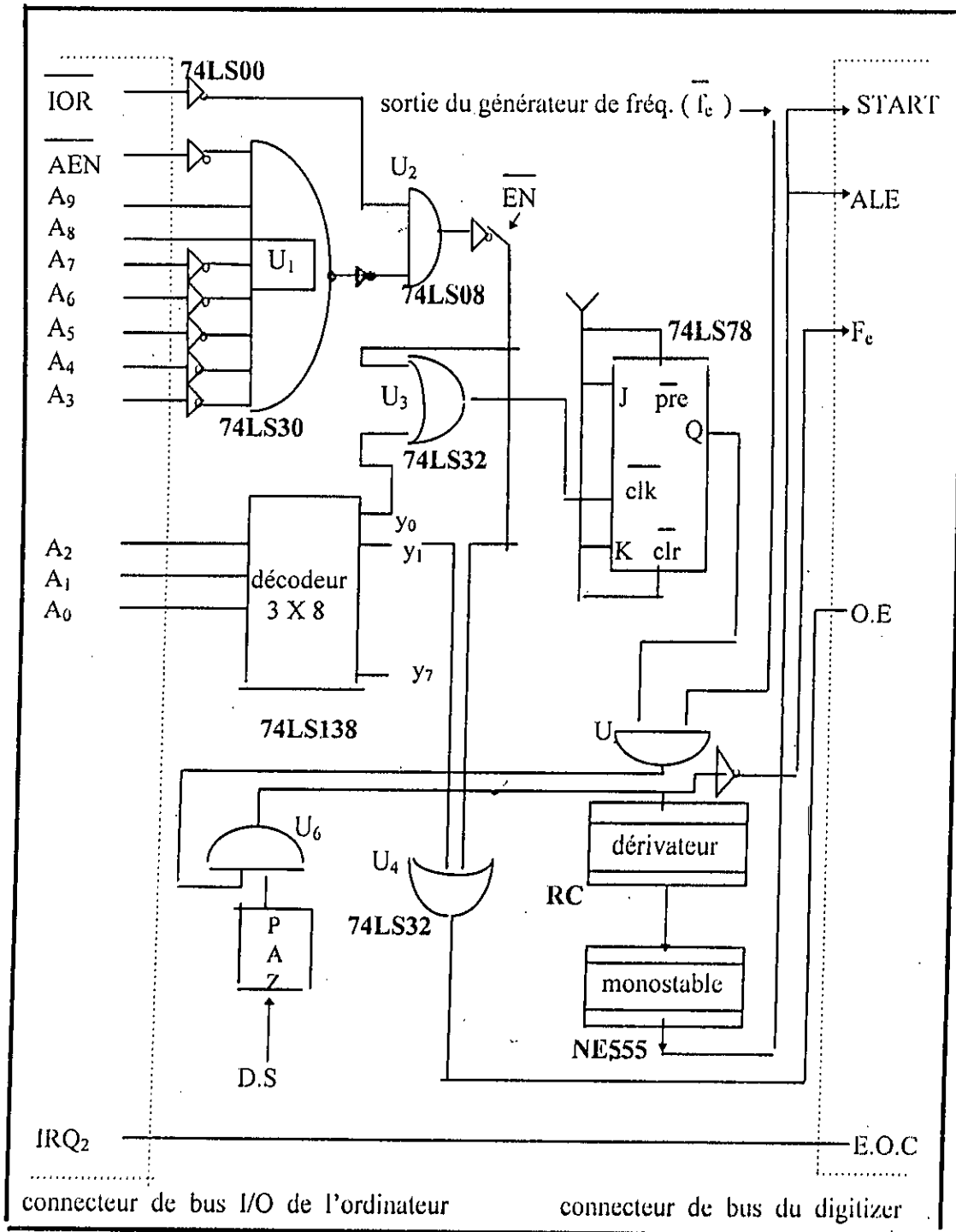


fig.3.16 carte de décodage réalisée

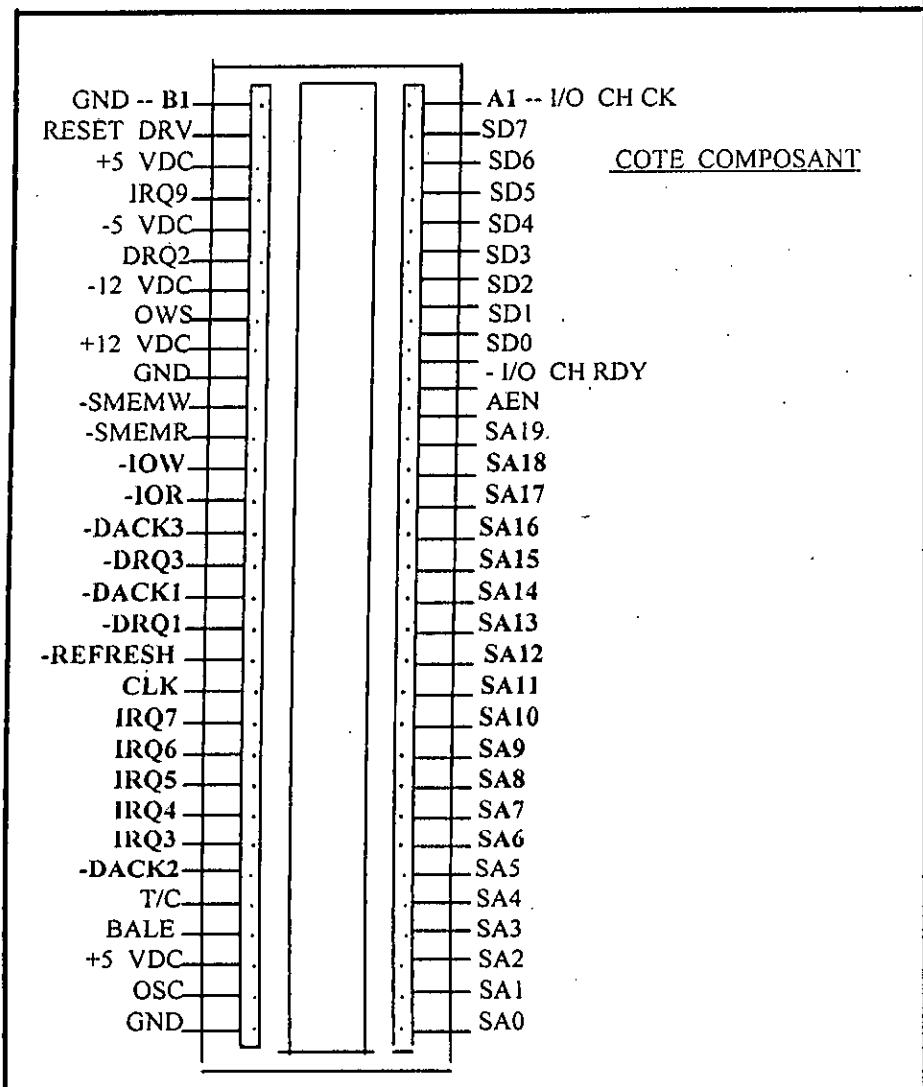


fig.3.17 connecteur de bus 62 positions. [24]

la carte graphique-couleur du PC ne peut s'enficher que dans un des deux emplacements non équipé du connecteur 36 positions.

3.2.3.4.2 Liaison par bus I/O :

Le connecteur I/O 62 positions nous fournit tous les signaux nécessaires au contrôle d'une électronique quelconque à partir d'instructions d'entrées / sorties :

- les lignes d'alimentation : ± 12 volts , ± 5 volts , GND .
- les 20 lignes d'adresse mémoire ou port I/O .
- les 8 lignes de demande d'interruption IRQ (15 pour l'AT) .
- les 3 lignes d'accès direct à la mémoire DMA (7 pour l'AT) .
- les lignes d'horloge , « I/O Channel Ready » et « Channel Check » .

Pour comparer le connecteur à 62 + 36 positions de l'AT à celui de l'XT à 62 positions , il est préférable de se reporter à l'annexe 6 pour voir ce dernier.

NB: IRQ₀ attribuée au timer et IRQ₁ n'apparaît pas sur le connecteur, elle est attribué au clavier.

Le principe de base utilisé pour lire ou écrire une donnée au travers d'une carte d'interface est la sélection de celle-ci par les lignes d'adresse du bus I/O, puis l'écriture ou la lecture sur les lignes de données accédant à la carte.

3.2.3.4.3 Sélection d'une adresse I/O :

La sélection d'une carte d'interface se fait grâce à un signal résultant de la combinaison des lignes d'adresse présentes sur le bus I/O. En effet , les signaux présents sur les lignes d'adresses peuvent avoir trois significations principales , elles peuvent être des adresses de la mémoire du PC (mode memory mapped) ou bien des adresses de port I/O (I/O mapped) , enfin elles peuvent être utilisées par le contrôleur DMA (Direct Access Memory) lors des transferts directs d'une mémoire à une mémoire.

La distinction entre les adresses mémoire et les adresses de port I/O est faite par l'utilisation des lignes MEMR , MEMW (lecture-écriture en mémoire) et IOR , IOW (lecture-écriture sur port I/O) . Pour les cartes d'interfaces ,

il est vivement conseillé d'utiliser le mode « I/O mapped » qui est la solution qu'IBM a prévu pour ce genre d'applications.

L'espace d'adresses destinées aux cartes mises au point par les utilisateurs, va de l'adresse 768 à 799 (en hexa entre 300 et 31F). (voir table 3.1) Ceci n'est pas une obligation, mais il faut prendre garde à ne pas utiliser une adresse de port déjà utilisée par un autre dispositif du PC. Si on se maintient dans l'espace conseillé, les lignes d'adresses A_0 à A_9 deviennent suffisantes. Le principe de sélection d'une carte comprendra donc les lignes suivantes :

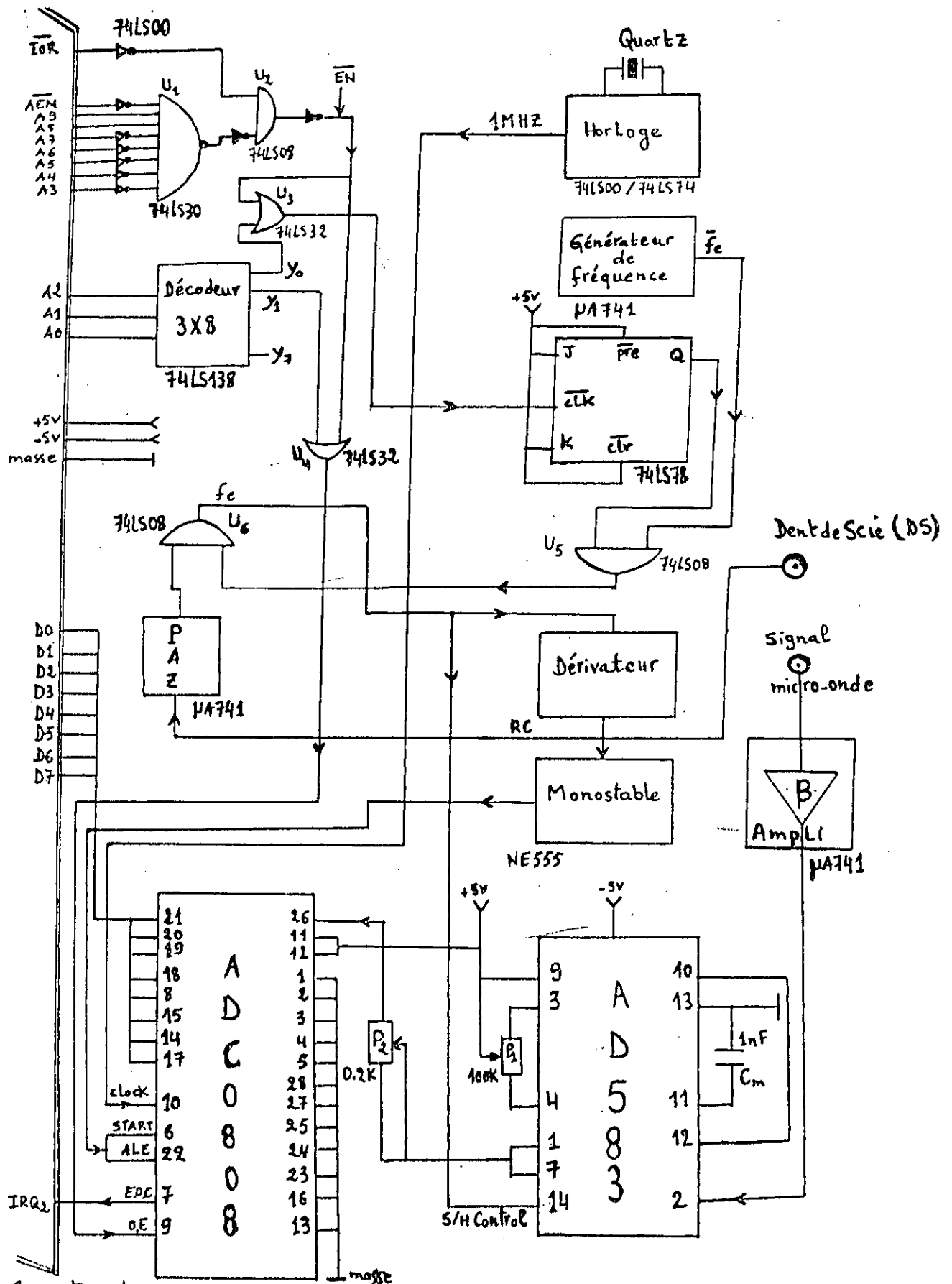
- les lignes d'adresse bit 0 à bit 9.
- la ligne IOR ou IOW selon que l'on désire effectuer une lecture ou une écriture.
- la ligne AEN est utilisée pour éviter toute confusion entre les adresses mémoire et des I/O du PC.

3.3 Carte d'interface réalisée :

Une fois la mise au point des deux cartes de digitalisation et de décodage achevée et après leur avoir séparément fait subir des tests, on assemble judicieusement ces deux cartes de sorte que l'ordinateur soit le maître qui ordonne le déclenchement de l'acquisition et la carte de digitalisation reçoit les ordres et les exécute par l'intermédiaire de la carte de décodage tel qu'indiqué sur la figure 3.18.

3.3.1 Description du fonctionnement de la carte d'interface :

L'adresse H300 est prise dans notre application comme adresse d'origine du port I/O allouée à la carte d'interface d'acquisition, il s'agit donc des signaux de sélection générés pour le contrôle de l'acquisition (digitalisation + lecture et mémorisation des données par le micro-ordinateur).



Connecteur de bus I/O de l'ordinateur

fig.3.18 schéma électrique de la carte d'interface

Ces signaux sont issus d'un signal de présélection $\overline{\text{EN}}$ ayant pour rôle de servir d'adresse spécifique de l'interface.

La seule combinaison de bits d'adresse qui doit donner le signal de présélection pour une adresse d'origine H300 est la suivante :

ligne :	A ₉	A ₈	A ₇	A ₆	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀
niveau :	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
hexa :	3		0				0			

Le décodage dans cette bande (H300---H31f) est généralement confié au 5 bits: A₄, A₃, A₂, A₁ et A₀, mais le choix dépend de l'application en cours.

Le signal de présélection est tout d'abord récupéré sur la sortie de la porte AND (U₂) comme l'indique la figure 3.18, il doit être le résultat logique des condition :

$$\overline{\text{A}_3} \text{ and } \overline{\text{A}_4} \text{ and } \overline{\text{A}_5} \text{ and } \overline{\text{A}_6} \text{ and } \overline{\text{A}_7} \text{ and } \overline{\text{A}_8} \text{ and } \overline{\text{A}_9} \text{ and } \overline{\text{AEN}}.$$

Tous regroupées à l'entrée d'une porte AND à 8 entrées (U₁), la sortie est combinée avec la ligne de lecture d'entrées/sorties (IOR) dans U₂ puis inversée pour donner le signal de présélection $\overline{\text{EN}}$ qui va à son tour s'associer avec le premier signal délivré par le circuit décodeur (74LS138) et généré de la combinaison des 3 lignes A₂, A₁ et A₀ que l'on a choisi pour le décodage dans la bande 300--31f Hexa.

Le signal résultant de cette association sur la sortie de la porte OR (U₃) représentant la première adresse H300 se dirige directement vers la broche $\overline{\text{clk}}$ d'une bascule JK (74LS78), la sortie de celle-ci se regroupe avec la fréquence d'échantillonnage inversée (f_c) dans une porte AND (U₅), ce qui donne un signal de synchronisation disponible qu'au moment voulu par l'expérimentateur. Cependant, ce signal s'inverse d'un côté en donnant f_c pour attaquer la broche E/B control du circuit E/B (AD583) et ainsi l'échantillonnage s'amorce.

De l'autre côté, il s'injecte dans un circuit dérivateur (RC) afin d'exciter un multivibrateur monté en monostable (à base de NE555) pour obtenir un signal rectangulaire de commande dont la largeur est réglable pouvant enfin activer le CAN (ADC0808) via les deux lignes START et ALE. et ainsi la conversion analogique numérique s'entame avec un certain retard par rapport à l'échantillonnage. le chronogramme de la figure 3.19 illustre ce cadencement lors de la digitalisation.

Une fois la conversion achevée, un signal de fin de conversion (E.O.C) libéré par le CAN inaugurer la phase de saisie des données par simple avertissement à l'égard de l'ordinateur, à travers la ligne de demande d'interruption IRQ_2 (plus prioritaire). Dès lors l'ordinateur est prêt à agir sur le décodeur (74LS138), ce dernier fournira alors son deuxième signal y_1 qui, en combinaison avec le signal de présélection \overline{EN} dans une porte OR (U_4); permet d'avoir un signal porteur de l'adresse H301 sensé valider les latches de sortie numérique de l'ADC0808 via la ligne O.E, il libère cette donnée sur le bus de données. L'ordinateur se charge cependant de la lecture et de la mémorisation. Et ainsi l'opération se répète autant de fois que l'on désire.

Il faut noter que le nombre de prélèvements faits sur le signal micro-onde est fixé par l'ordinateur grâce à la bascule JK (74LS78) qui joue le rôle d'une cellule mémoire, elle maintient l'ordre de déclenchement de digitalisation provenant de l'ordinateur jusqu'à un nouvel ordre de désamorçage de cette opération. Par conséquent dès que la saisie des données est terminée, la carte d'interface sera mise hors jeux par l'ordinateur qui entame le traitement et l'analyse des données.

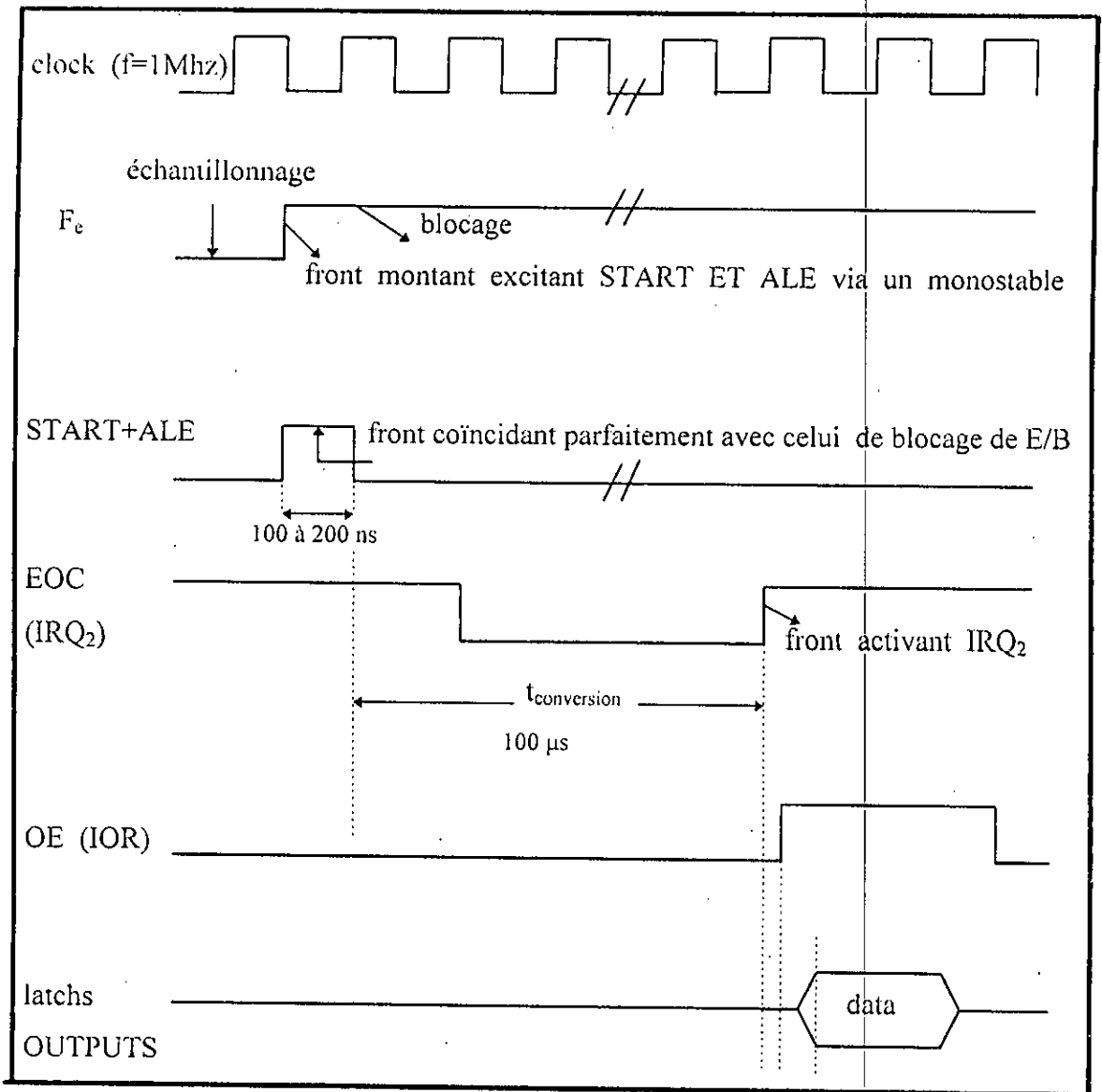


fig.3.19 chronogramme de la lecture d'une donnée numérique (data)

3.3.2 Problème de synchronisation lié à la nature du signal micro-onde :

Il faut se rappeler que le signal micro-onde traité est préalablement modulé au rythme d'un signal carré, puis wobulé par un signal dent de scie (D.S), donc il n'a pratiquement rien en commun avec les signaux électriques en B.F. Cependant sa période est réduite à la moitié de celle du signal carré

correspondant à l'état haut de ce dernier. Reste à voir l'allure de la D.S, qui n'est pas tout à fait régulière (voir fig.3.20), or elle présente des paliers de tension à son départ à 0 v et à son arrivé 10 v, ce qui laisse conclure que la présence de l'onde micro-onde se limite davantage, elle l'est uniquement pendant l'évolution de la rampe ascendante de la D.S de 0 v à 10 v.

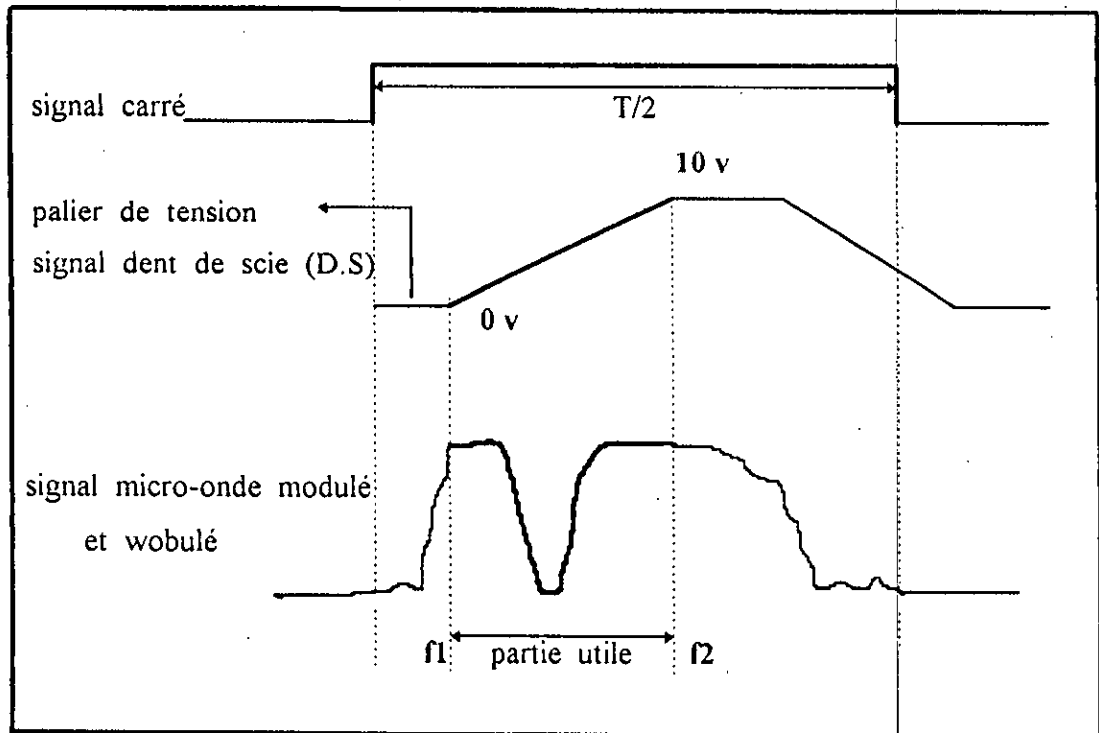


fig.3.20 génération du signal micro-onde

L'acquisition étalée sur toute la période du signal carré de la modulation représente une surcharge en matière de données acquises et un risque de saisir également des points insignifiants situés hors de la portion utile du signal micro-onde. Pour y remédier, il faut que l'acquisition soit initiée simultanément avec la première borne de la bande de fréquence choisie F_1 , pour cela on a tenté au début d'utiliser les deux marqueurs M_1 et M_2 moyennant un circuit mémoire tampon basé autour d'une bascule JK pour débloquer finalement l'ordre de

déclenchement. Mais, il s'est avéré après plusieurs tentatives que l'ordre est rarement respecté, du fait que la largeur des deux marqueurs est limitée pour que le circuit tampon TTL puisse réagir à l'excitation. Une autre solution a été adoptée. On a opté pour un circuit détecteur de passage à zéro PAZ (voir fig.3.21), qui fera en sorte que l'acquisition soit déclenchée avec le début de la montée de la DS coïncidant avec la fréquence $F1$ et soit arrêtée à son arrivée au sommet correspondant à la fréquence $F2$, obtenue à partir d'un programme élaboré pour le circuit PAZ.

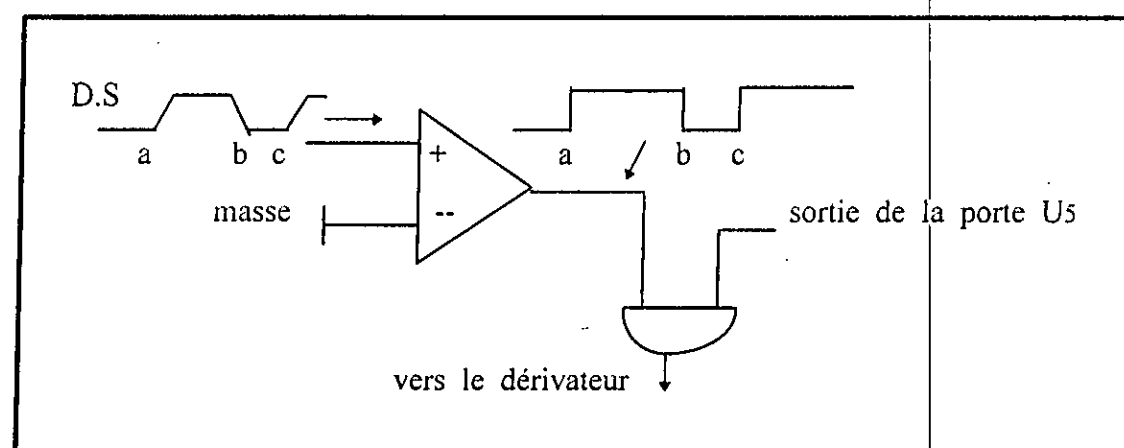


fig.3.21 circuit détecteur de PAZ.

Dés lors, la carte a été finalement dotée d'un circuit électronique qui contribue directement à l'élaboration d'un ordre d'amorçage pour l'acquisition et Dorénavant même si l'ordinateur donne cet ordre, il reste inaboutissant, si on n'agit pas sur un actionneur (bouton Coup/Coup) sur le wobulateur qui fait envoyer une seule période du signal micro-onde à chaque action. celui-ci avec son signal de synchronisation et en même temps son signal de balayage (D.S) seront affectés aux deux entrées disposées sur la carte d'acquisition, la première est attribuée à la saisie du signal micro-onde et la deuxième est réservée au signal de synchro (D.S) qui s'achemine via le petit circuit électronique conçu pour arriver à fixer le début de l'acquisition correspondant à l'endroit où le signal micro-onde existe, afin que les points prélevés y soient en totalité concentrés.

Chapitre : 4

Gestion Des Données Et Résultats Expérimentaux.

4.1 Introduction :

Le suivi minutieux de l'écoulement des données de provenance d'un périphérique extérieur par rapport à l'ordinateur et leur manipulation sont impérativement confiés à des techniques softwares mures et adéquates, une anomalie si minime soit-elle peut réduire ces efforts.

Donc, une définition d'une bonne technique s'impose dans ce contexte, raison valable pour mettre en évidence quelques points essentiels concernant la liaison : banc de mesure (périphérique) -- interface -- ordinateur, tels que les instructions particulières du port I/O et le software de la communication entre ordinateur et interface.

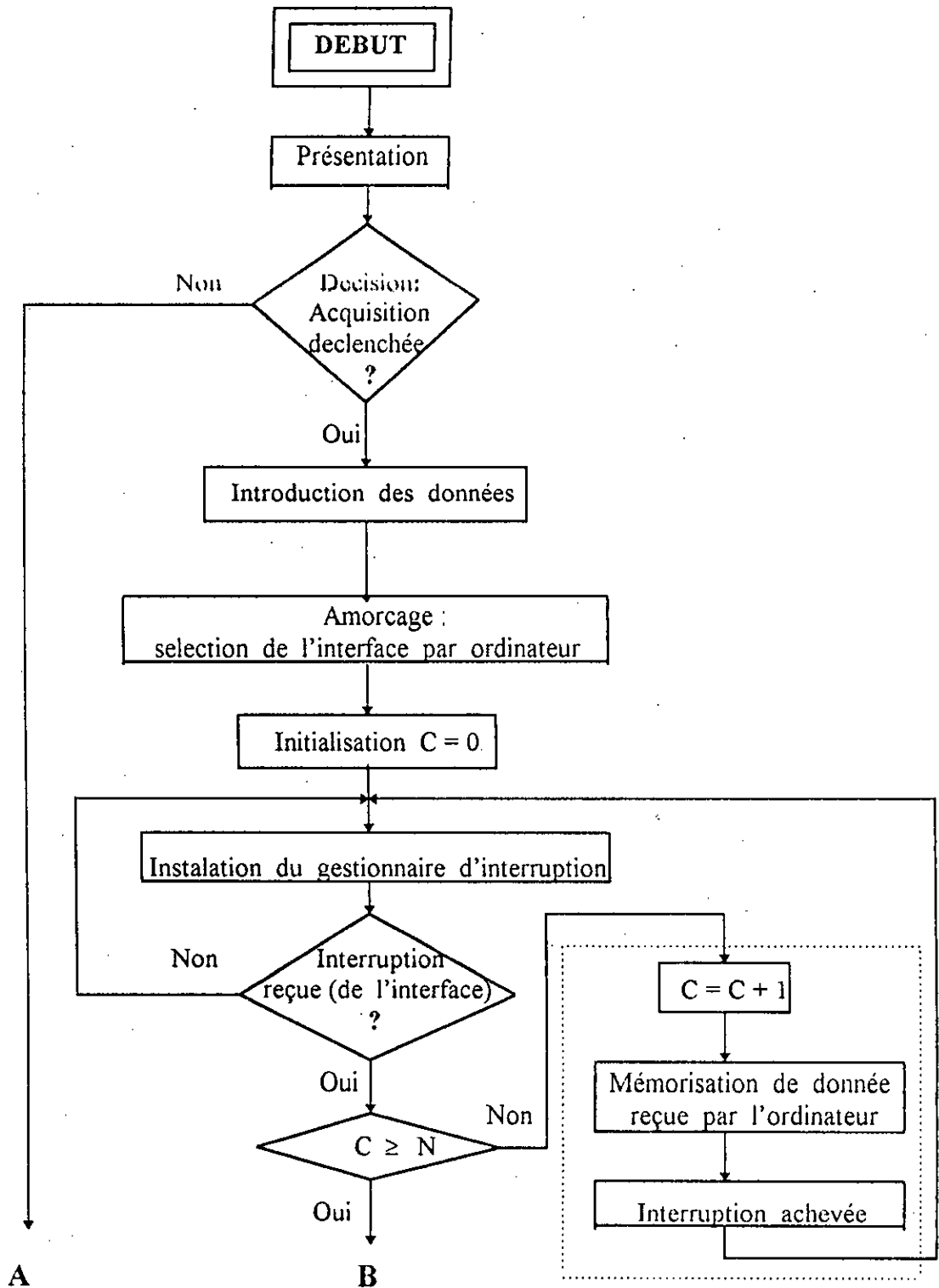
Ce chapitre sera également consacré aux résultats expérimentaux obtenus au cours de plusieurs essais sur différents échantillons et leur interprétation dont les performances dépendent directement de celles du hard et de soft de cette interface.

4.2 Définition de la stratégie de gestion :

Arriver à définir une stratégie n'est possible qu'en la présence de toutes les données mises en jeux par la procédure d'acquisition toute entière. En se basant sur cette vision, on a aboutit à une stratégie s'articulant autour d'une philosophie de base qui est celle du dialogue entre trois partenaires : ordinateur, opérateur et interface où se déposent les données à manipuler, moyennant une technique très efficace consistant en l'envoi d'une interruption matérielle (hardware) sur l'une des lignes de demande d'interruption IRQ.

Les trois partenaires obéissent à la même suite logique des actions qui doivent se faire au cours de l'acquisition, l'architecture de cette dernière est illustrée dans la figure 4.1.

ORGANIGRAMME



Sous prog. de traitement d'interrup.

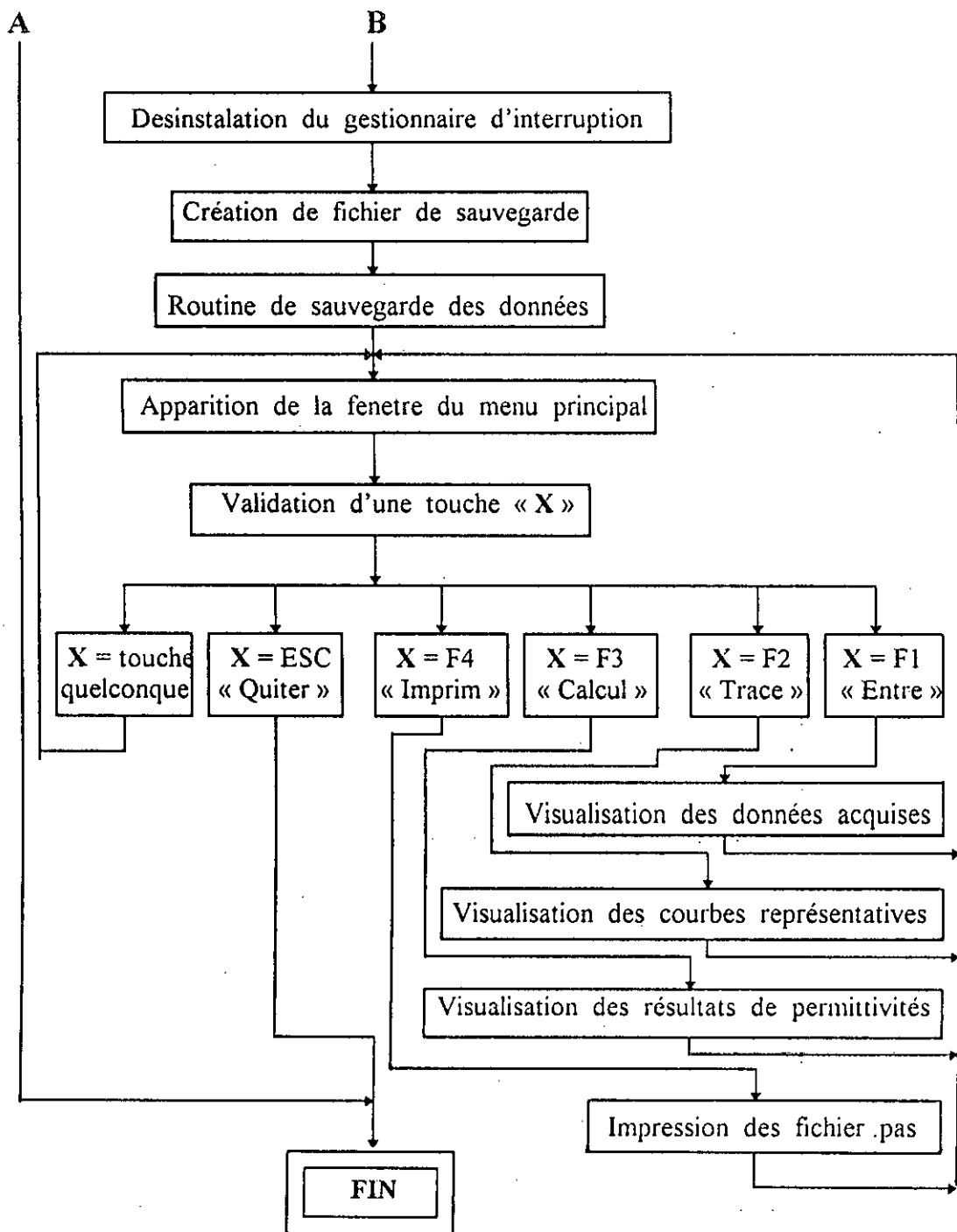


fig.4.1 organigramme du logiciel de gestion des mesures.

... 1) Phase de préparation du périphérique :

C'est l'opérateur qui s'en charge, elle consiste à faire des réglages très fins de la bande de fréquence de travail, agir sur les vis d'adaptation du banc micro-onde pour prélever le bon signal H.F à acquérir, puis le visualiser avec la D.S et vérifier la concordance entre les deux, ensuite lire la durée de la montée de la D.S de 0 à 10 v et enfin les injecter via les deux entrées de la carte de digitalisation.

... 2) Phase d'amorçage de l'acquisition :

L' amorçage est donné par les deux partenaires , opérateur et ordinateur vers l'interface , et ainsi le système est initialement mis sous tension , ensuite ne s'entame le premier cycle qu'à l'actionnement du bouton Coup/Coup sur le wobulateur.

... 3) Phase de digitalisation :

Cette phase est attribuée à l'interface qui génère une interruption matérielle (E.O.C) destinée à l'ordinateur qui répond à cette demande en acceptant la donnée disponible sur le bus de données.

... 4) Phase d'arrêt de la digitalisation :

Ce point d'arrêt marque la déconnexion entre l'ordinateur et son amont (interface) et rend la main à l'ordinateur.

... 5) Phase d'analyse des données :

Ce travail est accompli grâce à un logiciel confié au partenaire ordinateur seul. Cette phase se termine avec la parution d'une fenêtre présentant un menu d'options de choix offrant à l'opérateur la possibilité d'exploiter les résultats obtenus.

... 6) Phase de visualisation :

Après l'analyse, reste la visualisation des résultats et les constats et même les courbes représentatives. Et ceux-ci ne se réaliseront qu'avec la collaboration des deux partenaires restant, opérateur et ordinateur.

... 7) Phase d'arrêt de l'acquisition :

Seul l'opérateur peut décider cet arrêt, l'ordinateur n'a qu'à exécuter l'ordre et ainsi se termine l'histoire de l'acquisition.

4.3 Technique d'interruption matérielle :

Le dialogue d'une interface avec l'ordinateur peut se faire de trois manières différentes :

- ... 1. Sous contrôle total de l'ordinateur.
- ... 2. Sous demande (interruption) de l'interface.
- ... 3. Sans contrôle de l'ordinateur, le DMA.

La technique choisie pour l'application en cours, est la deuxième du fait qu'elle convient plus que les autres à l'objectif visé. L'annexe (6) présente les deux techniques de gestion restant. Pour en avoir une idée claire sur la manière de dialoguer sous demande d'interruption venant de l'interface, une définition des lignes de demande d'interruption IRQ ainsi que leur contrôleur (8259) qui les génère seront inévitables.

4.3.1 Contrôleur d'interruption 8259 :

Il y'a 8 lignes de demande d'interruption, IRQ₀ à IRQ₇. celles-ci sont reliées à un contrôleur d'interruption sur la carte processeur, qui génère automatiquement des vecteurs pour les sous-programmes de traitement d'interruption.

Le contrôleur d'interruption contient d'un coté un registre spécialisé (registre de commande) dont chaque ligne d'interruption IRQ correspond à un bit dans ce registre et à chacun de ceux-ci une adresse de la mémoire vive. Et d'un autre coté, il existe aussi un registre de masque qui permet de désamorcer certaines interruptions matérielles. Chacune des 8 lignes d'interruption que chaque contrôleur gère, est associée à un bit du registre de masque : le bit 0 est attribué à la ligne IRQ₀, le bit 1 à la ligne IRQ₁ ... etc. On peut désamorcer ces lignes, en indiquant la valeur de masquage à l'adresse de port 21h (premier 8259) ou A1h (deuxième 8259). Pour cela il y'a lieu de se reporter à la table 4.1.

Port	Significations
20h	1 ^{er} 8259 : Commande
21h	1 ^{er} 8259 : Masque
A0h	2 ^e 8259 : Commande
A1h	2 ^e 8259 : Masque

Table 4.1 contrôleur d'interruption 8259.

Il faut noter que les PC IBM et PC XT ne possèdent qu'un seul contrôleur 8259 et en conséquence 8 lignes IRQ. Par contre les PC AT disposent de deux contrôleurs 8259, ce qui fait que le nombre des lignes IRQ passe à 16 lignes (voir les tables 4.2 et 4.3).

Il est évident que la ligne IRQ₂ sur le connecteur 62 positions du PC XT à été remplacée par la ligne IRQ₉ du second 8259 dans le cas du PC AT , et cela est réalisé par une nouvelle direction de cette dernière vers la ligne IRQ₂. Par conséquent , l'interface réalisée est enfichable sur les deux types d'ordinateur.

Ligne IRQ	Usage
NMI	Parity (interruption non masquable)
0	Timer
1	Key board
2	reserved (Standard Trans-Net interrupt)
3	Asynchronous communications (secondary) SDLC communications BSC (secondary) Optional Trans-Net interrupt
4	Asynchronous communications (primary) SDLC communications BSC (primary) Optional Trans-Net interrupt
5	Fixed disk
6	Diskette
7	Printer

Table 4.2 lignes IRQ pour IBM PC et PC XT

Contrôleurs d'interruption		Usage
CTLR1	CTLR2	
IRQ	IRQ	
0		Timer output.
1		Keyboard (output buffer full).
2		interrupt from CTLR2.
	8	Real-time clock interrupt.
	9	Software redirected to INT 0AH (IRQ2).
	10	Reserved.
	11	Reserved.
	12	Reserved.
	13	Coprocessor.
	14	Fixed disk controller.
	15	Reserved.
3		Serial port 2 . (Optional Trans-Net interrupt).
4		Serial port 1 . (Optional Trans-Net interrupt).
5		Parallel port 2 . (Optional Trans-Net interrupt).
6		Diskette controller.
7		Parallel port 1.

Table 4.3 lignes IRQ pour PC AT

4.3.2 Lignes de demande d'interruption IRQ (Interrupt ReQuest) :

Chaque contrôleur 8259 supervise 8 lignes IRQ :

<u>Ligne</u>	<u>Adresse</u>	<u>Périphérique</u>
IRQ ₀ →	08 →	Horloge système.
IRQ ₁ →	09 →	Interruption clavier.
IRQ ₂ (ou IRQ ₉) →	0A →	Réservé.

IRQ ₃	→	0B	→	2 ^e port série Com 1.
IRQ ₄	→	0C	→	1 ^{er} port série Com 1.
IRQ ₅	→	0D	→	Interruption disque dur.
IRQ ₆	→	0E	→	Interruption disquette.
IRQ ₇	→	0F	→	Interruption imprimante.

Il est clair que les deux premières lignes d'interruption IRQ₀ et IRQ₁ sont très utiles au fonctionnement du système CPU (Central Processor Unit), l'opérateur ne peut en aucun cas les utiliser sauf dans des cas très particuliers.

En effet, l'affectation de rangs de priorité aux différents périphériques, varie suivant les modèles de PC. D'une manière très générale, on peut toutefois indiquer que le périphérique affecté à la ligne IRQ₂ correspondant au bit 2 du registre de masque, est le plus prioritaire comparé aux autres affectés aux lignes IRQ₃ à IRQ₇.

4.3.3 Principe d'interruption hardware IRQ₂ :

La demande d'interruption IRQ₂ se trouve la plus privilégiée comparée aux interruptions qui la succèdent. Elle consiste à interrompre le fonctionnement de l'ordinateur en plein travail et l'oblige à obéir aux instructions du sous-programme affecté à la case mémoire réservée à la ligne IRQ₂, puis après avoir exécuté le contenu, l'ordinateur reprend son fonctionnement précédent. La technique utilisée a la réputation de détourner des interruptions dévouées par construction à des tâches spécifiques indispensables, vers des tâches particulières. On peut donner l'exemple de la ligne IRQ₁ réservée spécialement pour le clavier par le fabricant, un simple détournement sur cette ligne peut priver le clavier de sa tâche qui est la bastion de communication entre l'opérateur et l'ordinateur.

4.4 Séquence de processus de gestion d'acquisition :

4.4.1 Présentation du processus :

L'acquisition des données souhaitée est entièrement supervisée par l'ordinateur grâce à un logiciel taillé sur mesure et mis au point après plusieurs tentatives de perfectionnement.

Une fois, le logiciel amorcé, il laisse le libre choix à l'opérateur de décider de déclencher ou non l'acquisition.

Dès que l'accord est donné par l'expérimentateur, l'ordinateur active via la carte de décodage, la ligne START de l'ADC0808, ensuite procède immédiatement à l'installation du gestionnaire d'interruption, au cours de laquelle, il y'aura lieu d'une sauvegarde des contenus de l'adresse mémoire attribuée à la ligne d'interruption sensée être activée (adresse 08 attribuée à IRQ_2 , par exemple) et de celle du registre de masque (21h du contrôleur 8259). Ensuite, cette opération est suivie d'un chargement d'un coté de l'adresse du sous programme de traitement d'interruption (chargé de la réception de données et leur mémorisation dans l'ordinateur) dans l'adresse mémoire en correspondance avec la ligne ayant été excitée (IRQ_2 , par exemple), et de l'autre coté de l'ordre de priorité de l'interruption en question dans le registre de masque.

Cependant l'ordinateur reste en attente d'une demande d'interruption provenant de l'interface et c'est précisément la ligne E.O.C de l'ADC0808 de la carte de digitalisation. Dès l'arrivée de cette demande, l'ordinateur est forcé de charger l'adresse du sous programme de traitement d'acquisition contenue dans l'adresse mémoire allouée à la ligne d'interruption activée (adresse mémoire 08 allouée à IRQ_2 , par exemple), dans le PC (un compteur de programme contient l'adresse de l'instruction à exécuter

prochainement dans un programme) après avoir sauvegardé son contenu au préalable, qui est bien l'adresse de l'instruction au moment où la demande d'interruption est parvenue.

L'exécution de l'instruction chargée dans le PC sera un saut vers le sous programme de traitement d'interruption, cependant l'ordinateur renvoie un accusé de réception à travers la ligne O.E de l'interface en signe d'acceptation et ainsi il reçoit la première donnée numérique.

Mais comment le contrôleur d'interruptions 8259 peut-il savoir qu'un appel d'interruption est achevé ? il dispose à cet effet à l'adresse 20h, le registre de commande qui permet à un programme (ou à une routine d'interruption) de communiquer avec le 8259. Lorsqu'une interruption déclenchée par l'électronique reliée au 8259 a terminé son travail, on doit envoyer sur ce port de la valeur 20h un code appelé code E.O.I (fin d'interruption, End Of Interrupt). Le 8259 est ainsi averti que le traitement d'interruption est terminée et que la prochaine peut être appelée. Et ainsi cette séquence se répète autant de fois que la fréquence d'échantillonnage.

Une fois le nombre de prélèvements atteint, l'ordinateur procède à la désinstallation du gestionnaire d'interruption, en restituant les contenus originaux des registres du 8259. Cette séquence marque en fait le « divorce » entre l'ordinateur et l'interface d'acquisition, un circuit mémoire monté à cet effet en bascule T (à base d'une bascule JK) assure l'exécution de cet ordre provenant de l'ordinateur (voir fig 3.16, chap.3).

Toutefois, l'ordinateur entame la phase de traitement et d'analyse de données, afin de présenter des résultats sur demande de l'opérateur.

4.4.2 Représentation temporelle des instructions d'accès au port I/O :

Il est évident que le processeur ne peut exécuter qu'une seule instruction à la fois, cette séquence implique la chronologie et donc le temps.

Et pour comprendre cette évolution dans le temps, il est important de mettre en évidence quelques notions utiles :

... L'exécution d'une instruction est une suite séquentielle d'opérations.

... Cette séquence temporelle d'opérations est structurée en une série de cycles machines.

... Les cycles machines sont divisés en états, un état correspondant à une période horloge.

La figure 4.1 illustre cette distribution temporelle accomplie lors d'une lecture.

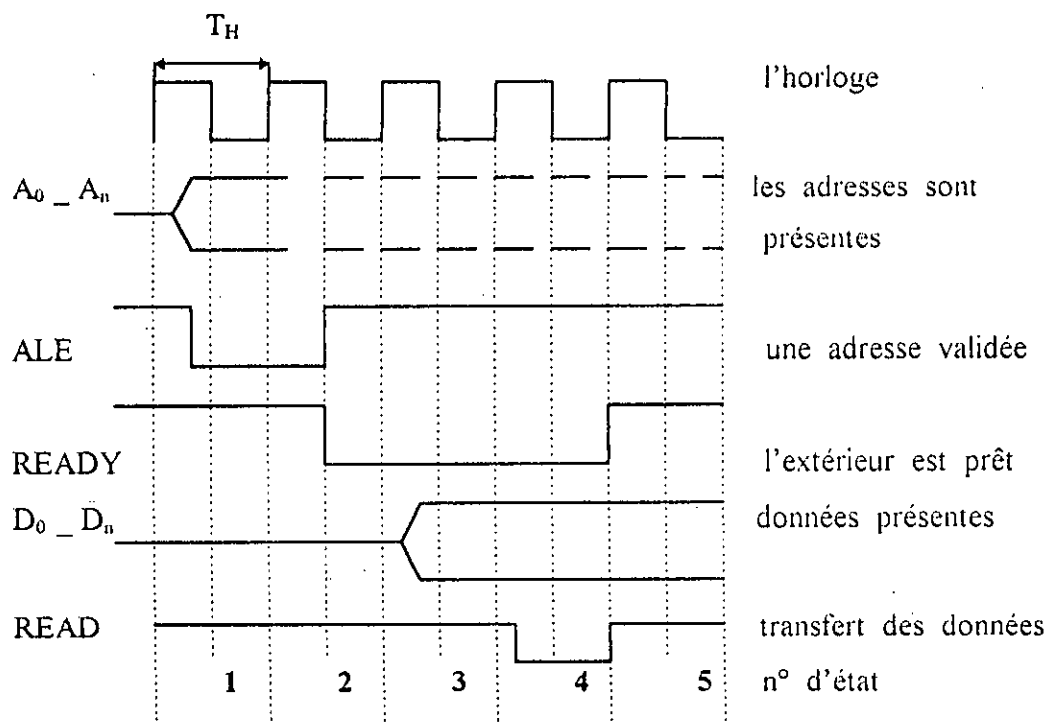


fig 4.2 Evolution temporelle des signaux pendant un cycle.

Les différents états possibles réalisant une opération d'écriture ou de lecture sur un port I / O avec l'instruction `Port [adresse]` en langage Turbo Pascal par exemple, sont :



- ... 1. Placer une adresse sur le bus des adresses.
 - ... 2. tester l'état « prêt » de périphérique. Ce temps est aussi mis à profit pour incrémenter le registre PC (compteur de programme).
 - ... 3. Réaliser un ou des états d'attente si nécessaire. Ceci peut arriver lorsqu'une interface de périphérique vient accéder aux mémoires.
 - ... 4. Passer à l'action lire ou écrire qui est définie par l'état des lignes READ ou WRITE dans le bus de contrôle.
 - ... 5. Effectuer une opération avec l'unité arithmétique et logique (ALU).
- Par conséquent, on peut dire qu'une instruction de lecture ou d'écriture durera approximativement 5 périodes d'horloge du processeur.

4.5 Insertion de la carte d'acquisition :

Il est connu que l'enfichage de circuits sur le châssis de l'ordinateur entraînaient des problèmes de rayonnement et de boucle de masse, pour cela, on déportait la carte d'instrumentation et son alimentation à l'extérieur du châssis de l'ordinateur. De nos jours, les fabricants des ordinateurs ont pratiquement tout prévu pour l'insertion directe des cartes à l'intérieur de l'ordinateur, avec bien entendu des recommandations et des conseils d'ordre techniques à suivre :

- 1. pour que la connexion ordinateur-carte puisse se réaliser, notre carte dispose d'un double connecteur adapté au standard de bus IBM « ISA » et même « EISA » adoptés par IBM;
- 2. un test préliminaire d'un éventuel court-circuit à faire sur le double connecteur de la carte est nécessaire grâce à un ohm-mètre;
- 3. déconnexion de l'alimentation avant d'ouvrir le « PC » par simple glissement du châssis vers l'arrière, après avoir enlevé les vis de fixation;
- 4. prendre la carte avec précaution et ne jamais toucher aux pistes du connecteur;
- 5. insérer la carte fermement dans une fente libre (éventuellement dans la fente recommandée par le constructeur) en la tenant solidement par la partie supérieure;
- 6. fixer la carte au châssis au moyen d'une vis, puis remettre le couvert.

4.6 Conditions de test :

Les tests devraient être effectués dans les conditions normales de la température (25°C) et de la pression, afin que les résultats obtenus ne divergent pas trop de ceux inscrits sur la fiche technique du matériaux, donnés souvent à la température ambiante 25°C.

Les tests s'effectuent après dix minutes de chauffage des générateurs hyperfréquences pour la stabilité du système. L'expérience montre qu'il vaut mieux faire les mesures dans les deux heures qui suivent. Enfin il y'a lieu de choisir un support d'échantillon dont les dimensions sont très petites devant celles de la cavité.

Parmi les capillaires disponibles, celui de 5 μ l ou de 20 μ l entraînent un faible décalage de la fréquence de résonance de la cavité. (voir fig.4.3)

4.7 Test et résultats expérimentaux :

Dans ce paragraphe, on compte faire des tests, d'abord avec la procédure manuelle au moyen d'une table traçante et ensuite avec l'ordinateur, puis les deux résultats seront confrontés afin de constater la rapidité dans le temps de la deuxième méthode ainsi que sa fiabilité qui est relativement proche de la première, ce qui rend le test numérique très significatif à la caractérisation d'ordre professionnel des matériaux.

4.7.1 Test manuel (sans ordinateur) :

4.7.1.1 Principe :

Dans ce test, le calcul de la permittivité relative s'effectue après avoir procédé aux étapes suivantes :

1. insertion du capillaire dans le trou de la cavité.
2. mettre le commutateur « MODE » de la base de wobulation sur « LENT ».
3. prise des relevés graphiques sur une table traçante.

4. repérage et lecture graphiques sur les relevés, des fréquences f_0 et f_1 des deux dips d'absorption, puis les fréquences f_{01} , f_{02} et f_{11} , f_{12} repérées à mi-hauteur correspondant aux deux essais à vide et avec échantillon respectivement.

5. calcul de la grandeur G_{020} en consultant les fonctions de Bessel données en

annexe 2. :

$$G_{020} = \frac{J_1^2(x_{02})}{J_0^2(x_{02} \cdot \frac{Re}{Rc}) + J_1^2(x_{02} \cdot \frac{Re}{Rc})}$$

6. utiliser les formules donnant ϵ'_r et ϵ''_r .

4.7.1.2 Exemples d'application :

On donne les résultats obtenus lors des tests manuels faits sur des différents échantillons tels que le Benzène avec un capillaire de 20 μ l ayant pour rayon $Re = 0.305$ mm. Le rayon de la cavité $Rc = 27.143$ mm.

a) Benzène :

- le relevé graphique pris sur la table traçante est donné sur la figure 4.4.
- les fréquences mesurées sont : $f_0 = 9232.7835$ Mhz et $f_1 = 9228.2474$ Mhz.
- $G_{020} = 1.15$.
- $\epsilon'_r = 2.17$; $\epsilon''_r = 0.1$

désormais, on donne juste les valeurs des permittivités pour les autres échantillons.

b) Decane :

le relevé graphique est donné sur la figure 4.5.

$$\epsilon'_r = 2.09 ; \epsilon''_r = 0.06$$

c) Cyclohexane :

le relevé graphique est donné sur la figure 4.6.

$$\epsilon'_r = 1.84 ; \epsilon''_r = 0.06$$

d) Chloroforme :

le relevé graphique est donné sur la figure 4.7.

$$\epsilon'_r = 4.47 ; \epsilon''_r = 0.2$$

$$F_1 = 9139 \text{ Mhz}$$

$$F_2 = 9260 \text{ Mhz}$$

$$M_1 = 9150 \text{ Mhz}$$

$$M_2 = 9254 \text{ Mhz}$$

$$f_5 = 9220 \text{ Mhz}$$

$$f_{10} = 9250 \text{ Mhz}$$

$$f_{20} = 9230 \text{ Mhz}$$

$$f_{50} = 9240 \text{ Mhz}$$

$$\epsilon_5 < \epsilon_{20} < \epsilon_{50} < \epsilon_{10}$$

Capillaires :

- Blanc : 5 μ l $\rightarrow \epsilon_5$
- Orange : 10 μ l $\rightarrow \epsilon_{10}$
- Noir : 20 μ l $\rightarrow \epsilon_{20}$
- Vert : 50 μ l $\rightarrow \epsilon_{50}$

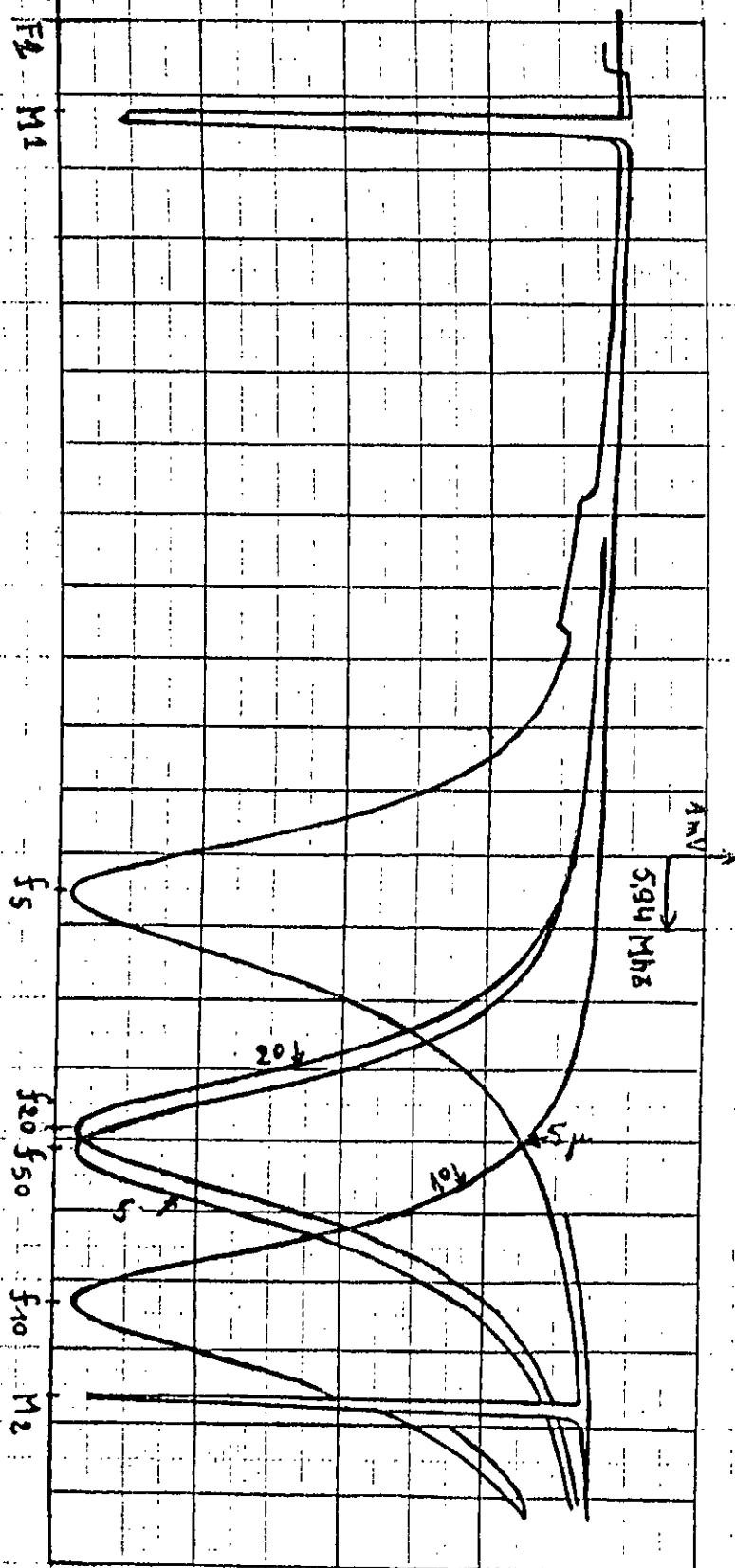


fig.4.3 le relevé des quatres capillaires.

Capillaire 20 μ l (noir)

$F_1 = 9139$ Mhz

$F_2 = 9260$ Mhz

$M_1 = 9150$ Mhz

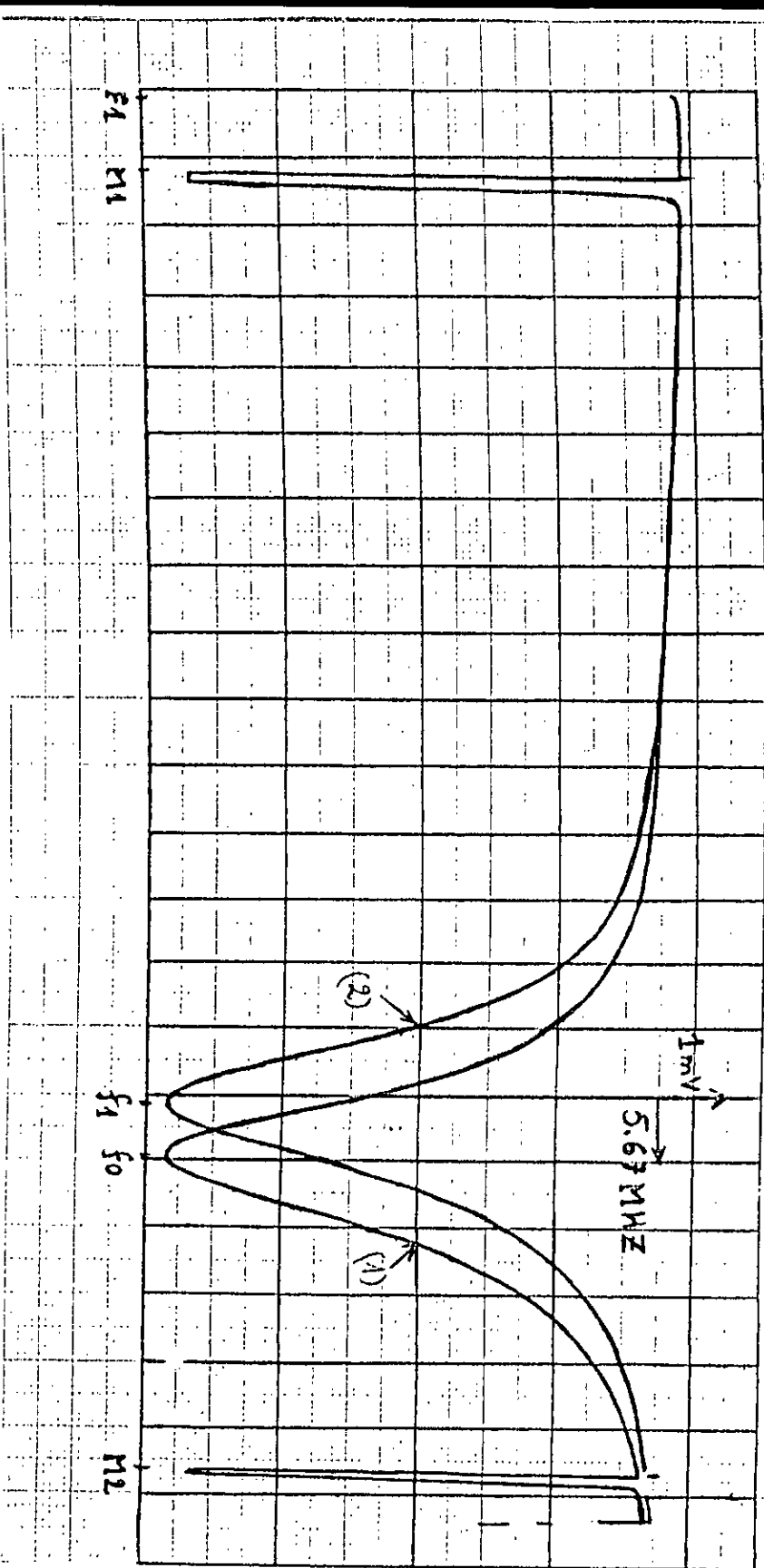
$M_2 = 9254$ Mhz

$f_0 = 9232.7835$ Mhz

$f_1 = 9228.2474$ Mhz

Calibre : 1mV/cm

$\epsilon' = 2.1786$



1.cavité + capillaire vide

2.cavité + capillaire rempli de Benzene

fig.4.4 Mode TM_{020}

Capillaire 20 μ l (noir)

$F_1 = 9141$ Mhz

$F_2 = 9296$ Mhz

$M_1 = 9160$ Mhz

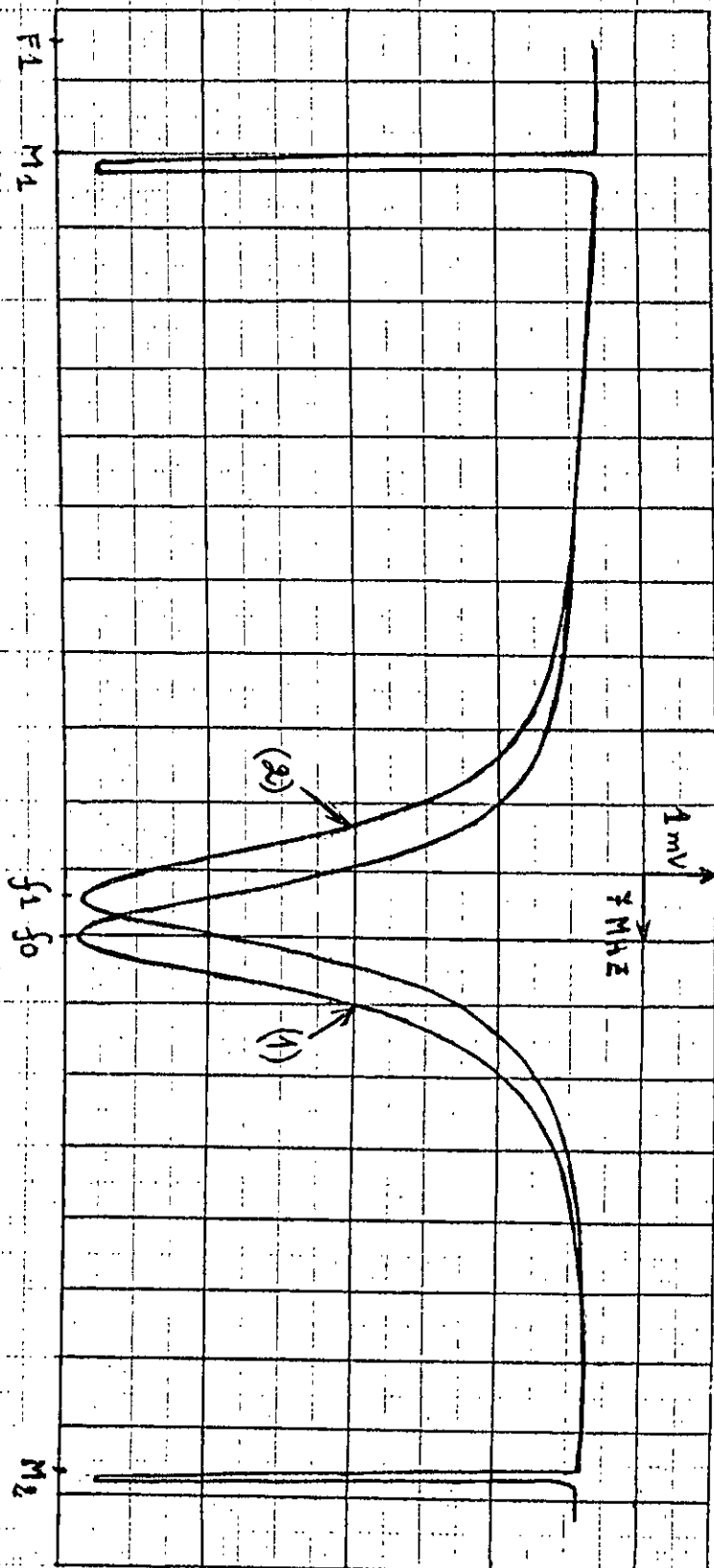
$M_2 = 9290$ Mhz

$f_0 = 9236.8817$ Mhz

$f_1 = 9232.6881$ Mhz

Calibre : 1 mV/cm

$\epsilon' = 2.0968$



1.cavité + capillaire vide

2.cavité + capillaire rempli de Décane

fig.4.5 Mode TM_{020}

Capillaire 5 μ l (noir)

$F_1 = 9138$ Mhz

$F_2 = 9293$ Mhz

$M_1 = 9160$ Mhz

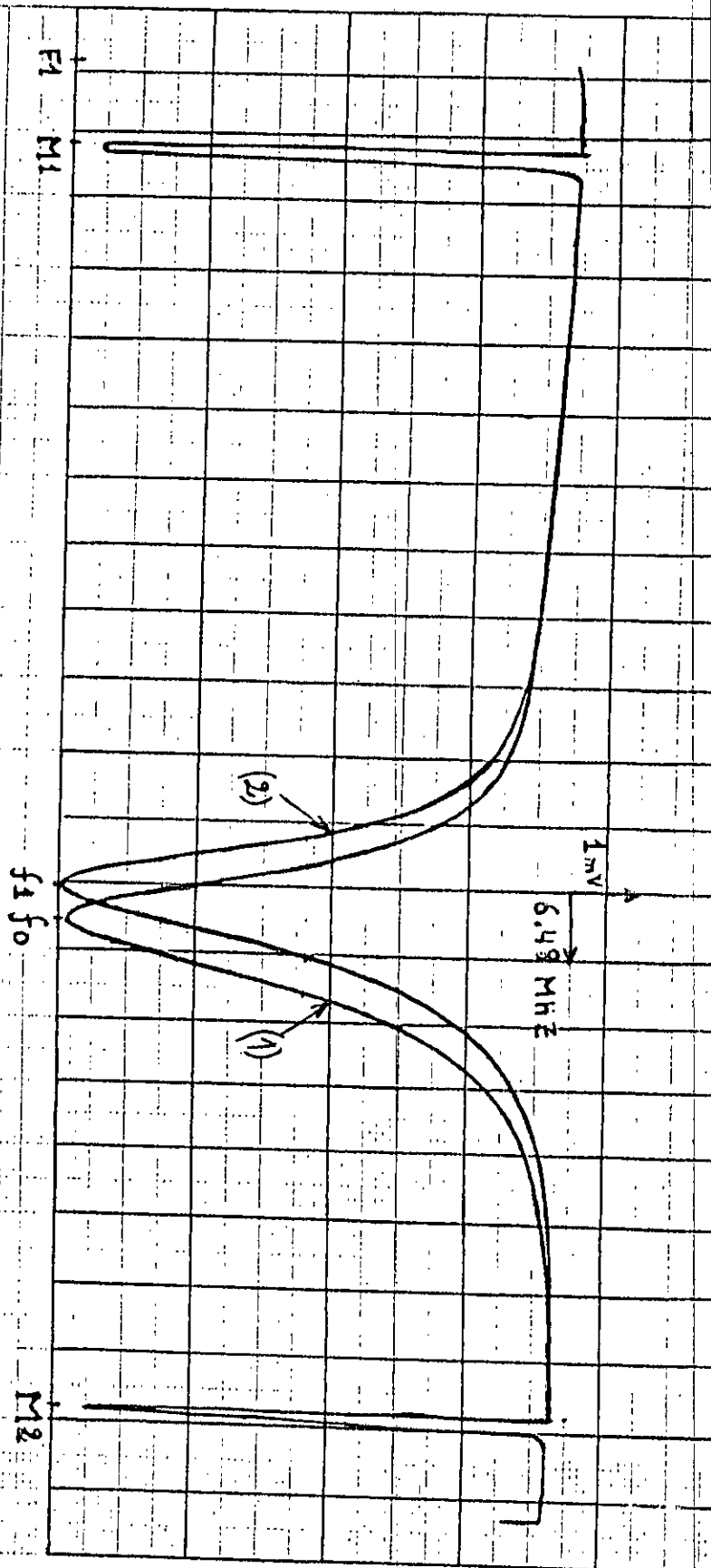
$M_2 = 9280$ Mhz

$f_0 = 9233.2973$ Mhz

$f_1 = 9230.0540$ Mhz

Calibre 1 mV/cm.

$\epsilon' = 1.848$



1.cavité + capillaire vide

2.cavité + capillaire rempli de Cyclohexane

fig.4.6 Mode TM_{020}

Capillaire 5 μ l (noir)

$F_1 = 9141$ Mhz

$F_2 = 9296$ Mhz

$M_1 = 9160$ Mhz

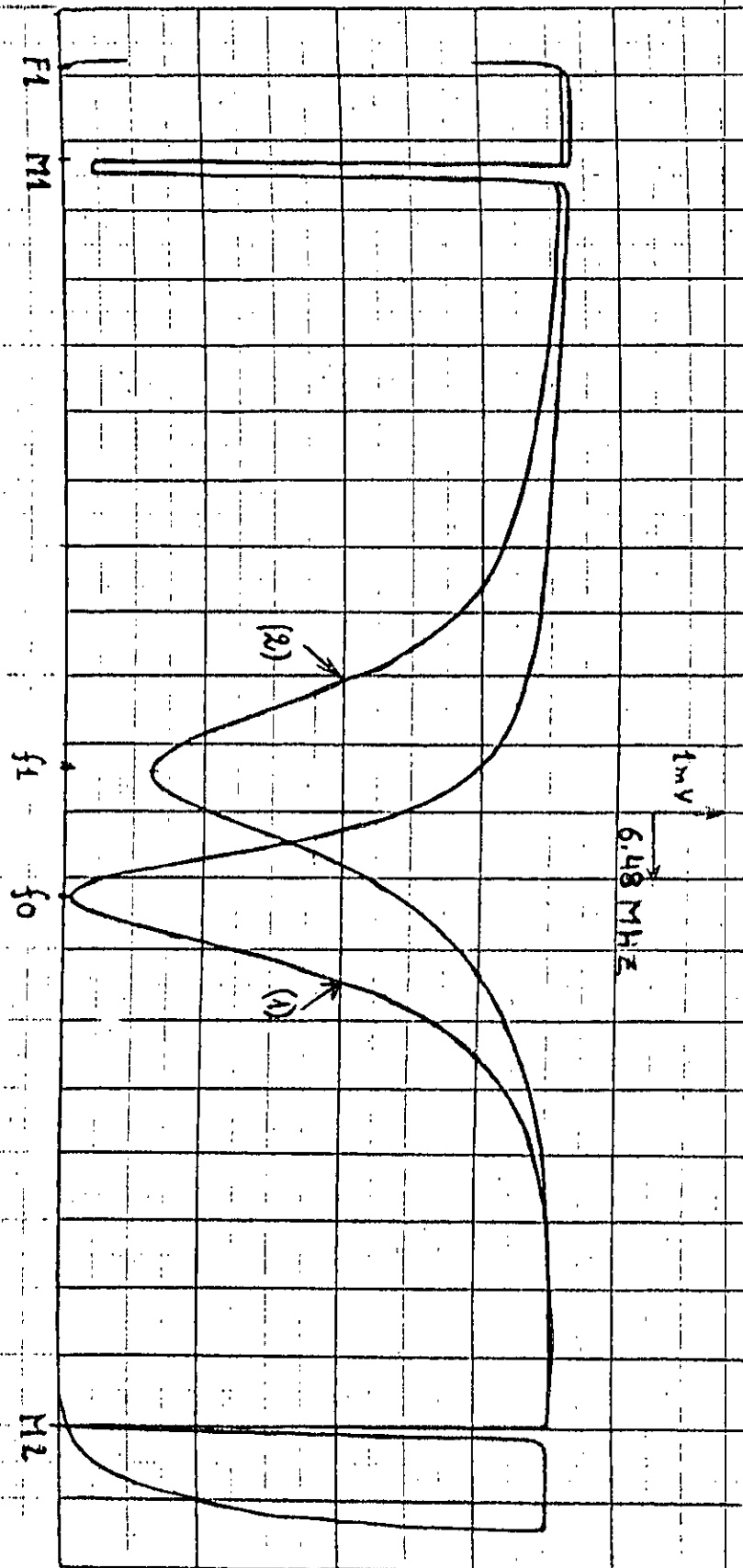
$M_2 = 9290$ Mhz

$f_0 = 9236.8817$ Mhz

$f_1 = 9223.6021$ Mhz

Calibre : 1mV/cm

$\epsilon' = 4.47$



1.cavité + capillaire vide

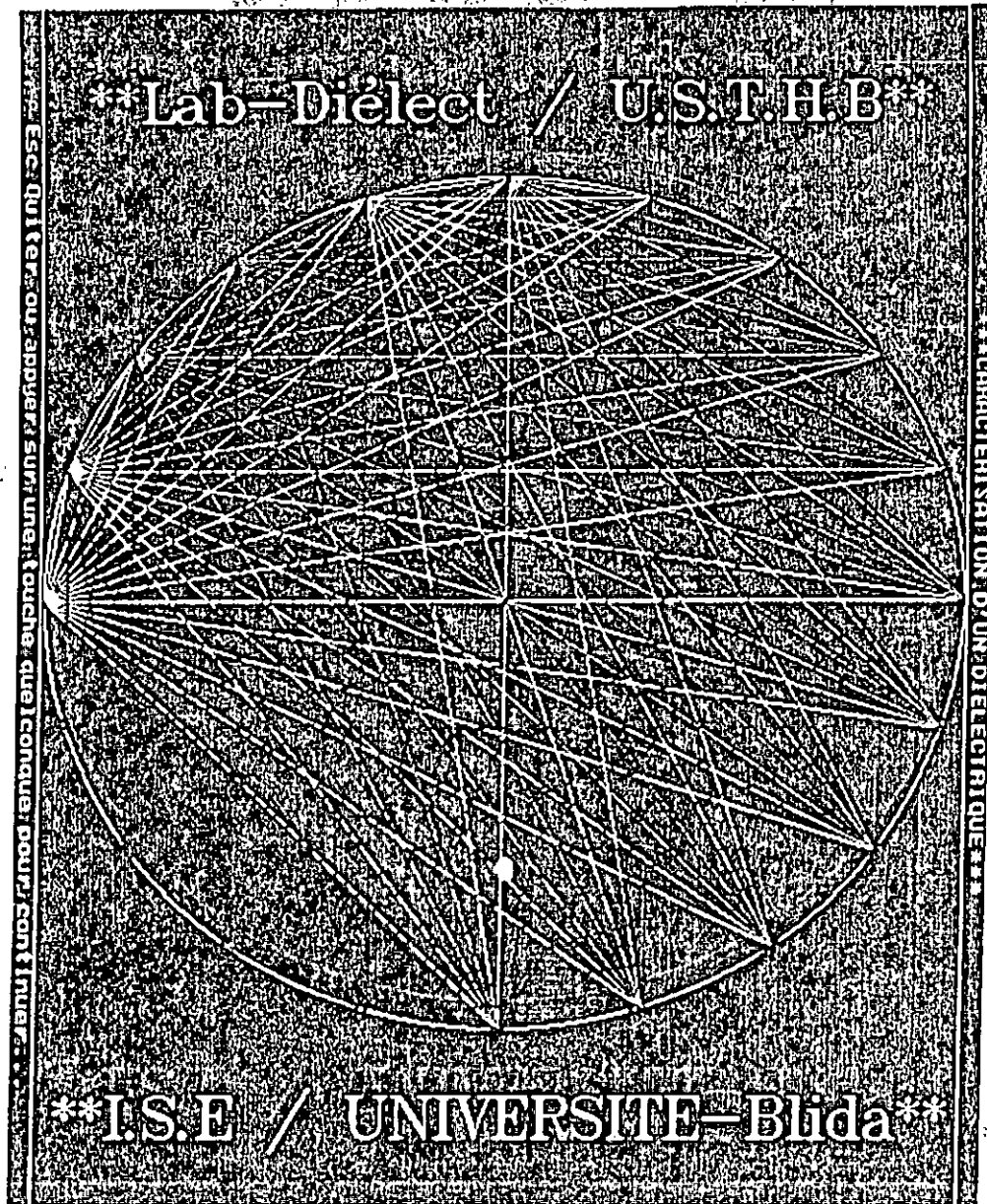
2.cavité + capillaire rempli de Chloroforme

fig.4.7 Mode TM_{020}

4.7.2 Test numérique (avec ordinateur) :

Toutes les étapes se passent implicitement à l'intérieur du micro-ordinateur, l'expérimentateur ne fait pratiquement rien sauf la réception des résultats. Cependant, on donne les relevés d'écrans qui illustrent toutes les séquences visuelles entreprises par l'ordinateur en guise de démonstration faite sur notre logiciel taillé sur mesure.

Ecran 1: « Porte ouverte sur le logiciel »



a) test de Benzene:

*Ecran 2: « introduction des données nécessaires à la manipulation »

VEUILLEZ INTRODUIRE LES PARAMETRES SUIVANTS :

*Nom de l'échantillon	:	<u>benzene</u>
*Mode de propagation TM m,n,p	:	m = 0 n = 2 p = 0
*Rayon de la cavité	Re	= 27.14 mm
*Rayon de l'échantillon	Re	= 0.305 mm
*Fréq. inférieure de la bande	F1	= 9.148 GHZ
*Fréq. supérieure de la bande	F2	= 9.267 GHZ
*Fréq. d'échantillonnage	fe	= 6804 HZ
*Durée de montée de la D.S	Ts	= 0.022 Sec
*Température de lieu	T	= 25 °C
*Nom de fichier a lire	:	benz.dat
*Support d'échantillon 1:Capil.2:Disque: 1		

DONNEES CORRECTES : Y ou N ?

***ESC : Quitter , *Y : Continuer , *N :Refaire**

Ecran 3: « Menu d'exploitation des résultats d'acquisition »

F1-Entre

F2-Trace

F3-Calcul

F4-Imprim

ESC-Quiter

**Choisissez une des options du menu S.V.P.
Ne tapez jamais une touche deux fois consecutive**

RESULTATS D'ACQUISITION

DENT DE SCIE (GHZ):

f 1=9.148	f 2=9.149	f 3=9.150	f 4=9.150	f 5=9.151	f 6=9.152	f 7=9.153
f 8=9.154	f 9=9.154	f 10=9.155	f 11=9.156	f 12=9.157	f 13=9.158	f 14=9.158
f 15=9.159	f 16=9.160	f 17=9.161	f 18=9.162	f 19=9.162	f 20=9.163	f 21=9.164
f 22=9.165	f 23=9.166	f 24=9.166	f 25=9.167	f 26=9.168	f 27=9.169	f 28=9.170
f 29=9.170	f 30=9.171	f 31=9.172	f 32=9.173	f 33=9.174	f 34=9.174	f 35=9.175
f 36=9.176	f 37=9.177	f 38=9.178	f 39=9.178	f 40=9.179	f 41=9.180	f 42=9.181
f 43=9.182	f 44=9.182	f 45=9.183	f 46=9.184	f 47=9.185	f 48=9.186	f 49=9.186
f 50=9.187	f 51=9.188	f 52=9.189	f 53=9.190	f 54=9.190	f 55=9.191	f 56=9.192
f 57=9.193	f 58=9.194	f 59=9.194	f 60=9.195	f 61=9.196	f 62=9.197	f 63=9.198
f 64=9.198	f 65=9.199	f 66=9.200	f 67=9.201	f 68=9.202	f 69=9.202	f 70=9.203
f 71=9.204	f 72=9.205	f 73=9.206	f 74=9.206	f 75=9.207	f 76=9.208	f 77=9.209
f 78=9.210	f 79=9.210	f 80=9.211	f 81=9.212	f 82=9.213	f 83=9.214	f 84=9.214
f 85=9.215	f 86=9.216	f 87=9.217	f 88=9.218	f 89=9.218	f 90=9.219	f 91=9.220
f 92=9.221	f 93=9.222	f 94=9.222	f 95=9.223	f 96=9.224	f 97=9.225	f 98=9.226
f 99=9.226	f 100=9.227	f 101=9.228	f 102=9.229	f 103=9.230	f 104=9.230	f 105=9.231
f 106=9.232	f 107=9.233	f 108=9.234	f 109=9.234	f 110=9.235	f 111=9.236	f 112=9.237
f 113=9.238	f 114=9.238	f 115=9.239	f 116=9.240	f 117=9.241	f 118=9.242	f 119=9.242
f 120=9.243	f 121=9.244	f 122=9.245	f 123=9.246	f 124=9.246	f 125=9.247	f 126=9.248
f 127=9.249	f 128=9.250	f 129=9.250	f 130=9.251	f 131=9.252	f 132=9.253	f 133=9.254
f 134=9.254	f 135=9.255	f 136=9.256	f 137=9.257	f 138=9.258	f 139=9.258	f 140=9.259
f 141=9.260	f 142=9.261	f 143=9.262	f 144=9.262	f 145=9.263	f 146=9.264	f 147=9.265
f 148=9.266	f 149=9.266	f 150=9.267				

APPUYEZ SUR UNE TOUCHE QUELCONQUE ...

Ecran 5: « Valeurs acquises du signal HF données en BCD »

a) à vide:

<u>SIGNAL-HF- (essai a vide):</u>						
d 1=127	d 2=127	d 3=127	d 4=127	d 5=127	d 6=128	d 7=128
d 8=127	d 9=127	d 10=127	d 11=127	d 12=128	d 13=127	d 14=127
d 15=128	d 16=127	d 17=128	d 18=128	d 19=128	d 20=128	d 21=128
d 22=128	d 23=128	d 24=128	d 25=128	d 26=128	d 27=128	d 28=128
d 29=128	d 30=128	d 31=128	d 32=128	d 33=128	d 34=128	d 35=128
d 36=128	d 37=128	d 38=128	d 39=128	d 40=128	d 41=128	d 42=128
d 43=128	d 44=128	d 45=128	d 46=128	d 47=128	d 48=128	d 49=128
d 50=128	d 51=128	d 52=128	d 53=128	d 54=128	d 55=128	d 56=128
d 57=129	d 58=129	d 59=128	d 60=129	d 61=129	d 62=128	d 63=128
d 64=128	d 65=128	d 66=129	d 67=128	d 68=129	d 69=129	d 70=129
d 71=129	d 72=128	d 73=129	d 74=129	d 75=128	d 76=129	d 77=129
d 78=129	d 79=128	d 80=129	d 81=129	d 82=129	d 83=129	d 84=129
d 85=128	d 86=129	d 87=129	d 88=129	d 89=129	d 90=129	d 91=129
d 92=129	d 93=129	d 94=129	d 95=129	d 96=129	d 97=129	d 98=130
d 99=130	d100=123	d101=106	d102= 94	d103= 74	d104= 40	d105= 20
d106=16	d107= 9	d108= 33	d109= 52	d110=66	d111= 88	d112=113
d113=120	d114=123	d115=124	d116=124	d117=124	d118=124	d119=124
d120=125	d121=125	d122=125	d123=126	d124=125	d125=125	d126=126
d127=126	d128=126	d129=126	d130=126	d131=126	d132=126	d133=126
d134=126	d135=127	d136=126	d137=127	d138=126	d139=127	d140=127

d141=127	d142=127	d143=127	d144=127	d145=127	d146=127	d147=127
d148=127	d149=127	d150=128				

APPUYEZ SUR UNE TOUCHE QUELCONQUE ...

Écran 6:

b) avec échantillon:

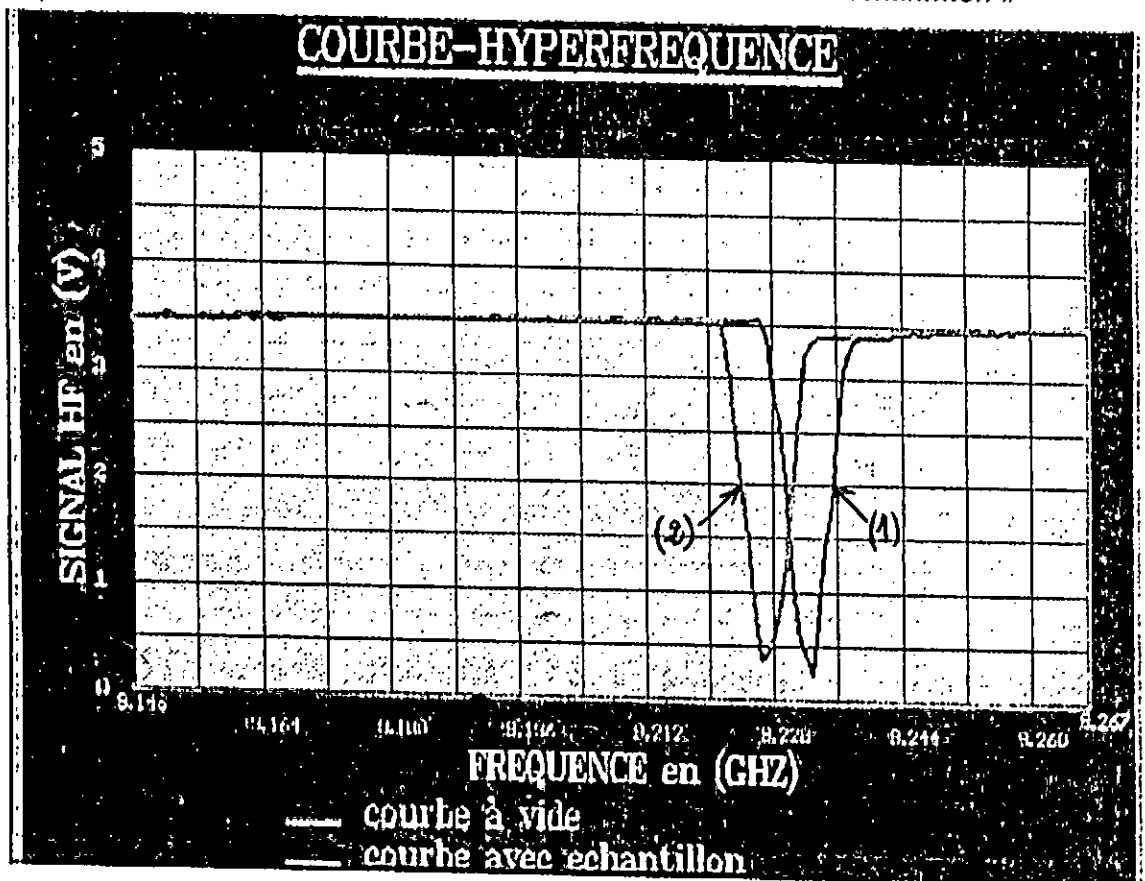
SIGNAL-HF- (essai avec échantillon):

d 1=127	d 2=127	d 3=127	d 4=127	d 5=128	d 6=127	d 7=127
d 8=128	d 9=127	d 10=127	d 11=127	d 12=127	d 13=128	d 14=127
d 15=127	d 16=128	d 17=127	d 18=128	d 19=128	d 20=127	d 21=128
d 22=128	d 23=127	d 24=127	d 25=128	d 26=128	d 27=128	d 28=128
d 29=128	d 30=128	d 31=128	d 32=128	d 33=128	d 34=128	d 35=128
d 36=128	d 37=128	d 38=128	d 39=128	d 40=128	d 41=128	d 42=128
d 43=128	d 44=128	d 45=128	d 46=128	d 47=128	d 48=128	d 49=128
d 50=128	d 51=128	d 52=128	d 53=128	d 54=128	d 55=128	d 56=128
d 57=129	d 58=128	d 59=128	d 60=129	d 61=128	d 62=128	d 63=128
d 64=128	d 65=128	d 66=129	d 67=128	d 68=129	d 69=129	d 70=129
d 71=128	d 72=129	d 73=129	d 74=129	d 75=129	d 76=128	d 77=128
d 78=129	d 79=128	d 80=129	d 81=129	d 82=128	d 83=128	d 84=129
d 85=128	d 86=128	d 87=129	d 88=128	d 89=129	d 90=130	d 91=129
d 92=129	d 93=130	d 94=114	d 95= 97	d 96= 72	d 97= 55	d 98= 34
d 99= 14	d100= 16	d101= 22	d102= 33	d103= 45	d104= 70	d105= 99
d106=117	d107=122	d108=124	d109=124	d110=124	d111=124	d112=124

d113=124	d114=125	d115=125	d116=125	d117=125	d118=125	d119=125
d120=126	d121=126	d122=126	d123=126	d124=126	d125=126	d126=126
d127=126	d128=126	d129=126	d130=126	d131=127	d132=126	d133=126
d134=127	d135=126	d136=127	d137=127	d138=127	d139=127	d140=127
d141=127	d142=127	d143=128	d144=127	d145=127	d146=128	d147=128
d148=127	d149=128	d150=127				

APPUYEZ SUR UNE TOUCHE QUELCONQUE ...

Ecran 7: « Courbes d'absorption des deux essais : à vide et avec échantillon »



Ecran 8: « tableau des résultats »

	Essai a vide	Essai avec échantillon
*valeur maximale	130	130 (BCD)
*valeur minimale	9	14 (BCD)
*mi-hauteur	69.50	72.00 (BCD)
*fréquence de résonance	f0=9.2328	f1=9.2264 (GHZ)
*fréq.gauche a mi-hauteur	f01=9.2297	f11=9.2240 (GHZ)
*fréq.droite a mi-hauteur	f02=9.2354	f12=9.2305 (GHZ)

PERMITIVITES RELATIVES DE *BENZENE* *MODE:TM020*

$$\epsilon'_{r} = 2.27$$

$$T^{\circ} = 25^{\circ}\text{C}$$

$$\epsilon''_{r} = 0.083$$

et pression normale.

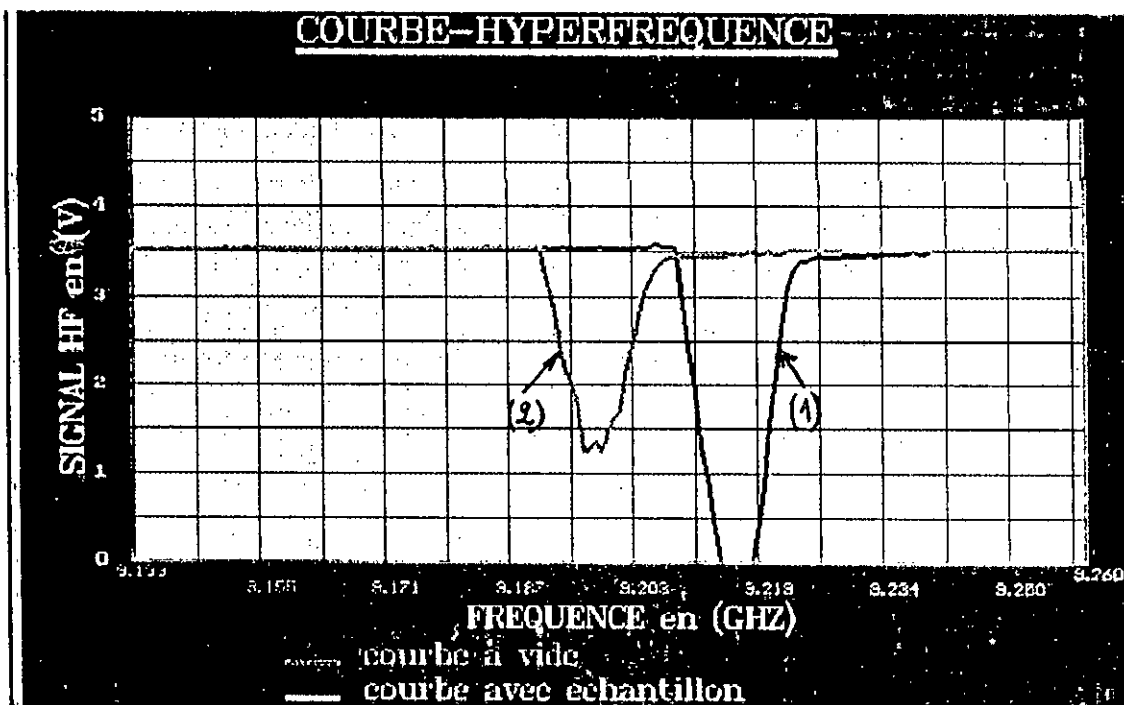
APPUYEZ SUR UNE TOUCHE QUELCONQUE ...

b) test de Chloroforme:

*Ecran : « introduction des données nécessaires à la manipulation »

VEUILLEZ INTRODUIRE LES PARAMETRES SUIVANTS :			
*Nom de l'échantillon		: <u>chloroforme</u>	
*Mode de propagation TM m,n,p		: m = 0	n = 2 p = 0
*Rayon de la cavité	Rc	= 27.14	mm
*Rayon de l'échantillon	Re	= 0.305	mm
*Fréq. inférieure de la bande	F1	= 9.139	GHZ
*Fréq. supérieure de la bande	F2	= 9.260	GHZ
*Fréq. d'échantillonnage	fe	= 6804	HZ
*Durée de montée de la D.S	Ts	= 0.0225	Sec
*Température de lieu	T	= 25	°C
*Nom de fichier a lire		: chl0f.dat	
*Support d'échantillon 1:Capil.2:Disque: 1			
DONNEES CORRECTES : Y ou N ?			
*ESC : Quitter , *Y : Continuer , *N :Refaire			

Ecran : « Courbes d'absorption des deux essais :à vide et avec échantillon »



Ecran : « tableau des résultats »

	Essai a vide	Essai avec échantillon
*valeur maximale	131	131 (BCD)
*valeur minimale	0	45 (BCD)
*mi-hauteur	65.50	88.00 (BCD)
*fréquence de résonance	f0=9.2162	f1=9.1987 (GHZ)
*fréq.gauche a mi-hauteur	f01=9.2108	f11=9.1936 (GHZ)
*fréq.droite a mi-hauteur	f02=9.2205	f12=9.2026 (GHZ)

PERMITIVITES RELATIVES DE *CHLOROFORME* *MODE:TM020*

$$\epsilon'_{r} = 4.50$$

$$T^{\circ} = 25^{\circ}\text{C}$$

$$\epsilon''_{r} = 0.071$$

et pression normale.

APPUYEZ SUR UNE TOUCHE QUELCONQUE ...

c) test de Décane:

*Ecran : « introduction des données nécessaires à la manipulation »

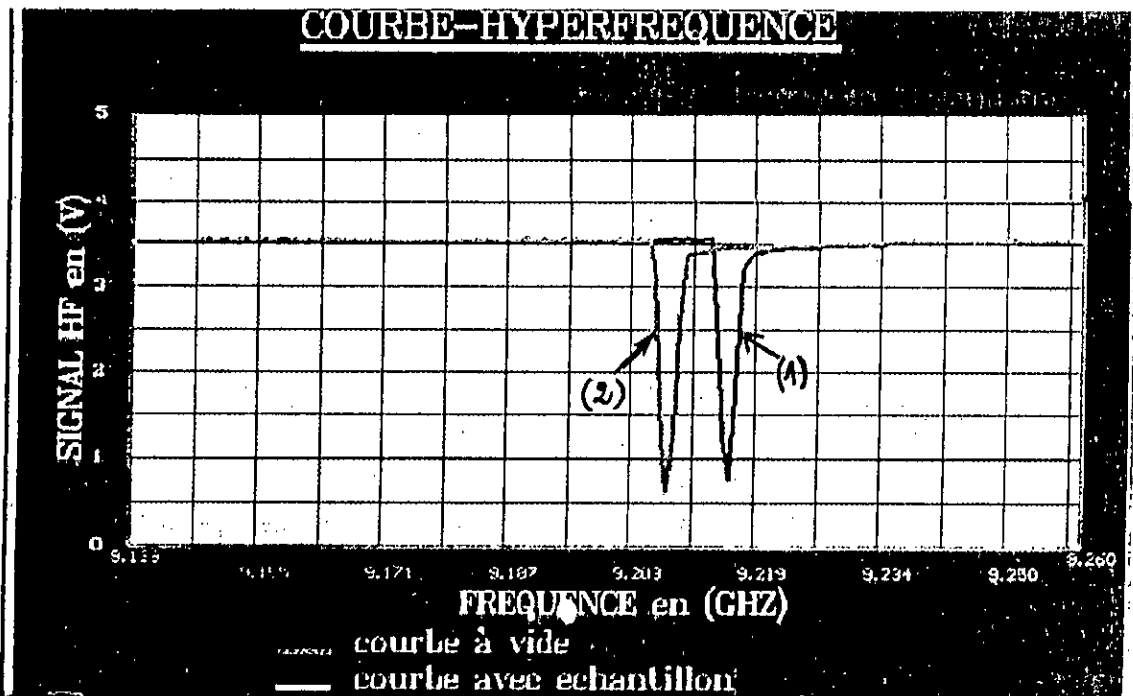
VEUILLEZ INTRODUIRE LES PARAMETRES SUIVANTS :

*Nom de l'échantillon	:	<u>décane</u>		
*Mode de propagation TM m,n,p	:	m = 0	n = 2	p = 0
*Rayon de la cavité	Rc	= 27.14	mm	
*Rayon de l'échantillon	Re	= 0.305	mm	
*Fréq. inférieure de la bande	F1	= 9.139	GHZ	
*Fréq. supérieure de la bande	F2	= 9.259	GHZ	
*Fréq. d'échantillonnage	fe	= 6804	HZ	
*Durée de montée de la D.S	Ts	= 0.0225	Sec	
*Température de lieu	T	= 25	°C	
*Nom de fichier a lire	:	deca.dat		
*Support d'échantillon 1:Capil.2:Disque: 1				

DONNEES CORRECTES : Y ou N ?

*ESC : Quitter , *Y : Continuer , *N :Refaire

Ecran : « Courbes d'absorption des deux essais : à vide et avec échantillon »



Ecran : « tableau des résultats »

	Essai a vide	Essai avec échantillon
*valeur maximale	130	130 (BCD)
*valeur minimale	28	23 (BCD)
*mi-hauteur	79.00	76.50 (BCD)
*fréquence de résonance	f0=9.2147	f1=9.2069 (GHZ)
*fréq.gauche a mi-hauteur	f01=9.2133	f11=9.2057 (GHZ)
*fréq.droite a mi-hauteur	f02=9.2157	f12=9.2081 (GHZ)

PERMITIVITES RELATIVES DE *DECANE* *MODE:TM020*

$$\epsilon'_{r} = 2.42$$

$$T^{\circ} = 25^{\circ}\text{C}$$

$$\epsilon''_{r} = 0.001$$

et pression normale.

APPUYEZ SUR UNE TOUCHE QUELCONQUE ...

d) test de Cyclohexane:

*Ecran : « introduction des données nécessaires à la manipulation »

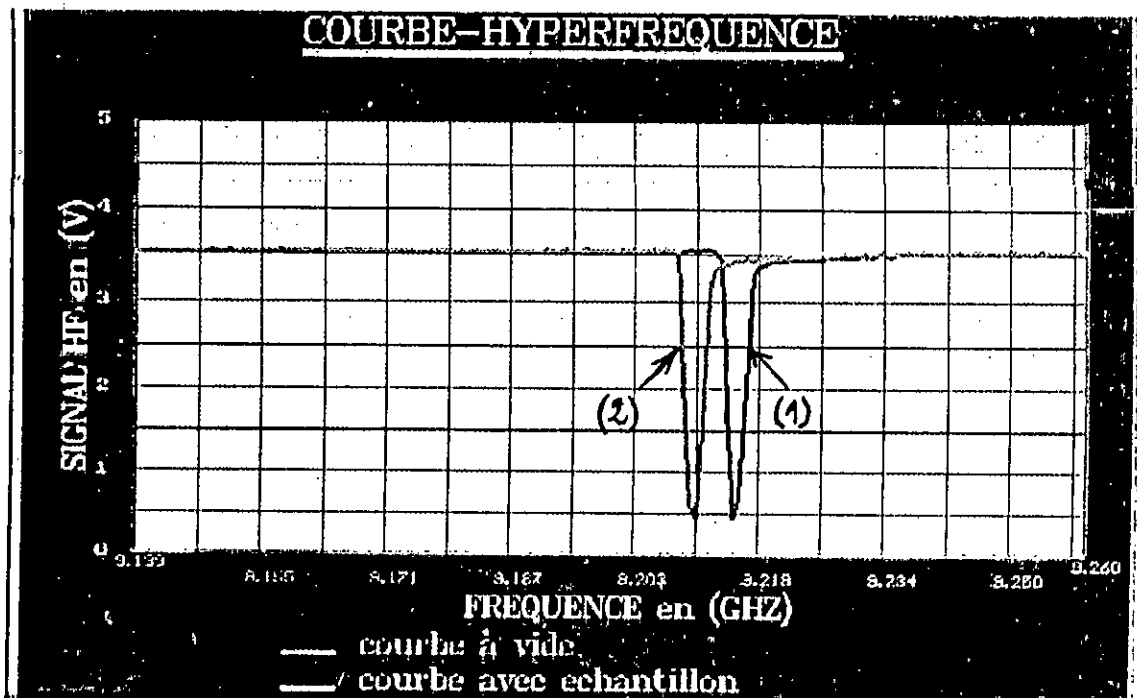
VEUILLEZ INTRODUIRE LES PARAMETRES SUIVANTS :

*Nom de l'échantillon	:	<u>cyclohexane</u>		
*Mode de propagation TM m,n,p	:	m = 0	n = 2	p = 0
*Rayon de la cavité	Rc	= 27.14	mm	
*Rayon de l'échantillon	Re	= 0.305	mm	
*Fréq. inférieure de la bande	F1	= 9.139	GHZ	
*Fréq. supérieure de la bande	F2	= 9.260	GHZ	
*Fréq. d'échantillonnage	fe	= 6804	HZ	
*Durée de montée de la D.S	Ts	= 0.0225	Sec	
*Température de lieu	T	= 25	°C	
*Nom de fichier a lire	:	<u>chexa.dat</u>		
*Support d'échantillon 1:Capil.2:Disque: 1				

DONNEES CORRECTES : Y ou N ?

*ESC : Quitter , *Y : Continuer , *N :Refaire

Ecran : « Courbes d'absorption des deux essais :à vide et avec échantillon »



Ecran : « tableau des résultats »

	Essai a vide	Essai avec échantillon
*valeur maximale	130	130 (BCD)
*valeur minimale	16	16 (BCD)
*mi-hauteur	73.00	73.00 (BCD)
*fréquence de résonance	f0=9.2154	f1=9.2106 (GHZ)
*fréq.gauche a mi-hauteur	f01=9.2145	f11=9.2091 (GHZ)
*fréq.droite a mi-hauteur	f02=9.2170	f12=9.2116 (GHZ)

PERMITIVITES RELATIVES DE *CYCLOHEXANE* *MODE:TM020*

$\epsilon'_{r} = 1.86$	$T^{\circ} = 25^{\circ}\text{C}$
$\epsilon''_{r} = 0.009$	et pression normale.

APPUYEZ SUR UNE TOUCHE QUELCONQUE ...

4.7.3 Tableau récapitulatif :

échantillon	f_0	f_1	test manuel		test numérique		durée de test
			ϵ'_r	ϵ''_r	ϵ'_r	ϵ''_r	
 	 	 	 	 	 	 	3 heures pour
<i>Benzène</i>	9232.78	9228.24	2.17	0.1	2.27	0.083	le test manuel.
<i>Décane</i>	9236.88	9232.68	2.09	0.06	2.42	0.001	
<i>Cyclohexane</i>	9233.29	9230.05	1.84	0.06	1.86	0.009	3 minutes pour
<i>Chloroforme</i>	9236.88	9223.60	4.47	0.2	4.50	0.071	le test numérique

Finalement les permittivités relatives dans les deux cas sont approximativement identiques et le léger décalage constaté entre les deux valeurs provient directement de l'instabilité du matériel utilisé entre autre la table traçante et le banc micro-onde.

De plus, la permittivité relative ϵ'_r obtenue au cours d'un test numérique est très proche de celle de la littérature indiquée sur la fiche technique du matériaux comme le cas du benzène dont la valeur littérale est $\epsilon'_r = 2.28$, alors que la valeur obtenue lors du test numérique est de 2.27.

Donc le test numérique n'est pas seulement très rapide comparé au test manuel, mais il est aussi fiable et plus précis.

4.7.4 Résolution des problèmes liés à l'instrumentation utilisée :

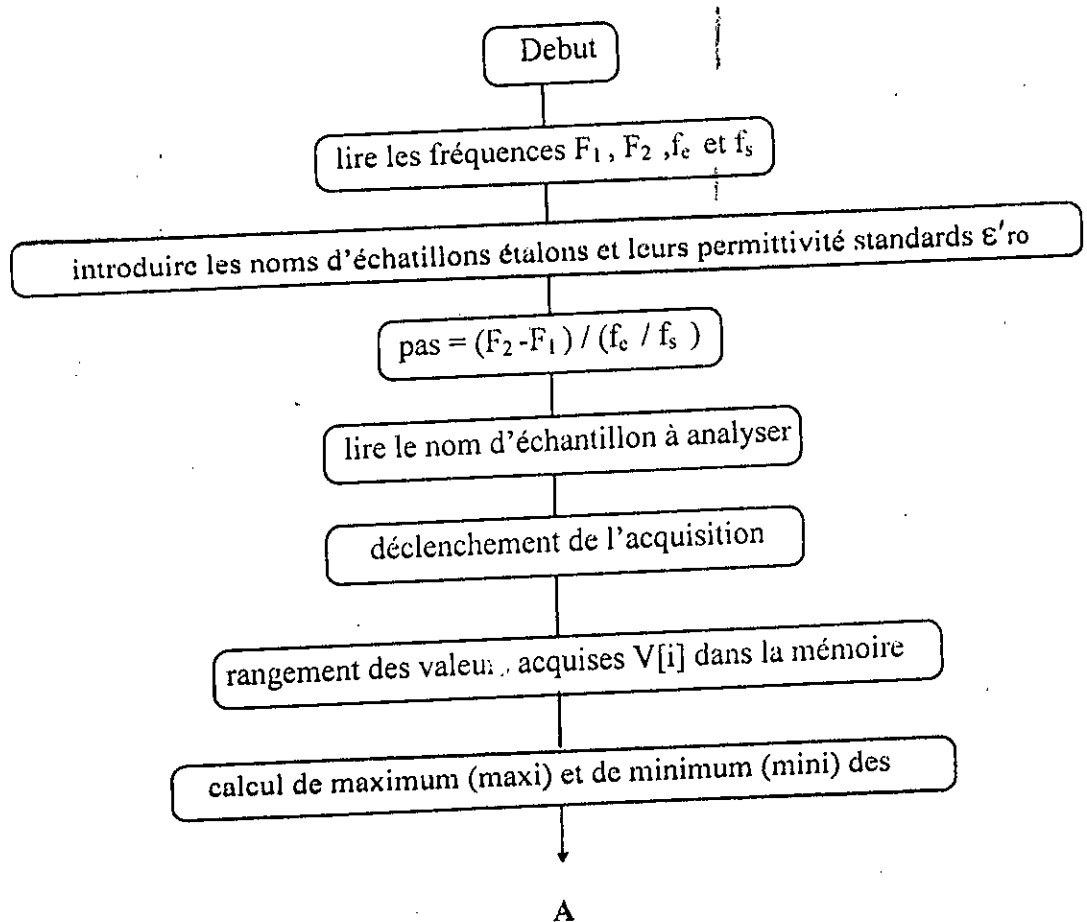
Notre chaîne de mesure regroupe principalement deux options de l'électronique moderne : l'électronique "Giga-instrumentation" et l'autre celle de la saisie informatique. La conjugaison de ces deux options ne peut se réaliser sans être confronté à des problèmes techniques d'ordre adaptatif.

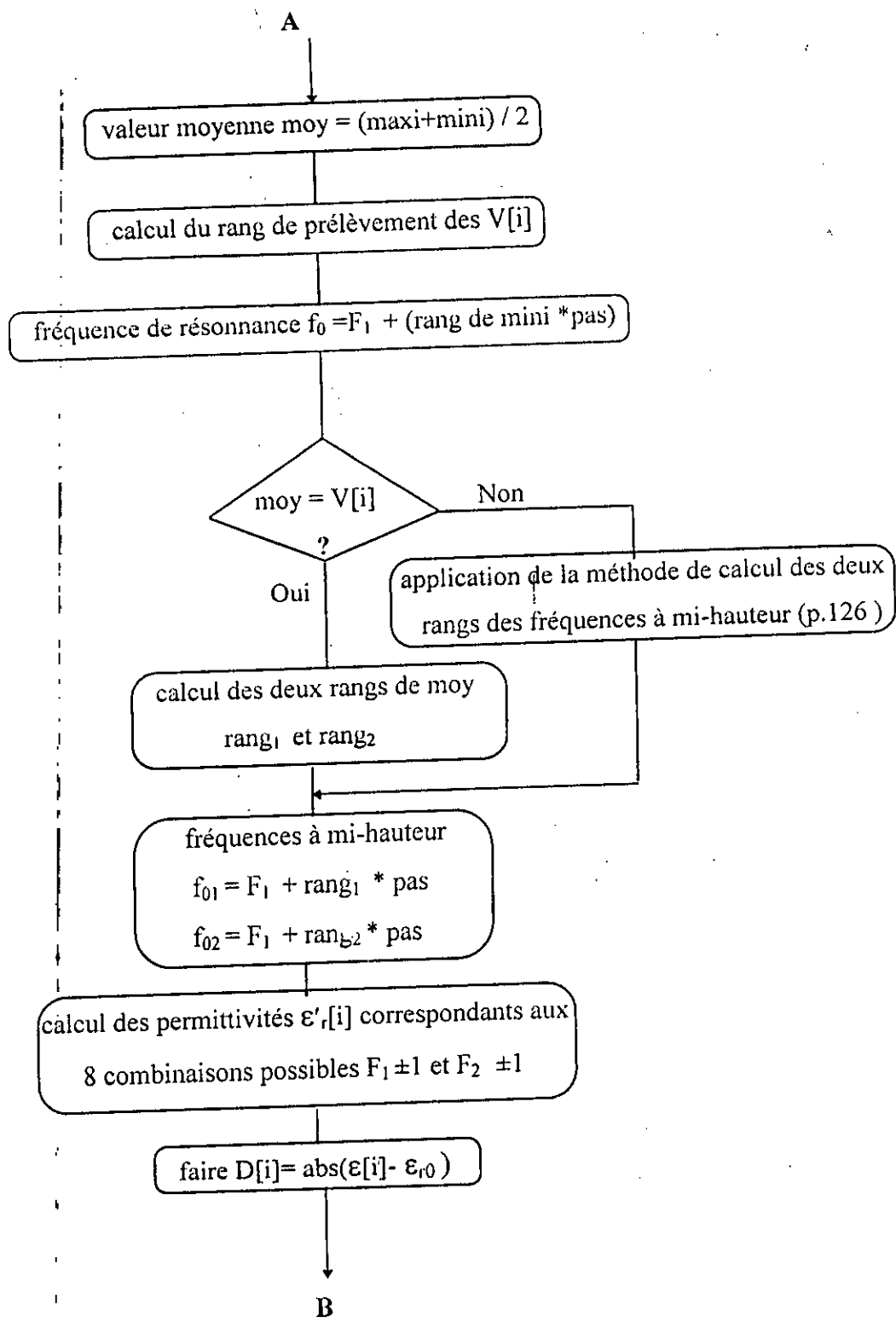
4.7.4.1 Problème dû au système hyperfréquence (Giga-instrumentation) :

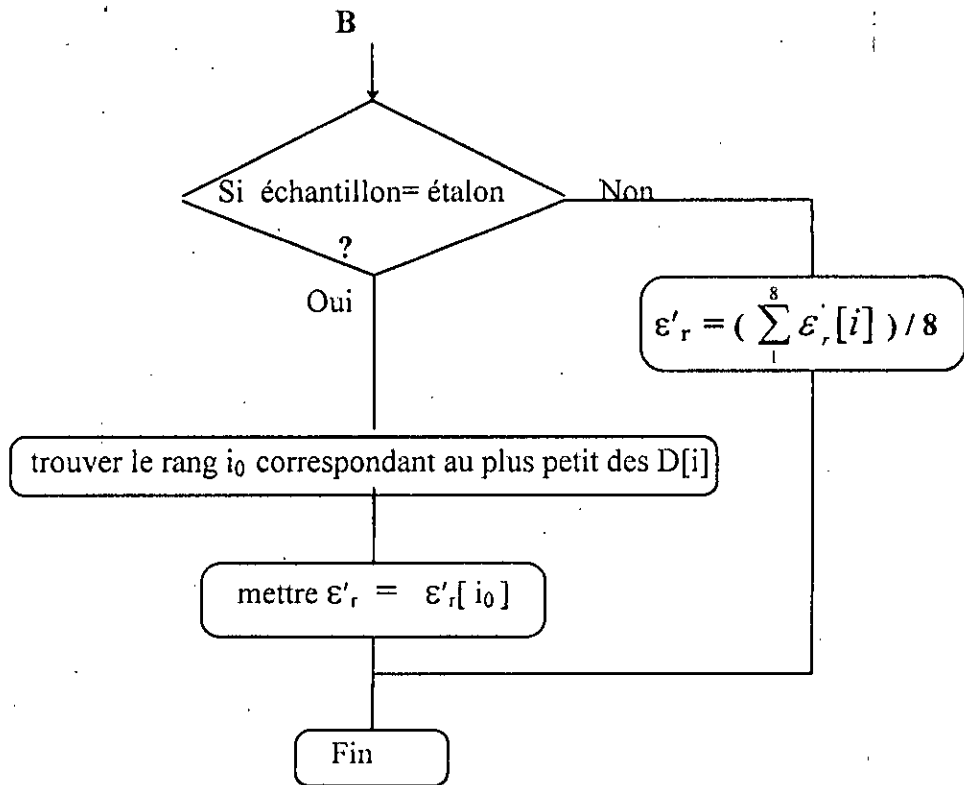
Lors des manipulations entreprises sur le banc micro-onde, on a pu constater sur les afficheurs du générateur RF des fluctuations de part et d'autre de la valeur de la fréquence fixée au préalable.

Cette instabilité provenant du système micro-onde pourrait être à l'origine d'un faible décalage de la valeur de la permittivité relative par rapport à sa valeur réelle. Pour y remédier on a élaboré un petit programme (voir ci-dessous) capable de compenser cette instabilité en calculant la valeur de la permittivité pour une variation de fréquence de 1 Mhz correspondant à la définition d'affichage du générateur HF, prise autour de F_1 et de F_2 (on calcule à chaque fois ϵ'_r pour les différentes fréquences $F_1 \pm 1$ Mhz et $F_2 \pm 1$ Mhz) et on tire enfin la meilleure valeur jugée très proche de celle de la littérature.

Programme conçu pour faire face aux instabilités du système micro-onde :







Avec :

F_1, F_2 sont les fréquences de la bande de travail contenue dans la bande X.

f_c est la fréquence d'échantillonnage.

f_s est la fréquence de la portion utile du signal d'entrée destinée à l'acquisition.

étalon: échantillon étalon tel que le Benzène dont la permittivité relative est connue.

4.7.4.2 Problèmes liés à la résolution du système d'acquisition :

L'ordinateur extrait les fréquences de résonance ainsi que celles correspondant à la mi-hauteur des deux courbes d'absorption relevées ensemble à chaque essai, en affectant à chaque valeur acquise une fréquence liée au rang de cette valeur.

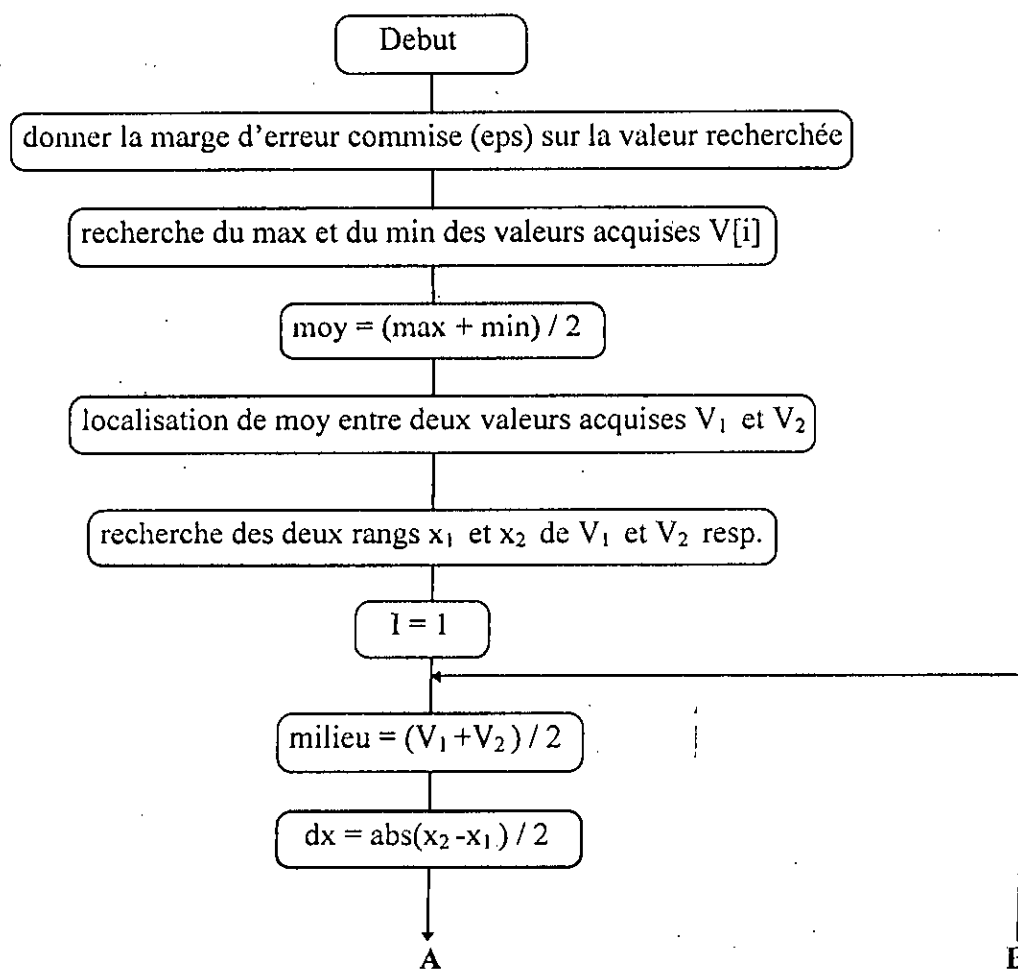
Pour déterminer f_0 et f_1 , l'ordinateur compte le rang de la plus petite valeur acquise correspondant aux dip d'absorption, multiplié par le pas résultant de la subdivision de la bande de fréquences F_1, F_2 en n nombre d'échantillons prélevés. Mais en la présence de deux valeurs minimales (cas où le dip d'absorption est raté), il en résulte deux fréquences différentes pour un seul dip

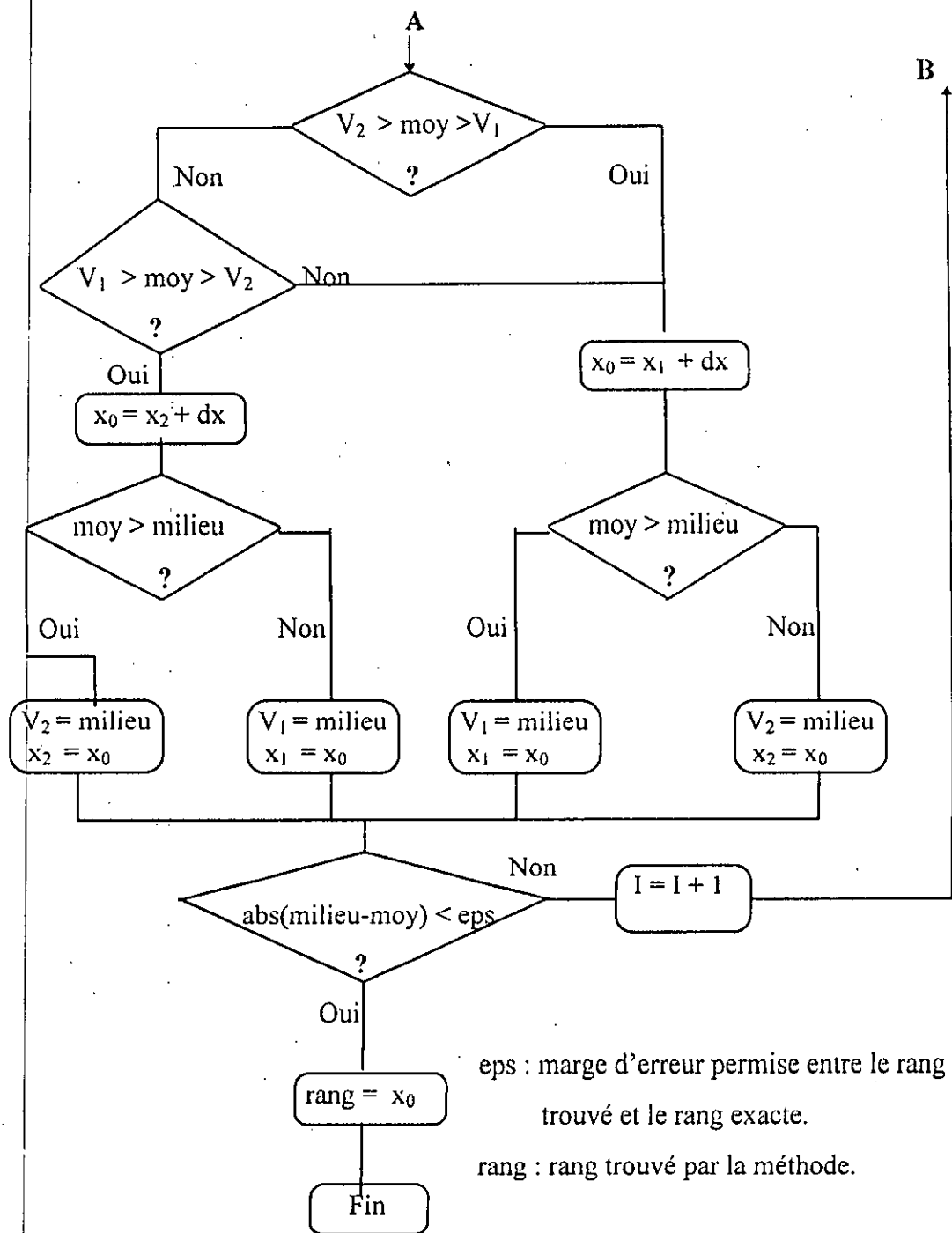
d'absorption. Cependant, La fréquence effective est la valeur moyenne des deux fréquences.

Enfin pour la détermination des fréquences à mi-hauteur f_{01} , f_{02} et f_{11} , f_{12} , l'ordinateur calcule la valeur moyenne entre le maximum et le minimum des valeurs acquises. Si celle-ci coïncide avec l'une des valeurs acquises il donne directement la fréquence correspondante.

Si ce n'est pas le cas, il aura recours à notre méthode de calcul (exposée ci-après), appliquée à l'intervalle de fréquences sensé contenir cette valeur moyenne, et ainsi il extrapole les deux fréquences à mi-hauteur situées de part et d'autre de la fréquence de résonance.

Méthode de calcul des fréquences à mi-hauteur :





4.8 Conclusion :

On peut facilement constater que les deux procédés de tests (manuel et numérique) donnent les mêmes ordres de grandeurs des valeurs pour la permittivité relative. De plus, les résultats obtenus par test numérique sont meilleurs que ceux obtenus manuellement de point de vue de la précision (voir p.112).

CONCLUSION GENERALE



Conclusion générale :

Vu le temps et les efforts déployés par l'opérateur, en faisant la lecture des fréquences sur les afficheurs, le traçage des courbes sur table traçante, ensuite faire des calculs très pénibles et ennuyeux pour dégager en fin un paramètre physique caractéristique d'un matériaux. Seul l'ordinateur a la possibilité de nous faciliter la tâche, il se charge pratiquement de toutes les manipulations manuelles faites habituellement au laboratoire par une personne compétente. Aussi cette manière de procéder n'est plus commode à un usage d'ordre professionnel dont l'opérateur n'est pas sensé connaître tout un ensemble de détails très compliqués pour mener à bien cette opération.

De cette façon, on obtient facilement un outil de test et de contrôle destiné à une gamme de matériaux considérable. Il peut ainsi être utilisé dans l'importation. Des résultats rapides et efficaces portant sur la qualité des matériaux importés peuvent nous renseigner rapidement sur certaines caractéristiques des produits importés. Souvent de tels produits sont douteux, et cela nécessite d'habitude des tests chimiques dans des laboratoires situés bien loin des endroits à forte circulation humaine et de marchandises, ce qui permettra la diminution de la durée de séjour des bateaux, d'ou une économie certaine en devise. Notre projet constitue une solution non coûteuse et rapide à ce problème, et peut être bien aménagé en vu d'un usage professionnel en le dotant de quelques accessoires complémentaires.

ANNEXES

ANNEXE : 1

Tableau des applications principales : [24]

Application of microwave methods for measuring nonelectrical quantities.

Mesured quantity	Principal phenomena utilised	Parameter measured
MECHANICAL QUANTITIES Small distances Large distances Solid & liquid levels Small displacements Vibrations Speed Acceleration Flow rate	Free space or waveguid. time clapsing between transmission and reception Doppler effect	Phase measurements with CU carriers or multiple frequency System for unambiguous phase measurements. Doppler frequency.
GEOMETRICAL DIMENSIONS thickness Length Width Rod diameter	Reflection and cavity perturbation Doppler effect Cavity perturbation Diffraction , cavity pertrbation	Resonant frequency of cavity Beats counting between two triggred points Resonant frequency of cavity Resonant frequency of cavity
PHYSICAL PROPRERTIES Degree of curing Degree of setting Moisture content Percentage of mixture ingredients Humidity	Effects on dielectric properties. Effects on dielectric properties. Effect on reflection index and cavity perturbation.	Transmission , reflection or cavity perturbation method e.g.complex values of transmission or reflection coefficient or complex frequency Resonant frequency of cavity.

<p>DIAGNOSTICS</p> <p>Detection and localization of voids & cracks</p> <p>Detection and localization of inclusions, impurities</p>	<p>Back scattering and diffraction</p>	<p>Reflected signal (back scattered)</p> <p>Transmission signal (forward scattered)</p>
<p>MISCELLANEOUS QUANTITIES</p> <p>Objects detection</p> <p>Objects identification</p> <p>Temperature</p> <p>Engine combustion monitoring</p>	<p>Free space propagation and reflection from the object.</p> <p>Selective reflection from coded passive antenna.</p> <p>Effect on resonant frequency of a cavity.</p> <p>Resonant properties of the engine cylinder</p>	<p>Reflected signal.</p> <p>Reflected signal</p> <p>Resonant frequency of a cavity.</p> <p>Resonant frequency of a cavity.</p>

ANNEXE 2

Fonction de Bessel : [1, 10, 11]

Les fonctions de Bessel de première et de deuxième espèce d'ordre m sont des solutions particulières de l'équation différentielle :

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - m^2)y = 0$$

On ne considère ici que le cas où m est un nombre entier.

La solution générale de cette équation a la forme :

$$y = Z_m(x) = A.J_m(x) + B.Y_m(x).$$

où $J_m(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre m .

$Y_m(x)$ est la fonction de Bessel de deuxième espèce d'ordre m ou fonction de Weber.

A et B étant des constantes à déterminer à partir des conditions aux limites.

Voici quelques formules directement applicables dans la résolution des équations de Bessel :

1. Développement asymptotique pour $x \ll 1$:

$$J_m(x) = \left(\frac{x}{2}\right)^m \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r!(r+m)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2r} \cong \left(\frac{x}{2}\right)^m \frac{1}{m!} \quad (m \neq 0).$$

$$y_m(x) \cong -\left[\frac{(m-1)!}{\pi}\right] \left(\frac{2}{x}\right)^m \quad (m \neq 0).$$

$$J_0(x) \cong 1 - \left(\frac{x}{2}\right)^2 \quad ; \quad Y_0(x) \cong \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \ln x$$

2. Développement asymptotique pour $x \rightarrow \infty$:

$$J_m(x) \cong \left(\frac{2}{\pi \cdot x}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos(x + \alpha)$$

$$Y_m(x) \cong \left(\frac{2}{\pi \cdot x}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \sin(x + \alpha)$$

$$\alpha = -\left(\frac{\pi}{4}\right)(2 \cdot m + 1)$$

3. Relation entre Z_m et Z_{-m} :

$$Z_m(x) = (-1)^m \cdot Z_{-m}(x).$$

4. Formule de récurrence:

$$Z_{m+1}(x) = \left(\frac{2 \cdot m}{x}\right) \cdot Z_m(x) - Z_{m-1}(x).$$

5. Relation différentielle:

$$\begin{aligned} \frac{dZ_m(x)}{dx} &= -\left(\frac{m}{x}\right) \cdot Z_m(x) + Z_{m-1}(x). \\ &= \left(\frac{m}{x}\right) \cdot Z_m(x) - Z_{m+1}(x). \\ &= \frac{1}{2} \cdot [Z_{m-1}(x) - Z_{m+1}(x)]. \end{aligned}$$

Dans le cas particulier où on a $m=0$, on obtient :

$$\frac{dJ_0(x)}{dx} = -J_1(x) \quad ; \quad \frac{dY_0(x)}{dx} = -Y_1(x).$$

6. Intégrale de Sommerfield :

$$J_m(x) = \left(\frac{1}{\pi}\right) \int_0^\pi \cos(x \cdot \sin \phi - m\phi) \cdot d\phi.$$

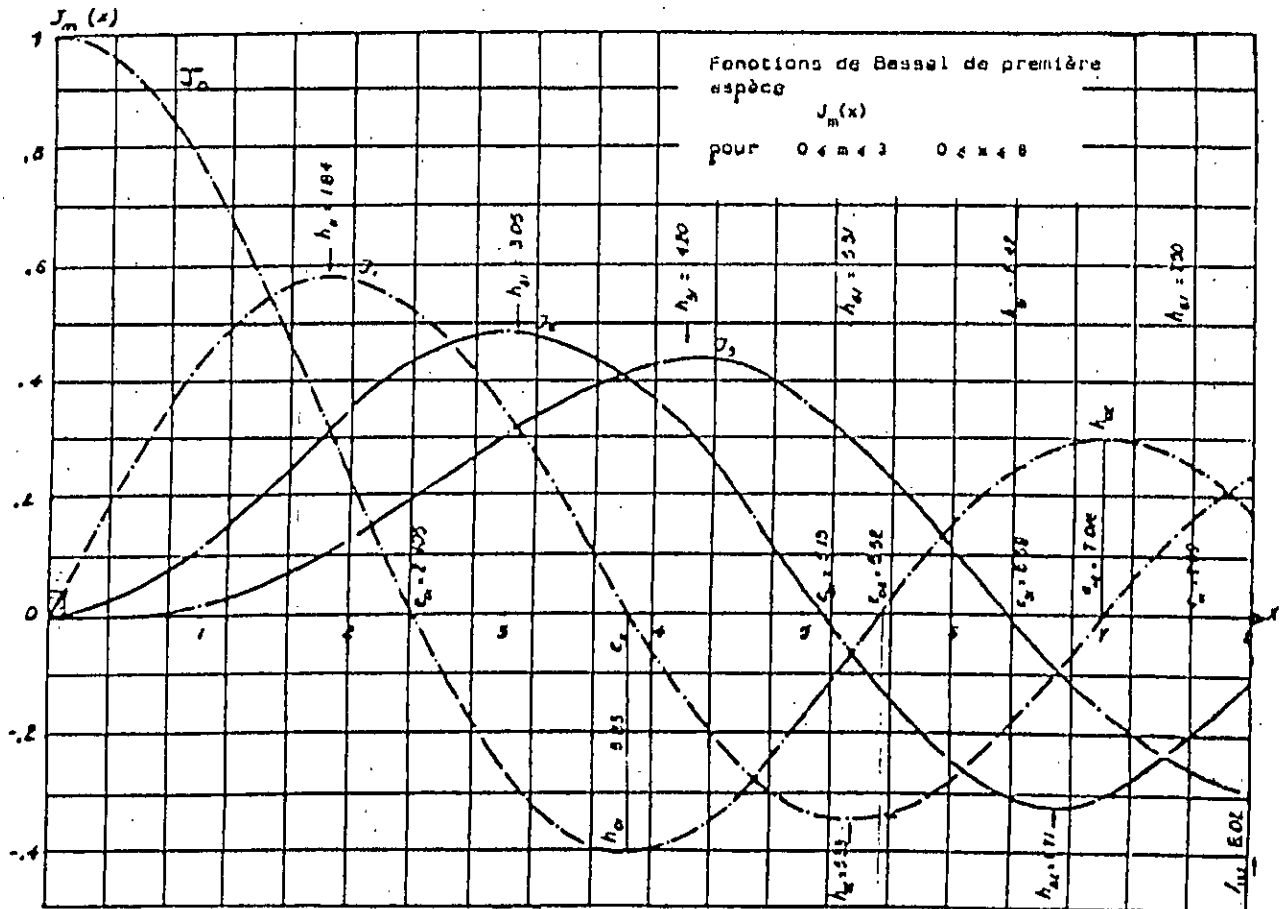


Tableau : 1

Zéros des fonctions de Bessel de première espèce :

$$J_m(x_{mn}) = 0 \quad \text{pour } 0 < x_{mn} < 25.$$

m	n	1	2	3	4	5	6	7	8
0		2.40483	5.52008	8.65373	11.795153	14.93092	18.07106	21.21164	24.35247
1		3.83171	7.01559	10.17347	13.32369	16.47063	19.61586	22.76008	
2		5.13562	8.41724	11.61984	14.79595	17.9582	21.11700	24.27112	
3		6.38016	9.76102	13.01520	16.22347	19.40942	22.58273		
4		7.58834	11.06471	14.37254	17.6160	20.8269	24.1990		
5		8.77142	12.33860	17.70017	18.9801	22.2178			
6		9.93611	13.58929	17.0038	20.3208	23.5861			
7		11.08637	14.82127	18.2876	21.6416	24.9349			
8		12.22509	16.0378	19.5545	22.9452				
9		13.35430	17.2412	20.8070	24.2339				
10		14.47550	18.4335	22.0470					
11		15.58985	18.6160	23.2759					
12		16.6983	20.7899	24.4949					
13		17.8014	21.9562						
14		18.9000	23.1158						
15		19.9944	24.2692						
16		21.0851							
17		22.1725							
18		23.2568							
19		24.3383							

Tableau : 2

Extrema des fonctions de première espèce :

$$\left. \frac{dJ_m(x)}{dx} \right|_{x=h_{mn}} = C \quad \text{pour} \quad 0 < h_{mn} < 25.$$

m	n →	1	2	3	4	5	6	7	8
0		3.8317	7.0156	10.1735	13.3237	16.4706	19.6159	22.7601	25.9037
1		1.8412	5.3314	8.5363	11.7060	14.8636	18.0155	21.1644	24.3113
2		3.0542	6.7061	9.9695	13.1704	16.3475	19.5129	22.6721	
3		4.2012	8.0152	11.3459	14.5859	17.7888	20.9724	24.1469	
4		5.3175	9.2824	12.6819	15.9641	19.1960	22.4010		
5		6.4156	10.5199	13.9872	17.3128	20.5755	23.8033		
6		7.5013	11.7349	15.2682	18.6374	21.9318			
7		8.5778	12.9324	16.5294	19.9419	23.2681			
8		9.6474	14.1156	17.7740	21.2291	24.5872			
9		10.7114	15.2868	19.0045	22.5014				
10		11.7709	16.4479	20.2230	23.7608				
11		12.8265	17.6003	21.4309					
12		13.8788	18.7451	22.6293					
13		14.9284	19.8832	23.8194					
14		15.9754	21.0154						
15		17.0203	22.1423						
16		18.0683	23.2644						
17		19.1045	24.3819						
18		20.1441							
19		21.1823							
20		22.2192							
21		23.2548							
22		24.2894							

ANNEXE : 3

Calcul de G_{020} : [10, 11]

La relation de perturbation obtenue en deuxième chapitre s'écrit en mode T.M₀₂₀ :

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \frac{(\varepsilon_r' - 1) \cdot E_0^2 \int_0^{2\pi} \int_0^R \int_0^{Re} J_0^2(x_{02} \cdot \frac{r}{Rc}) \cdot r \cdot dr \cdot dz \cdot d\theta}{2E_0^2 \int_0^{2\pi} \int_0^L \int_0^{Rc} J_0^2(x_{02} \cdot \frac{r}{Rc}) \cdot r \cdot dr \cdot dz \cdot d\theta}$$

avec $0 \leq r \leq R_c$, $0 \leq z \leq L$, $0 \leq \theta \leq 2\pi$ pour la cavité
 et $0 \leq r \leq R_e$, $0 \leq z \leq c$, $0 \leq \theta \leq 2\pi$ pour l'échantillon.
 le numérateur :

$$\begin{aligned} N &= 2\pi \cdot e E_0^2 \int_0^{Re} J_0^2\left(\frac{x_{02} \cdot r}{Rc}\right) r \cdot dr \\ &= \pi \cdot e \cdot E_0^2 \cdot R_e^2 \left[J_0^2\left(\frac{x_{02} \cdot Re}{Rc}\right) + J_1^2\left(\frac{x_{02} \cdot Re}{Rc}\right) \right] \end{aligned}$$

Le dénominateur $D = 2 \cdot \pi \cdot L \cdot E_0^2 \cdot \int_0^2 \left(\frac{x_{02} \cdot r}{Rc}\right) \cdot r \cdot dr$

$$= \pi \cdot L \cdot E_0^2 \cdot R_c^2 \cdot J_1^2(x_{02})$$

d'où :

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \frac{(\varepsilon_r' - 1) \cdot e \cdot R_e^2}{2 \cdot L \cdot R_c^2} \cdot \frac{J_0^2\left(x_{02} \cdot \frac{Re}{Rc}\right) + J_1^2\left(x_{02} \cdot \frac{Re}{Rc}\right)}{J_1^2(x_{02})}$$

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \frac{(\varepsilon_r' - 1) \cdot V_e}{2 \cdot V_c} \cdot \frac{1}{G_{020}}$$

$$G_{020} = \frac{J_1^2(x_{02})}{J_1^2\left(x_{02} \cdot \frac{Re}{Rc}\right) + J_0^2\left(x_{02} \cdot \frac{Re}{Rc}\right)}$$

ANNEXE 4

Caractéristiques des générateurs micro-onde GS, GW: [47,18]

1. Générateur de fréquence H.F. - GS1303 :

<u>Fréquence</u>	<u>Unité</u>	<u>GS1303</u>
-précision standard	Ghz	8 à 12.4
-précision d'affichage	%	0.4
-définition de l'affichage	Mhz	1
-linéarité	%	0.5 sans vobulation 1 avec vobulation
-nombre de sous gammes		15
-couverture d'une sous gamme	%	7
-stabilité (après 20 mn minimum de fonctionnement).		
* en temps typique	Mhz/C°	0.2
* en temps maxi	Mhz/C°	1
* sur 10 mn	ppm	15
* 10 % secteur	Khz	100
-FM secteur	Khz	< 20
-bruit à 10 ⁻⁴	dB/Hz	-100
<u>Niveau</u>		
-typique (sans options 46 et 48)	dBm	+16
-mini (sans options 46 et 48)	dBm	+13
-stabilité sur 10 mn	dB	0.1
-10 % secteur	dB	0.1
-impédance	Ohms	50
-connecteur femelle	type	N
-nivelage externe	dB	0.1 + réponse du coupleur du détecteur utilisé
-dynamique du réglage	dB	25

<u>Modulations</u>		
-A1 interne	Khz	1
-profondeur	dB	30
-FM maxi à 100 Hz	Mhz	50 à 100 suivant le modèle
-sensibilité ΔF face avant	Mhz/V	0 à 5 ou +10 suivant le modèle
-sensibilité FM face arrière	Mhz/mA	0.3

2. Base de wobulation - GW1300A :

-vitesse de balayage	<10 mn à > 30 s. vitesse maximale ajustable sur le générateur à > 10 ms.
-mode de balayage <ul style="list-style-type: none"> . « manuel » . « synchro » . « synchro int » . « coup / coup » 	<p>par potentiomètre 1 tour ou par les commandes des marqueurs M₁ et M₂ par potentiomètre 10 tours.</p> <p>départ synchrone du secteur à chaque multiple de 10 ms, ou sur une autre fréquence par un signal appliqué à l'entrée synchro D.3</p> <p>départ immédiat après chaque fin de cycle.</p> <p>chaque départ de balayage est déclenché manuellement par un inverseur.</p>
-sortie dent de scie	0 v pour début +10 v pour fin de balayage
-sortie retour dent de scie	0 v à +5 v (+5 v durant le retour).
-entrée synchro dent de scie	sur transition 0 v à +5 v.
-stabilité à vitesse constante <ul style="list-style-type: none"> . F₁ à F₂ . M₁ à M₂ 	<p>1.10⁻⁵</p> <p>1.10⁻⁴ de la largeur de la bande.</p>
-précision d'affichage	0.5 % en manuelle. 1 % en wobulation + (+, - 10 Mhz)
-largeur des marqueurs	réglage de 0 à ≈ 5 % de la largeur de bande.
-sortie ordre mesure <ul style="list-style-type: none"> . pour V-mètre externe . pour F-mètre externe 	<p>TTL durée ≈ 500 ms</p> <p>compatible ECL standard ou TTL par liaison interne, durée ≈ 20 μs.</p>
-alimentation <ul style="list-style-type: none"> . secteur . fréquence . consommation 	<p>115 / 230 v</p> <p>45 à 450 Hz</p> <p>environ 10 W.</p>

ANNEXE 5

Amplificateur opérationnel (ampli-op) :

1. Généralité :

Les amplificateurs opérationnels tirent leur nom de leur destination première qui est d'effectuer des opérations, parmi les fonctions principales, on peut citer l'amplification, le timing, l'addition, la soustraction, l'intégration, la dérivation,.....etc. En réalité, les domaines d'utilisation de ces ampli-op sont beaucoup plus étendus que ces quelques fonctions.

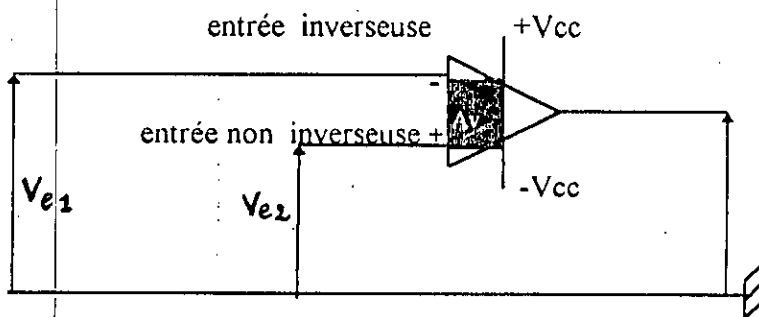


fig.2 Schéma conventionnel d'un ampli-op.

Le symbole d'un ampli-op est représenté à la figure 2.

Ces amplificateurs possèdent deux entrées V_{e1} et V_{e2} repérées par les signes (+) et (-), et ils nécessitent en général deux sources de polarisation continues $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$. On a alors :

$$V_s = A_v.(V_{e2} - V_{e1}).$$

avec V_s étant la tension de sortie. Pour cela, l'ampli-op est parfois appelé amplificateur différentiel car il amplifie la différence des deux signaux d'entrées V_{e1} et V_{e2} .

2. Caractéristiques :

L'ampli-op possède les caractéristiques suivantes :

- un très grand gain en tension $A_v (> 10^4)$.
- une très forte impédance d'entrée $Z_e (> 10^5 \Omega)$.
- une très faible impédance de sortie $Z_s (< 200 \Omega)$.

A ces propriétés fondamentales, on peut ajouter un certain d'autres particularités très intéressantes :

- une très grande bande passante Bp depuis les tensions continues jusqu'aux fréquences élevées.
- un temps de réponse très faible.
- un facteur de bruit faible.
- de faibles dérives, en particulier pour le gain vis-à-vis de la température et du temps.

2. Schémas de base des ampli-op :

2.1 ampli-op idéal :

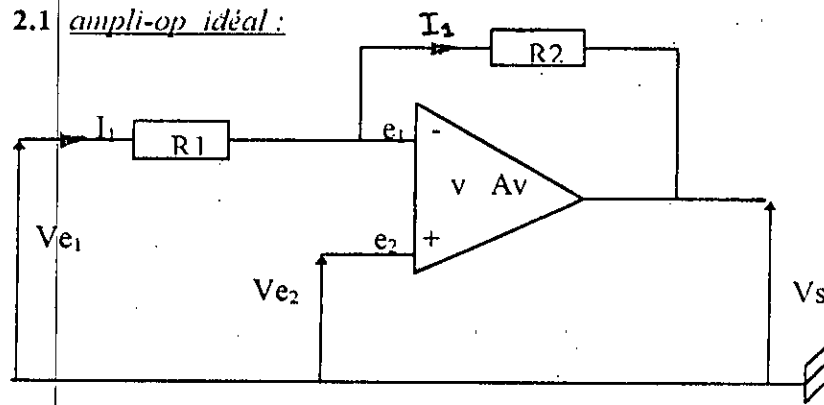


fig.3 Montage fondamentale : ampli inverseur.

A la limite, un ampli-op. aurait comme caractéristique les paramètres suivants :

- $Z_e \approx \infty$
- $Z_s \approx 0$
- $Av = \infty$

or on a : $V_s = Av.(V_{e_2} - V_{e_1})$.

D'autre part, Av est infini et V_s est finie, donc $V_{e_2} - V_{e_1}$ doit être approximativement égale à zéro. Par conséquent, $V_{e_1} = V_{e_2}$, $v = V_{e_2} - V_{e_1} = 0$.

D'autre part, le gain en boucle ouverte étant très élevé, les entrées e_1 et e_2 sont au même potentiel et Z_e étant aussi très élevée. Ce qui engendre un courant d'entrée de l'ampli-op nul ($I_e = 0$).

Dés lors, si on relie l'entrée V_{e2} à la masse, on obtient la figure ci dessous (fig.4)

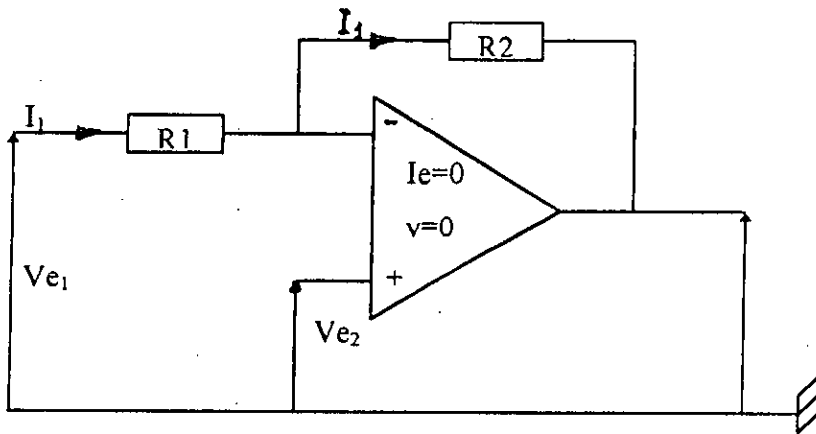


fig.4 Circuit équivalent d'un ampli-op idéal.

d'ou le gain d'un ampli-op idéal $A_v = V_s / V_e = -R_2 / R_1$ (opposition de phase).

2.2 Ampli-op réel :

On considère toujours la figure précédente (fig.3), avec les grandeurs A_v , Z_e et Z_s . d'ou la sortie :

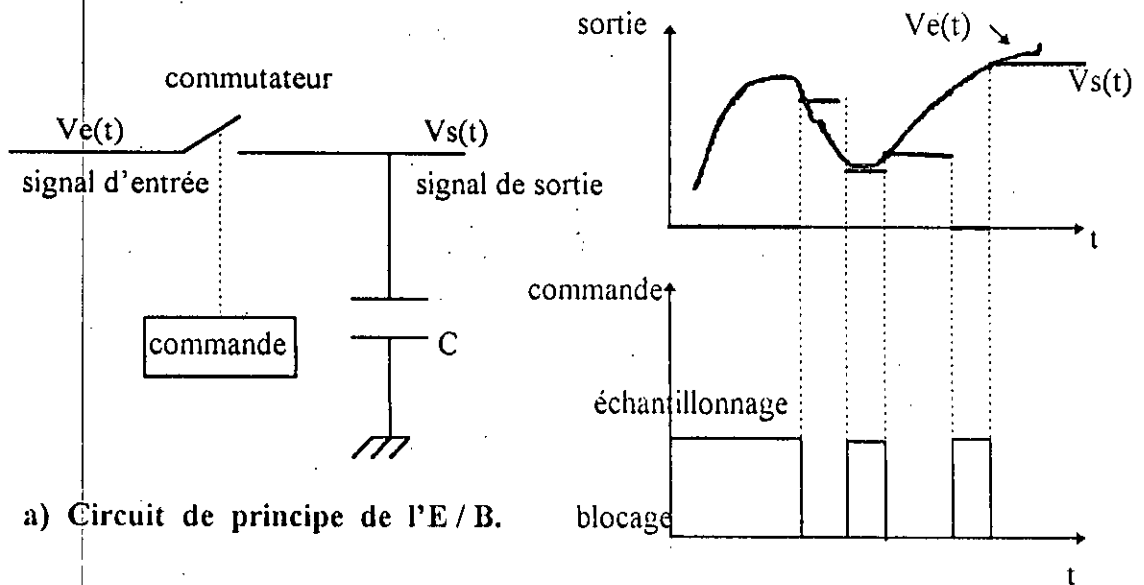
$$V_s = \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v} [V_{e2} - V_{e1}(1 - \beta)]$$

avec $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} < 1$ et I_e, v existent.

ANNEXE 6

a) Echantillonnage - Blocage (E/B):

1. Principe de fonctionnement :



a) Circuit de principe de l'E/B.

b) Signaux d'entrée sortie de l'E/B.

fig.5 Fonctionnement de l'E/B.

L'échantillonneur bloqueur renferme principalement un commutateur associé à un condensateur C (fig.5.a). La fermeture du commutateur provoque la charge du condensateur qui évolue avec la tension d'entrée $V_e(t)$, une fois il est ouvert le condensateur maintient cette tension chargée jusqu'à ce qu'elle soit utilisée par un autre circuit placé en aval (cas d'un CN par exemple où la tension est figée pendant le temps de conversion).

La cadence de prélèvement d'échantillons est initialement donnée par le théorème de Shannon qui impose un rythme d'échantillonnage supérieur ou égale à la fréquence du signal d'entrée. Par contre, si on prend une fréquence d'échantillonnage F_e égale à celle du signal d'entrée F_s , les valeurs prélevées seront identiques, or Shannon impose une fréquence $F_e \geq 2F_s$ pour laisser le libre choix à une bonne optimisation.

2. Caractéristiques principales d'un E/B :

- Pendant l'échantillonnage, la capacité de blocage devrait se charger rapidement, pour cela la source d'entrée doit être à faible résistance interne.
- pour parvenir au blocage du signal, il faut que ce dernier ne soit pas rapidement altéré. Pour cet effet, le système placé en aval doit être à forte résistance d'entrée.
- Au moment de la transition d'un état à un autre, il y'a lieu de minimiser l'importance des pics transitoires dus à la commutation.

3. Le module d'E/B D583 :

3.1 Brochage :

La configuration de broches de l'AD583 est extraite du Data Book d'Analog Devices.

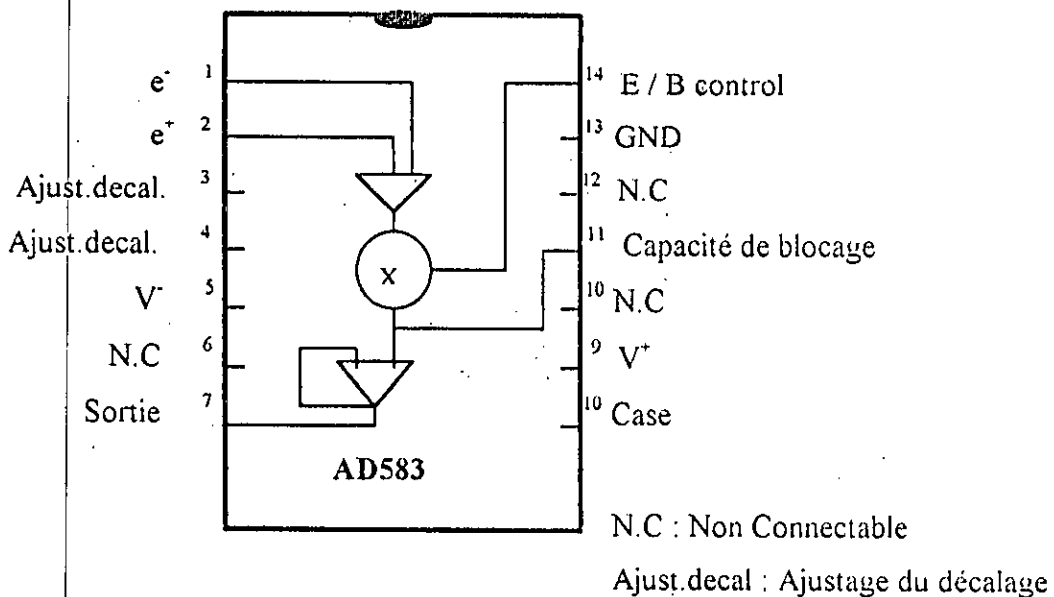


fig.6 Circuit de brochage de l'AD583.

3.2 Description :

AD583 est un circuit E / B monolithique présentant une haute performance d'un amplificateur opérationnel en série avec un commutateur analogique et un amplificateur à gain unité. Une capacité de blocage externe à connecter à la sortie du commutateur complète la fonction d'échantillonnage et blocage. Avec un commutateur analogique fermé, l'AD583 fonctionne comme un ampli-op standard, un réseau de contre réaction peut être connecté autour du module pour le contrôle de gain et de la réponse en fréquence. Lorsque le commutateur est ouvert, la capacité bloque la sortie au niveau précédent.

3.3 Caractéristiques de l'AD583 :

- L'opération d'E / B est obtenue avec l'addition d'un condensateur de blocage.
- La valeur finale bloquée par le condensateur n'est pas rigoureusement la valeur admise (correspondant à l'ouverture du commutateur) à cause d'un transfert de charges entre les capacités internes du commutateur et celle de blocage au moment de commutation qui vaut (10 pc).
- Un taux de courant d'E / B haut.
- Un gain ou réponse de fréquence est disponible en utilisant l'amplificateur opérationnel standard à contre réaction.
- Taux de balayage et temps d'ouverture (différence entre l'instant de commande de blocage et l'instant d'ouverture effective du commutateur) bas permettant l'échantillonnage des signaux changeant rapidement.

3.4 Fiche technique de l'AD583 :

Typical @ +25°C, hold capacitor of 1000pF and ±15v de unless otherwise specified.

Model	AD583 KQ
open loop gain $R_L = 2\text{ K}\Omega$, t_{\min} to t_{\max}	25 K min (50 K typ)
output voltage swing $R_L = 2\text{ K}\Omega$, t_{\min} to t_{\max}	± 10 V min
output current	± 10 mA min
output resistance	5 Ω
offset voltage t_{\min} to t_{\max}	6 mV max (3 mV typ) 8 mV max (4 mV typ)
bias current t_{\min} to t_{\max}	200 n max (50 n typ) 400 nA max
input resistance	5 M Ω min (10 M Ω typ)
common mode rejection t_{\min} to t_{\max}	74 dB min (90 dB typ)
common mode range	± 10 V min
gain bandwidth product	2 Mhz
slew rate $A_v = +1$, $R_L = 2\text{ K}\Omega$, $C_L = 50\text{pF}$ $V_{out} = \pm 10\text{ Vpp}$	5 V / μs
rise time $A_v = +1$, $R_L = 2\text{ K}\Omega$, $C_L = 50\text{pF}$ $V_{out} = 400\text{ mVpp}$	100 ns
overshoot $A_v = +1$, $R_L = 2\text{ K}\Omega$, $C_L = 50\text{pF}$ $V_{out} = 400\text{ mVpp}$	20 %
digital input current $V_{in} = 0$, t_{\min} to t_{\max} $V_{in} = +5.0\text{ V}$, t_{\min} to t_{\max}	0.8 mA max (logic " sample ") 20 μA max (logic " hold ")
digital input voltage low t_{\min} to t_{\max} high t_{\min} to t_{\max}	0.8 V max 2.0 V min
acquisition time $A_v = +1$, $R_L = 2\text{ K}\Omega$, $C_L = 50\text{pF}$ to 0.1 % of final value to 0.1 % of final value	4 μs 5 μs

aperture time	50 ns
aperture JITTER	5 ns
drift current	50 pA max (5 pA typ)
I_{min} to I_{max}	1.0 nA max (0.05 nA typ)
charge transfer	20 pc max (10 pc typ)
supply current	5.0 mA max (2.5 mA typ)
power supply rejection	74 dB min (90 dB typ)
operating temperature	0 to 70 °C
storage temperature	-65 to 150 °C
package option cerdip (Q - 14)	AD583 KQ

Absolute Maximum Ratings

Voltage between V+ and V- terminals	40 v
Differential input voltage	± 30 v
Digital voltage (pin 14)	+ 8 v, - 15 v
Output current	short circuit protected.
Internal power dissipation	30 mW (derate power dissipation by 4.3 mW/°C above +150 °C ambient temperature).

b) Convertisseur Analogique Numérique (CAN):

1. Procédés de CAN:

Le convertisseur analogique numérique (CAN) effectue une conversion d'une tension continue en signaux numériques, cette tension est donnée par l'échantillonneur bloqueur. La conversion compte plusieurs procédés, nous citons ici quelques exemples les plus utilisés à l'heure actuelle dans le domaine d'instrumentation:

1.1 Can parallèle (Flash converters) :

Le principe consiste à comparer la tension d'entrée à plusieurs tensions de référence simultanément. Ce type de convertisseurs est très rapide, mais il nécessite un nombre de comparateurs égale à $2^n - 1$ pour une résolution de n bits.

A titre d'exemple pour un CAN de 8 bits, il faut intégrer 255 comparateurs, raison suffisante pour que son prix soit très élevé.

1.2 CAN à comptage d'impulsions :

Ce type de conversion présente une très bonne précision et exige peu de composants, cependant le temps de conversion est considérablement plus long que les autres types de procédés cités ici, généralement entre 0.1 et 100 (ms).

1.3 CAN à approximations successives :

Ce procédé consiste à comparer la tension à mesurer à une série de tensions élaborées par le circuit et en fonction du résultat obtenu à chaque comparaison, on définit les bits de conversion.

2. Le module ADC0808 :

2.1 Description :

Le module ADC0808 est essentiellement constitué d'un simple convertisseur analogique numérique à approximations successives (voir fig.7.b) d'une part et d'autre part il est doté de quelques performances spécifiques nécessaires pour l'interfaçage avec les microprocesseurs et les ordinateurs.

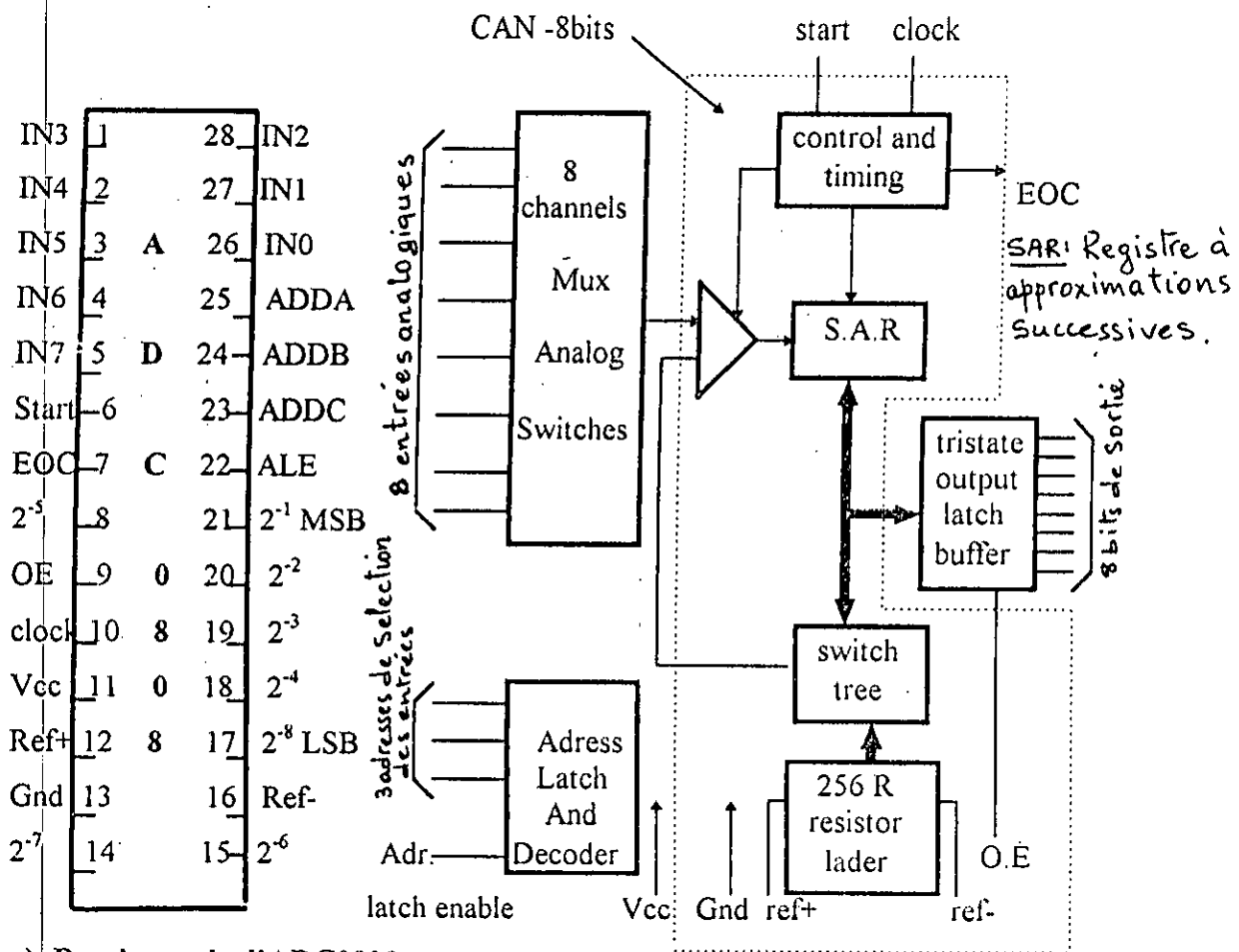


fig.7 Circuit du module ADC0808.

L'entrée du CAN est précédée d'un multiplexeur analogique de 8 canaux qui sert à sélectionner une entrée parmi huit, à l'aide d'un décodeur d'adresse. La sortie numérique est entretenue avec une latch buffer à 3 états verrouillable.

L'ADC0808 est équipé de toute une série de latches dans le but de mémoriser toutes les données à recevoir ou à communiquer et cela pour parvenir à une bonne adaptation avec l'ordinateur.

2.2 Caractéristiques principales :

$$V_{VV} = 5 \text{ V}_{DC} = V_{ref} \quad , \quad V_{ref-} = GND \quad , \quad f_{CLK} = 640 \text{ Khz.}$$

Paramètres	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Erreurs totale sans ajustement	25°C			+1/2	LSB
	Tmin à Tmax			± 3/4	LSB
Résistance d'entrée	entre ref(+) et ref(-)	1.0		2.5	KΩ
Plage de la tension d'entrée analogique	V(+) ou V(-)	GND-0.10		Vcc+0.10	V _{DC}
t _{WS} : larg. mini. de l'impulsion de départ			100	200	ns
t _{WALE} : larg. min. de l'impulsion ALE			100	200	ns
t _S : temps minimum d'adressage			25	50	ns
t _H : temps mini. de maintien de l'adresse			25	50	ns
t _D : temps de propagation du Mux à ALE	R _S = 0 Ω		1	2.5	μs
t _{HI} , t _{HO} OE contrôle à Q état logique	C _L = 50 pF, R _L = 10K		125	250	ns
t _C : temps de conversion	f _C = 640 Khz	90	100	110	μs
f _C : fréquence d'horloge		10	640	1280	Khz
t _{EOC} : EOC temps de propagation		0		8+2μs	clock periods
C _{IN} : capacité d'entrée	aux entrées de contrôle		10	15	pF
C _{OUT} : capacité de la sortie	toutes sorties		10	15	pF
	3- états				
t _{IH} , t _{OH} contrôle à Hi-Z	3-états				
	C _L = 10pF , R _L = 10K		125	250	ns

c) Gestion temporelle du dialogue entre interface et ordinateur : [24]

Le dialogue d'une interface avec l'ordinateur peut se faire de trois manières différentes :

1. Sous contrôle total de l'ordinateur :

Dans ce cas l'ordinateur, à travers le programme en action prend à priori la décision d'écrire ou de lire dans un interface et de tester certains registres d'état de l'interface. Sa seule besogne est le dialogue avec son périphérique lorsque lui en a été donné par le programme en cours.

2. Sous demande (interruption) de l'interface :

Ce type de gestion a été abordé dans le chapitre 4.

3. Sans contrôle du processeur, le DMA (Accès Directe à la Mémoire) :

Certains périphérique possèdent des contraintes de temps pour l'exécution des fonctions de transfert de mémoire à mémoire ou de périphérique à mémoire et vice versa. C'est le cas du disque, il est impératif en effet que l'électronique soit prête à accepter ou à fournir des données en cohérence avec la rotation disque dont l'ordinateur ne sait pas prendre cela en charge.

L'interface devra se charger lui-même du transfert de la mémoire vers le périphérique et vice versa, à la cadence que lui-même a décidé. Ce transfert sous contrôle de l'interface se fera sans l'aide du processeur. Pendant ce temps, le processeur devra cesser toute activité sur les mémoires et sur les périphériques concernés afin de ne pas les perturber pendant le transfert.

Voici le scénario lorsqu'il est nécessaire de transférer un bloc de données vers un périphérique pouvant travailler en mode DMA :

- . on charge l'interface, en lui demandant de travailler en DMA.
- . on charge dans les registres de l'interface l'adresse de départ de la mémoire dans laquelle on désire lire ou écrire (registre d'adresse).

- . on charge le registre qui définit le nombre de mots (bytes) à transférer.
- . on lance le départ de l'action.

Cette phase de préparation et de lancement se poursuit par un dialogue interface-ordinateur :

- . l'interface demande alors à l'ordinateur l'autorisation d'exécuter un transfert DMA, en lui envoyant un signal HOLDRE (hold request : demande d'arrêt d'activité de l'ordinateur).
 - . l'ordinateur, s'il accepte, répond oui à l'interface en lui envoyant le signal HOLDACK (hold acknowledge).
 - . l'interface renvoie alors le signal HOLD qui va bloquer l'activité de l'ordinateur.
 - . l'interface prend alors propriété du bus et commence le transfert au rythme approprié.
 - . lorsque le transfert est terminé, le signal HOLD disparaît.
 - . en signe de reconnaissance l'ordinateur fait disparaître le signal HOLDACK.
 - . l'interface envoie alors une interruption «fin de DMA» afin que le programme de gestion (celui qui a lancé le transfert) puisse décider de la suite des opérations.
- Pour les priorités, lorsqu'une unité demande un DMA, la situation sur le plan hardware (matériel) est similaire à celle engendrée par une interruption IRQ.

Remarques importantes :

1. Lors d'un DMA, le processeur (ordinateur) est en état de veille et il faut veiller à ce que cette phase ne soit pas trop longue si l'ordinateur contient des mémoires dynamiques qu'il convient de rafraîchir par l'activité du microprocesseur.

Actuellement, plusieurs de ces types de mémoires possèdent leur propre dynamique de rafraîchissement.

2. Ces transferts DMA peuvent se faire de plusieurs manières :

- . par bloc (bloc mode).
- . par rafale (burst mode).
- . mot à mot.

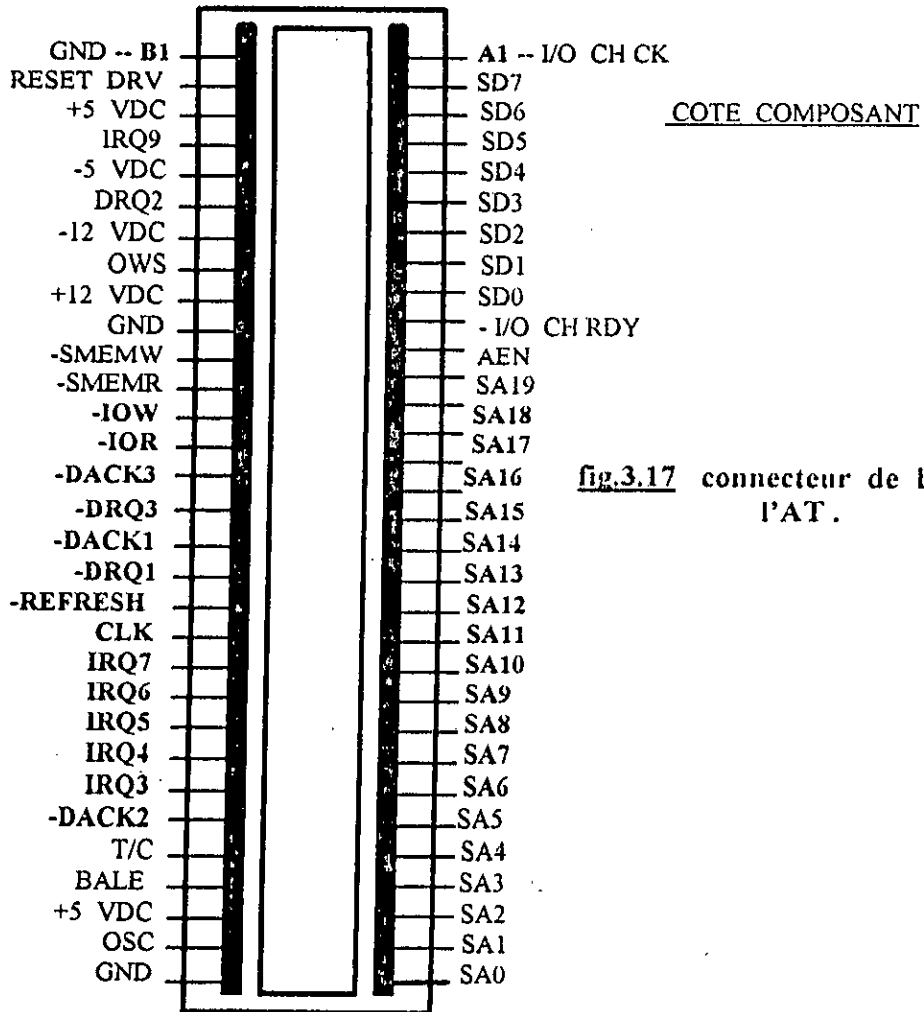
dans chacun de ces modes, le processeur reçoit à nouveau la main entre chaque bloc, rafale ou mot.

3. Il existe aussi le mode transparent, plus complexe, où le transfert de l'information se fait à l'intérieur des instructions lorsque le processeur n'utilise pas le bus. Cela demande toutefois une logique plus complexe mais a l'avantage de ne pas ralentir les programmes.

4. Le DMA ne sert pas seulement à transférer des informations de mémoire à périphérique, mais aussi entre deux périphériques. La gestion du DMA devient alors encore plus complexe (il faut davantage de registres, etc.).

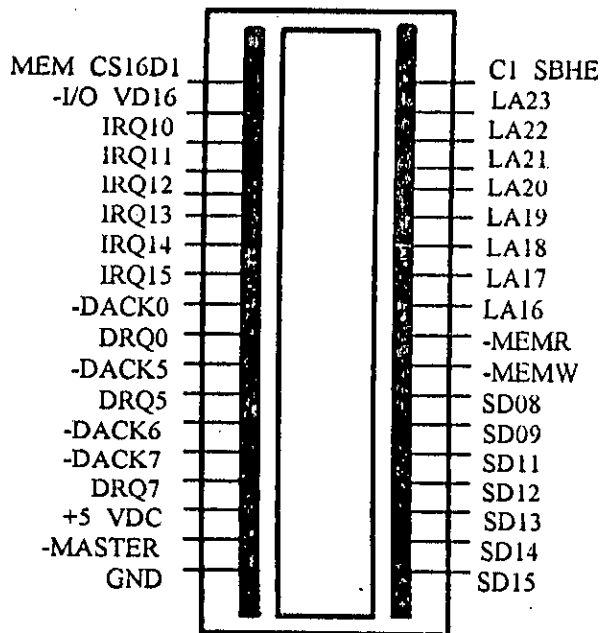
En résumé, l'interface attaché à un périphérique peut dans un premier temps, être programmé par le processeur ou se prendre lui-même en charge. Ensuite comme acteur, il peut prendre l'initiative par des demandes d'interruptions et des transferts DMA.

d) Description des signaux du bus I/O : [24, 25]



COTE COMPOSANT

fig.3.17 connecteur de bus I/O de l'AT.



1. Lignes d'alimentation :

- + 5 v : distribuée sur les broches : B₃ et B₂₉ , précision $\pm 5 \%$.
- 5 v : distribuée sur les broches : B₃ du connecteur, précision $\pm 10 \%$.
- + 12 v : distribuée sur la broche : B₉ du connecteur, précision $\pm 5 \%$.
- 12 v : distribuée sur la broche : B₇ du connecteur, précision $\pm 10 \%$.
- Masse : distribuée sur les broches : B₃₁ , B₁ et B₁₀ .

2. Lignes de données :

D₀ ---- D₇ : Ces lignes sont bi-directionnelles et permettent d'échanger des données entre la mémoire, le processeur et les I/O. Dans le cas d'un cycle DMA, le microprocesseur est complètement déconnecté du bus. En poids binaire, la ligne D₀ est la plus faible, la ligne D₇ la plus forte.

3. Lignes d'adresse :

A₀ ---- A₁₉ : ces lignes sont utilisées pour adresser la mémoire du système ainsi que les différents ports I/O. Les lignes sont générées par le microprocesseur ou par le DMA contrôleur, A₀ est la ligne de poids le plus faible. Le nombre de ports I/O n'étant pas supérieur à 64 K I/O. Les lignes A₁₆ à A₁₉ sont maintenues inactives durant le cycle I/O, il est même possible de restreindre le décodage des adresses I/O à 10 lignes, de A₀ à A₉ puisqu'au niveau de l'IBM PC, les ports I/O vont de 0200H à 03FFH.

4. Lignes de contrôle :

ALE : Adress Latch Enable. Ce signal est issu directement du contrôleur 8288. Il indique que l'adresse disponible sur le bus est valide. En fait, il est utilisé dans l'électronique périphérique du processeur pour maintenir les adresses, il peut facilement être utilisé comme point de synchronisation pour visualiser les différents cycles sur un oscilloscope, puisqu'il est présent dès le démarrage.

AEN : Adress Enable. Ce signal ne peut être issu que par la logique du contrôleur de DMA, il signale aux différents attachements qu'un cycle DMA est en train de se dérouler.

Au niveau du bus système, il est utilisé pour déconnecter le microprocesseur du bus système. De même, il bloque les circuits de décodage des I/O ports, pour éviter la confusion au moment de la génération des adresses mémoires et des I/O à l'intérieur d'un cycle DMA.

I / O CHCK : I/O Channel Check. Cette ligne sert à informer le processeur d'un mauvais fonctionnement ou d'une erreur. Si cette ligne est mise à un niveau bas, elle génère une interruption de type NMI (Non Masquable Interruption). En fait les sources pouvant déclencher des interruptions NMI sont nombreuses et il a fallu faire franchir à cette ligne un port I/O permet de déterminer plus facilement l'origine du NMI.

I / O CHRDY : I/O Channel Ready. Cette ligne n'est efficace que dans le sens attachement-microprocesseur et sert à la demande d'extension des cycles. Si un attachement a quelques difficultés pour suivre le rythme du processeur, il peut demander à ce dernier de placer des cycles additionnels peut aller jusqu'à 10. Cette ligne est mise en parallèle avec tous les autres attachements et il est vivement conseillé de prévoir une sortie de type collecteur ouvert.

RESET DRV : Cette ligne permet de remettre à 0 les circuits électroniques lors d'une mise sous tension ou d'une chute de tension. Elle est synchronisée sur le flanc négatif du signal d'horloge et son niveau actif est haut.

OSC : Ce signal est directement issu du circuit oscillateur. La fréquence est de 14.31818 Mhz, soit une période de 70 ns environ. Ce signal représente la fréquence la plus haute disponible dans le PC, tous les autres signaux en sont dérivés. Nous citerons en exemple le 3.58 Mhz généré par l'attachement graphique / couleur nécessaire à la vidéo NTSC.

CLK : Ce signal est également issu de l'oscillateur par une division par trois. Sa fréquence est de 4.77 Mhz et sa période de 210 ns. Par contre, il n'est pas symétrique, il possède une période négative de 140 ns. Ce signal est directement lié, sans aucun décalage, aux cycles de lecture et d'écriture de la mémoire ou des I/O et peut parfaitement servir à la génération des cycles d'attente par le biais de la ligne I/O CHRDY.

TC : Terminal Count. Ce signal est généré par le contrôleur de DMA 8237-5, lorsque le compteur de bytes d'un des canaux atteint la limite des mots à transférer. Pour spécifier le canal concerné, le 8237-5 monte également la ligne **DACK** correspondant au canal.

DRQ1 --- DRQ3 : Direct Memory Access request. Ces 3 lignes actives en niveau haut, sont générées par l'attachement, pour demander un cycle de transfert DMA entre la mémoire et lui-même. Ces lignes sont directement reliées au 8237-5, Si la priorité des lignes n'a pas été modifiée par le programmeur. **DRQ₁** est la ligne la plus prioritaire. La ligne **DRQ** ne peut être désactivée que si une ligne **DACK** correspondant est issue.

DACK0 --- DACK3 : Direct Memory Access Acknowledge. Ces 4 lignes sont issues du contrôleur de DMA pour indiquer que la demande de cycle DMA a été honoré. La ligne **DACK₀** est envoyée à titre d'information puisque la ligne sert au cycle de rafraîchissement de la mémoire et la ligne **DRQ₀** n'est pas accessible du bus. Ce signal permet de détecter le cycle de rafraîchissement de la mémoire. Cette ligne peut également servir de synchronisation, sa période d'apparition étant systématiquement de 72 temps d'horloge.

IRQ2 --- IRQ7 : Ces lignes servent aux demandes d'interruptions et sont donc directement reliées au processeur d'interruption 8259A. Il existe une priorité entre ces lignes, elle est fixée à l'initialisation du système par le BIOS. Sur le bus I/O, la ligne **IRQ₂** est la plus prioritaire. La demande se fait en passant la ligne d'un niveau bas à un niveau haut, elle doit être maintenue jusqu'à ce que la demande soit honorée.

IOR : I / O Read. Ce signal généré par le processeur ou le contrôleur DMA, est actif en niveau bas, il demande à l'interface de présenter ses données sur le bus.

IOW : I / O Write. Ce signal est actif en niveau bas, il demande à l'attachement de lire les données disponibles sur le bus. La ligne est pilotée par le processeur ou le contrôleur DMA.

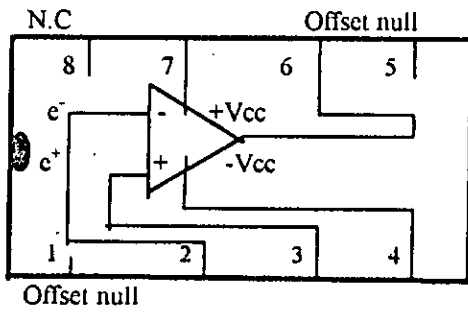
MEMR : Memory Read. Ce signal demande à la mémoire de présenter ses données sur le bus, il est actif en niveau bas et il est issu du processeur ou du contrôleur DMA.

MEMW : Memory Write. Ce signal demande à la mémoire de lire les données disponibles sur le bus. La ligne est générée par le processeur ou le contrôleur DMA.

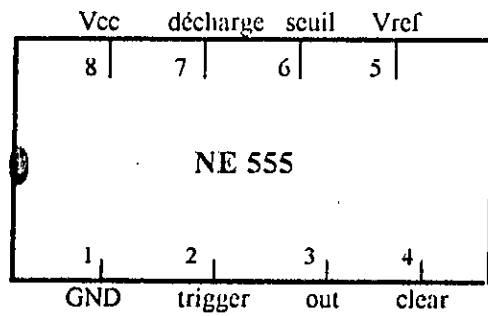
ANNEXE 7

Brochage des circuits intégrés utilisés :

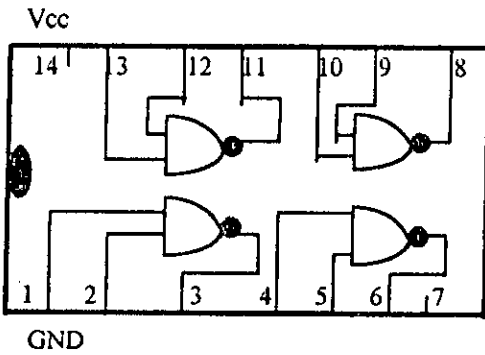
1. Ampli-op $\mu A741$:



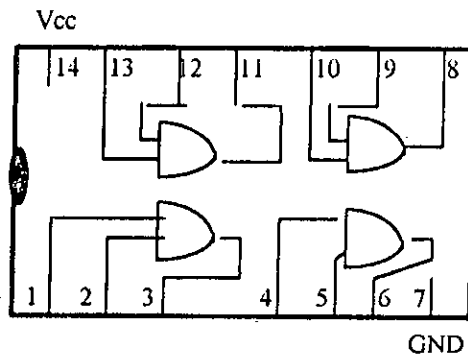
2. Timmer NE555 :



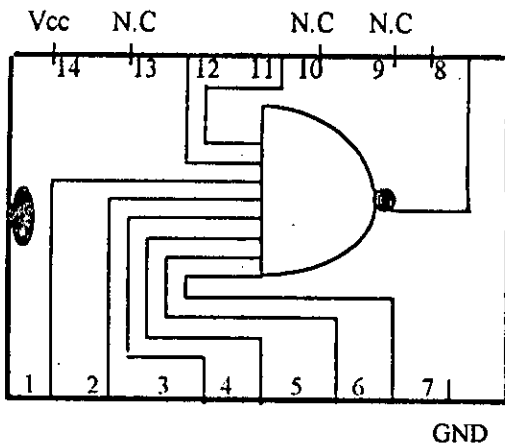
3. Portes NAND à 2 entrées 74LS00 :



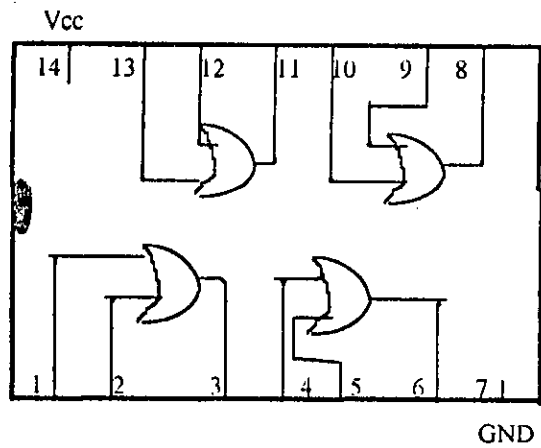
4. Portes AND à 2 entrées 74LS08 :



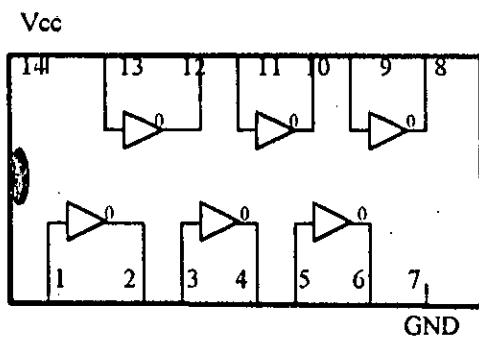
5. Porte NAND à 8 entrées 74LS30 :



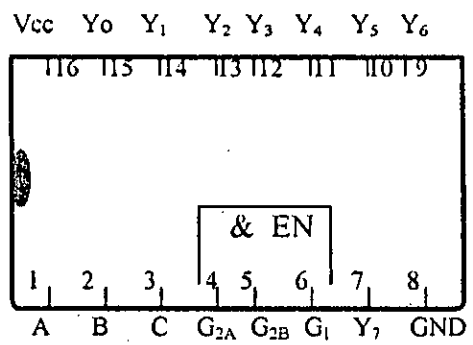
6. Porte OR à 2 entrées 74LS32 :



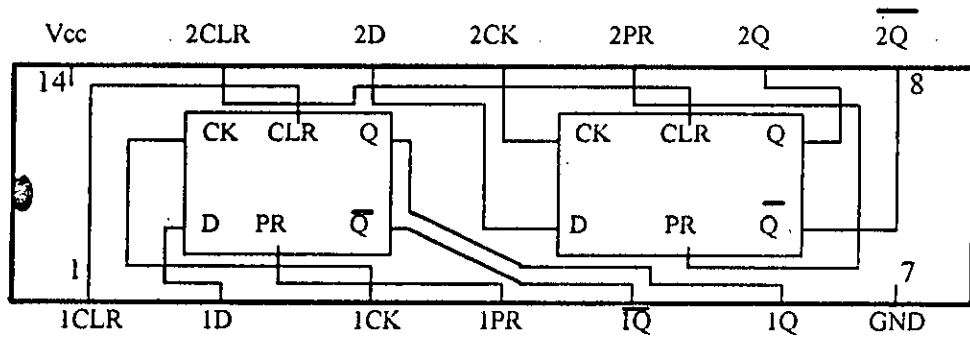
7. Portes inverseuses 74LS04 :



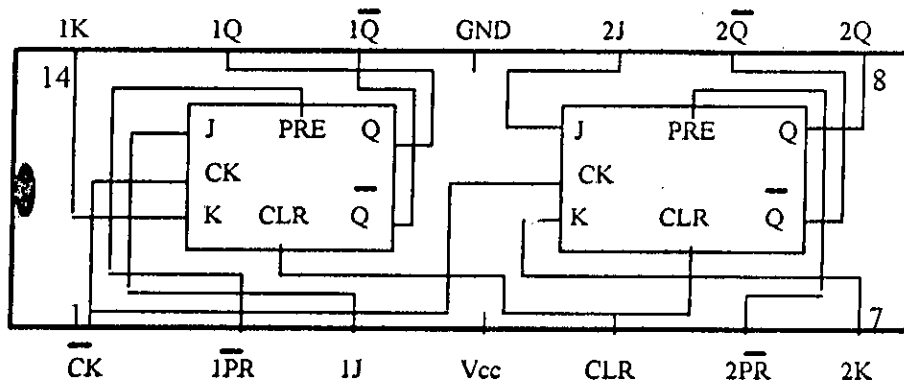
8. Décodeur 3 x 8 - 74LS138 :



9. Bascules D 74LS74 :

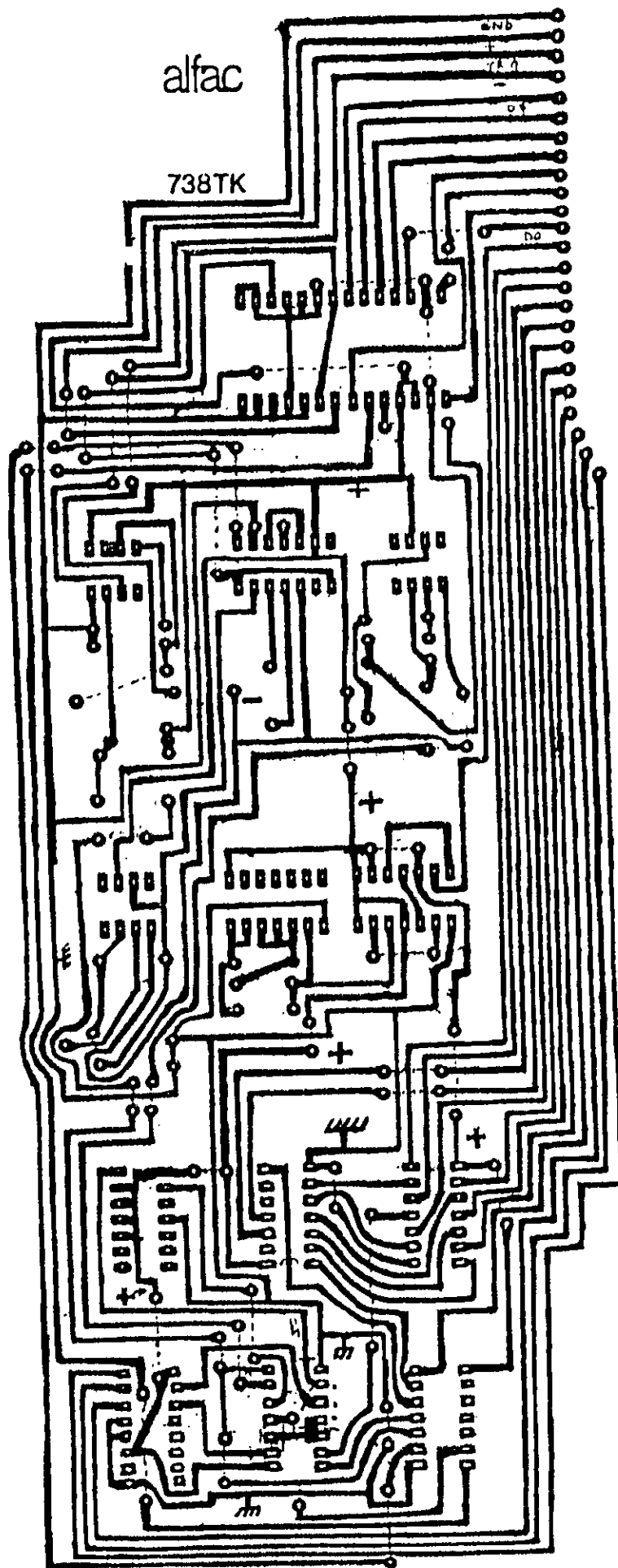


10. Bascules JK 74LS78 :



ANNEXE : 8

Circuit imprimé
de la carte interface
fait par M.Kabri



BIBLIOGRAPHIE

1. **A. Vander vorst ; A. Laloux** , « Hyperfréquences théorie, pratique et mesures » De Boeck-Wesmael s.a., 1988. Bruxelles.
2. **W. Armstrong** , « Le radar qui a sauvé l'Angleterre » , Selection du Reader's Digest , octobre 1969 , pp. 57-64.
3. **M.S. Ramachandraiah & F.E. Gardiol** , « Applications techniques des hyperfréquences » , Bulletin technique de la Suisse Romande , n° 29 , 9 décembre 1972.
4. **S.S. Stuchly** , « State of art in microwave methods and techniques for measuring non electrical quantities » , Proc. 1971 Eu.M.C. , Stockholm , pp. C8/S1 à 11.
5. **Symposium intern. Micro. Power Inst.** , Proceedings , Monaco , juin 1979.
6. **H.B.G. Casimir** , « On the theory of electromagnetic waves in resonant cavities » , Philips res. rep. 6 , pp. 162-182.
7. **R.A. Waldron** , « Perturbation theory of resonant cavities » , Proc. IEE , vol. 1070 . pp. 272-274 , 1960.
8. **R.A. Waldron** , « theory of guided electromagnetic waves » , Van Nostrand Reinhold , London , 1970.
9. **E.L. Ginzton** , « Microwave measurements » , New York , McGraw-Hill , 1957 , p. 357.
10. **H. Zaidi** , « Conception et réalisation de résonateur micro-ondes. Application à la détermination des permittivités diélectriques de matériaux et de densités électroniques de plasmas. » , Thèse de magister, U.S.T.H.B, Alger, 16/12/1986.
11. **R. Djouaher** , « Mesure de la permittivité complexe micro-onde d'échantillons diélectrique solides et liquides par la methode des cavités résonnantes sur les modes T.M_{ono} : Etude comparée de deux techniques de calcul » , Thèse de magister, Université de Blida , 1995.
12. **R.N. Bracewell** , « Charts for resonant fréquences of cavities » , Proc. of the I.R.E.: Waves and electrons , vol. 35 , N° 8 , pp. 830-841 , Aug. 1946.

13. R. Badoual , « Les micro-ondes » , Tome 1-- circuits . microrubans . fibres , Collection technologies : serie électronique , Masson . Paris , 1983.
14. C.G. Montgomery , « Technique of micro wave measurements » , Mit Rad . lab . series , vol . 8 , Mc Grawhill , 1948.
15. W.H. Press ; B.P. Flannery ; S.A. Teukolsky ; W.T. Wetterling , « Numerical Recipes » , The art of scientific computing , printed in the U.S.A. 1986.
16. J.P. Ventillard : D.G de la revue « Electronique pratique » , article : « Wobulateur audiofréquence » , N° 195 , p. 65 , Septembre 1995 , I.S.S.N. 02434911 , Paris.
17. Manuel du G.S. 1300A : Base de wobulation. France 1986.
18. Manuel du G.S. 1303A : Générateur H.F. France 1986.
19. F. Gardiol , « Hyperfréquences » , France , 1987.
20. J.P. Kinzer ; I.G. Wilson , « Some results on cylindrical cavity resonators » , Bell sys. techn. J. , vol . 26 . N° 3 . pp. 410-445 . July 1945.
21. A.F. Harvey , « Microwave engineering » , Academic Press , New York , 1963.
22. Analog Devices , « Data Book » , USA.
23. Traintienlang , « Electronique des systèmes de mesure » , mise en oeuvre des procédés analogiques et numériques , 2^e édition refondue et augmentée , Paris , 1992.
24. R. Pricels , « laboratoire d'acquisition de données en temps réel » , construction d'une interface pour PC, Université Catholique de Louvain, Faculté des sciences 1992 / 1993.
25. G. Apruzzese ; C. Frauly , « IBM PC du laboratoire à l'industrie ».
26. S. Leibson , « Manuel des interfaces », Edition McGrawhill - 75014 Paris, 1984.
27. B. Grehand , « cours de physique des semiconducteurs » , Paris , 1987.
28. S. Boubeker , « Electronique des impulsions » , cours avec des exercices corrigés , Université de Blida , 1995.

29. E. Jahnke ; F. Emde , « Tables of functions » , New York , Dover publications, pp. 126-265 , 1945.

30. I.M. Abramowitz; I.A. Stegun , « handbook of mathematical functions », New York , Dover publications , pp. 335-374 , 1965.

31. A. Angot , « compléments de mathématiques » ; Paris , Editions de la revue d'optique , pp. 360-427 , 1957.

32. G.N. Watson , « A treatise on the theory of Bessel functions » , Cambridge , 1966.

