

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التربية الوطنية  
**MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE**

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**DEPARTEMENT ELECTRONIQUE**

# **PROJET DE FIN D'ETUDES**

**SUJET**

**ELABORATION D'UN LOGICIEL  
DE COMMANDE DE L'ANALYSEUR  
DE RESEAUX HP 8408B**

**Proposé par :**

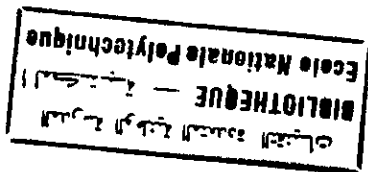
**AKSAS. R  
TRABELSI. M**

**Etudié par :**

**SADOUN      TAOUCH  
Samira      Khadidja**

**Dirigé par :**

**OUCHAR. A**



**PROMOTION  
JUN 1993**

**E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi El-Harrach - ALGER**

## DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Je dedie ce modeste travail

- A l'être qui m'est le plus cher au monde ,MON CHER PAPA
- A ma très chère mère,pour son amour, sa patience et tout ces efforts pour m'aider et me soutenir tout au long de mes etudes
- A mon très cher fiancé MOUNIR
- A mes soeurs SCHEHRAZED, LILA et WIAM ainsi qu'à mes frères AMINE et ZOHEIR
- A mon beau frère ABDELHALIM , à mon neveu ABDELWAHEB et ma nièce DALLEL

Ainsi qu'à tous mes amis

KHADIDJA

Je dedie ce modeste travail aux êtres les plus chers à mon coeur :

A mon cher père ,qui je remercie pour sa compréhension , son encouragement et son affection durant toute ma vie .

A ma tendre mère ,que j'aime tant et à qui je dois toute gratitude et reconnaissance.Il ont tout fait pour faire de moi ce que je suis.

A ma soeur SOUAD,je lui souhaite de reussir .

A Kamel,à ma petite soeur Amel et enfin a Mimicha

je dedie aussi ce travail à toute ma famille et tous mes amis

SAMIRA

## REMERCIEMENTS



Nous tenons à exprimer sincèrement à Monsieur OUCHAR.A notre profonde reconnaissance pour avoir suivi, dirigé ce travail, en nous faisant part de ses conseils, ainsi que pour l'aide qu'il nous a prodigué.

Nos plus vifs remerciements vont à nos promoteurs, AKSAS.R et TRABELSI.M qui n'ont pas cessé de nous conseiller tout au long de l'élaboration de ce travail.

Nous ne saurons oublier l'aide précieuse qui nous a été apportée par Monsieur SADOON BELKACEM , nous lui sommes très reconnaissantes.

Il nous est aussi extrêmement agréable, de remercier le professeur Monsieur SAADOUN, ainsi que Monsieur GOUGAM et Monsieur ZITOUNI professeurs à l'I.N.E.L.E.C qui nous ont été d'un grand secours.

Enfin, nous remercions Mesdemoiselles, DALILA, CHOUKRIA , LILA et SIHEM ainsi que tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin.

\* SOMMAIRE \*



ABREVIATIONS UTILISEES

INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE I : METHODES DE MESURE ET ANALYSEUR DE RESEAUX	
I-1 INTRODUCTION.....	3
I-2 DEFINITIONS.....	3
I-2-1 coupleurs directifs.....	3
I-2-2 Paramètres "S".....	6
I-3 PRINCIPALES METHODES DE MESURES.....	8
I-3-1 Principe de mesure avec coupleur.....	8
I-3-2 Sources d'erreurs.....	9
I-3-3 Mesure de dispositifs passifs.....	9
I-3-4 Mesure de dispositifs actifs.....	10
I-4 ANALYSEUR DE RESEAUX.....	11
I-4-1 Description.....	11
I-4-2 Principe de fonctionnement.....	12
I-5 PRINCIPE DE CALIBRATION.....	14
I-5-1 Erreurs affectant la mesure.....	14
I-5-2 Modèles d'erreurs.....	15
a) Modèle à 8 termes.....	15
b) Modèle à 12 termes.....	20
Chapitre II : COMMANDE DE L'ANALYSEUR DE RESEAUX HP 8408B PAR UN PC HP (ES/12)	
II-1 INTRODUCTION.....	23
II-2 PRESENTATION ET DESCRIPTION DU BUS	
IEEE-488.....	23
II-2-1 Historique.....	23
II-2-2 Configuration du bus IEEE-488.....	23

II-2-3 Lignes du bus IEEE-488..	23
II-2-4 Description des lignes de contrôle.....	24
II-3 INSTALLATION DU PILOTE DE PERIPHERIQUE PRO-488 ET DE LA CARTE D'INTERFACE IEEE-488.....	25
II-3-1 Pilote de périphérique pro-488.....	25
II-3-2 Installation du pro-488.....	25
-a) Installation automatique.....	26
-b) Installation personnelle.....	26
II-3-3 Installation de la carte d'interface IEEE-488.....	26
II-4 COMMUNICATION PC-ARA.....	28
II-4-1 Fichier de contrôle "IEEECTRL".....	28
II-4-2 Fichier de données " IEEEEDATA".....	28
II-4-3 Types de commandes.....	29
II-4-4 Paramètres TIMEOUT,END, et EOS.....	30
II-5 LANGUAGE DE COMMUNICATION PC-A.R.A.....	30
II-6 COMMANDE DE L'OSCILLATEUR DE BALAYAGE HP 8350B....	31
II-7 COMMANDE DE L'ATTENUATEUR/"SWITCH DRIVER" HP 11713A.....	33
II-8 COMMANDE DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMERIQUE HP 5313A.....	37
CHAPITRE III : LOGICIEL ELABORE (CAL-MES)	
III-1 INTRODUCTION.....	40
III-2 BANC DE MESURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	40
III-3 PROGRAMME CALIBRATION.....	43
III-4 PROGRAMME MESURE.....	43
III-5 ERREURS INTRODUITES PAR LE A. R. A.....	45

III-5 ERREURS INTRODUITES PAR LE A. R. A.....45  
 III-5-1 Erreurs en reflexion.....45  
 III-5-2 Erreurs en transmission.....46  
 III-5-3 Erreurs Ex et El.....46

III-6 ORGANIGRAMME DU LOGICIEL ELABORE (CAL\_MES).....47

CHAPITRE IV : EXPLOITATION DU LOGICIEL (CAL-MES)

IV-1 INTRODUCTION.....53

IV-2 MESURE D'UN ATTENUATEUR 3dB.....53

IV-3 MESURE D'UN TE DE POLARISATION.....54

IV-4 MESURE D'UNE LIGNE MICRORUBAN.....56

IV-5 MESURE D'UNE ANTENNE PLAQUE CIRCULAIRE.....57

IV-6 MESURE DE LA PERMITIVITE RELATIVE D'UN SUBSTRAT...58

CONCLUSION .....61

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

ABREVIATIONS UTILISEES

Ampl.	Amplitude
A.R.A	Analyseur de Réseaux Automatique
A.S.C.I.I	"American Standard Code for Information Interchange"
C.A.N	Convertisseur Analogique Numérique
C.C	Court-circuit
C.O	Circuit-Ouvert
Comm.	Commutateur
Const.	Constante
Conv.	Conversions
Detect.	Detection
D.S.T.	Dispositif Sous Test
Fct	Fonction
FI	Frequence Intermediaire
Freq.	Frequence
HP	"Hewlett-Packard"
HPIB	"Hewlett-Packard Interface Bus"
IEEE	"Electronic Institute and Electrical Engineers"
Max.	Maximum
Min.	Minimum
Ref.	Réflexion
RF	Radio-Fréquence
PC	"Personel Computer"
Separ.	Separation
Sign.	Signaux
Sys.	Système
T.O.S.	Taux d'Ondes Statyionnaires
Trans.	Transmission
Var.	Variable
Visu.	Visualisation.

# Introduction



En hyperfréquence, il existe plusieurs systèmes de mesure, l'analyseur de réseaux en est un.

L'analyseur de réseaux dont nous disposons au laboratoire télécommunication est un A.R.A HP 8408B, il sert à mesurer les paramètres de dispersion, matrice [s], d'un dispositif microonde inconnu. Cette mesure est faite soit manuellement, soit gérée par un contrôleur. Dans le premier cas la mesure nécessite un temps très long et les résultats obtenus sont souvent médiocres, vu leur faible précision. Tandis que dans le second cas, une condition s'impose sur le contrôleur. En effet, il doit être compatible avec le bus HPIB qui le relie au A.R.A.

Pour remédier à ces contraintes et pour améliorer la communication contrôleur- A.R.A qui était auparavant, nous avons établi une nouvelle liaison, A.R.A avec un PC HP vectra (ES/12). Nous étions contraints d'adjoindre une carte d'interface, vu que ce dernier n'était pas compatible avec le bus HPIB. Cette carte est de norme IEEE-488 implémentée de fonctions de communication compatibles à cette norme. par la suite notre travail était de concevoir un logiciel de gestion du A.R.A par ce PC, à travers cette carte IEEE-488.

Après un apprentissage rapide et complet sur la façon à entreprendre pour commander un périphérique à travers la carte IEEE-488, particulièrement en langage C, nous avons établi des petits programmes pour la commande de chaque bloc du A.R.A. Par la suite nous avons élaboré un programme de calibration et un autre de mesure, que nous avons fusionné pour n'en faire qu'un, appelé (CAL-MES). Ce dernier sert à assurer une gestion complète de toutes les mesures effectuées par le A.R.A. Pour mettre en évidence notre travail, et la fiabilité du logiciel conçu, nous avons effectué plusieurs mesures sur des dispositifs de référence.

Notre thèse est constituée de deux parties, comprenant un total de quatre chapitres. La première partie décrit les différentes méthodes de mesure ainsi que les erreurs pouvant les affecter. Elle donne également une description complète du matériel utilisé à savoir le A.R.A 8408B, le bus HPIB et la carte d'interface

IEEE-488, suivie d'exemples de programme de commande des blocs du A.R.A.

La deuxième partie est consacrée essentiellement au logiciel élaboré, elle a particulièrement accès sur sa structure ainsi qu'à son exploitation.

# Chapitre I

Méthodes de mesure  
et analyseur de réseaux

## I-1 INTRODUCTION

Plusieurs méthodes [5] ont été utilisées pour mesurer les paramètres de dispersion d'un dispositif microonde quelconque. Chacune d'elles présente des avantages et des inconvénients. Toutefois, il existe des appareils spéciaux pratiques [2,3,5,6] qui permettent la détermination rapide et continue des paramètres de dispersion. Toute mesure effectuée est susceptible d'être altérée, raison pour laquelle, une calibration de l'instrument de mesure à savoir l'analyseur de réseaux, s'avère nécessaire.

## I-2 DEFINITIONS

### I-2-1 Coupleurs directifs :

Les coupleurs directifs sont des dispositifs destinés à séparer les signaux à partir de leurs sources de provenance. Ils permettent de donner une information sur un signal au moyen d'une quantité qui est proportionnelle à celui-ci.

Dans le coupleur idéal (Fig.I.1), lorsque le signal traverse le coupleur du port 1 au port 2 (Fig.I.1.a), une partie proportionnelle est disponible au port 3. Mais lorsque le signal traverse le coupleur du port 2 au port 1 (Fig.I-1.b), celui-ci n'est pas présent au port 3 et la partie couplée est dissipée dans la charge adaptée de valeur  $50\Omega$

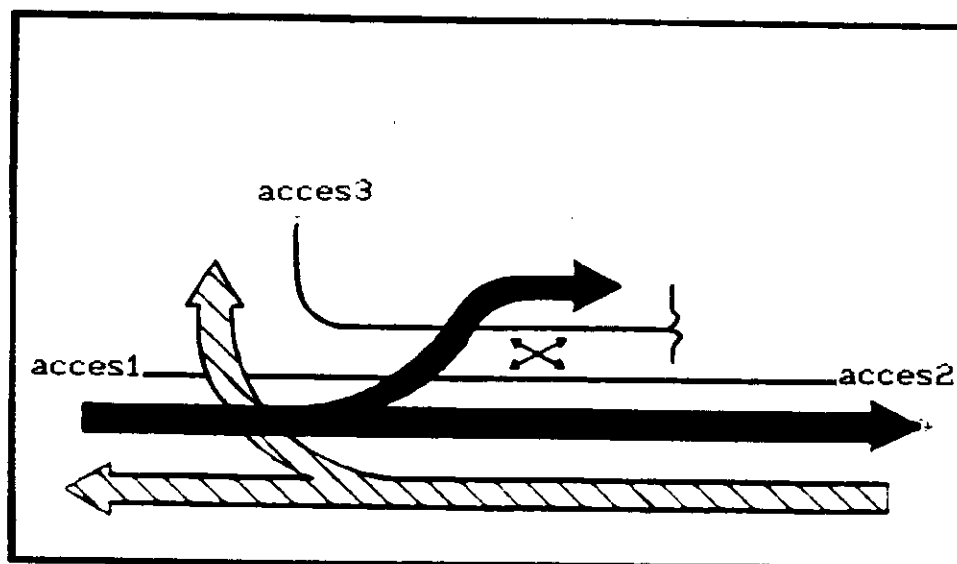


Fig.I.1 :Coupleur directif idéal

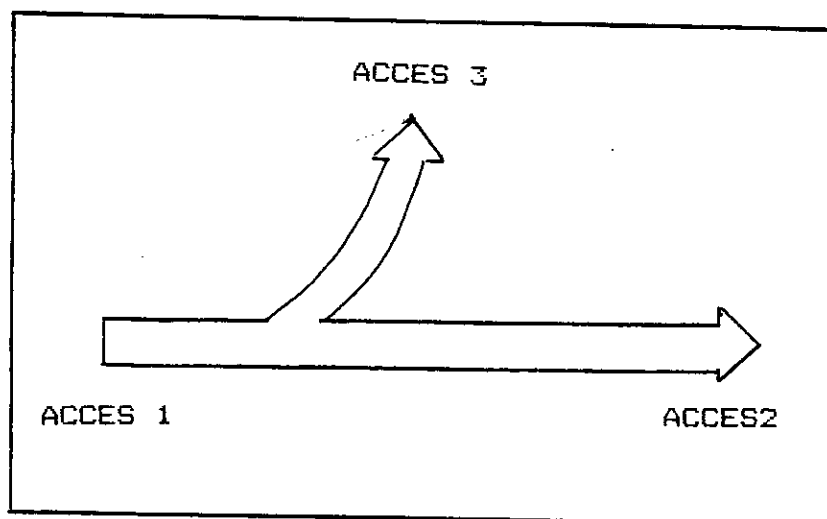


Fig.I.1-a : Coupleur directif idéal

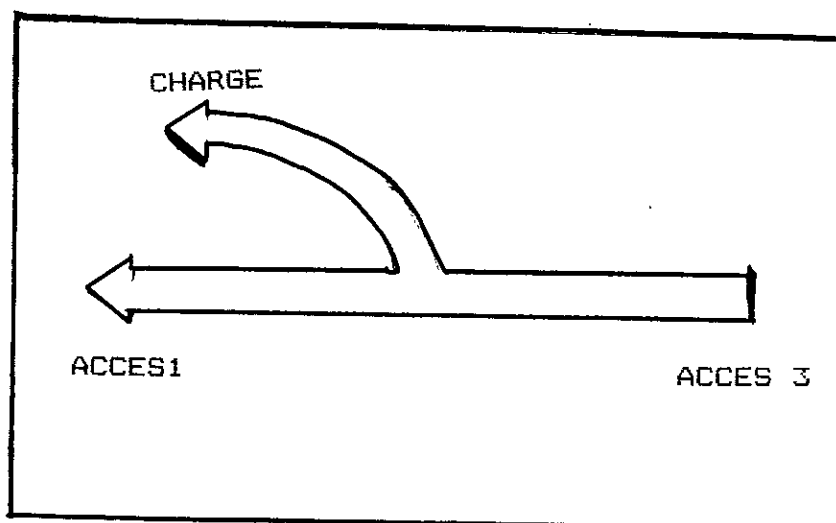


Fig.I.1-b : Coupleur directif idéal

Par contre, le coupleur réel (Fig.I.2) présente de nombreuses imperfections dues à sa fabrication et à la charge qui n'est pas parfaite, cette dernière réfléchit une partie du signal qui sera présente à la sortie de l'accès 3. De plus, une réflexion au port

2 ainsi qu'un couplage parasite provoquent l'apparition d'un signal s'ajoutant au premier, toujours au niveau de l'accès 3 du coupleur. Enfin du fait de ces imperfections, à la sortie de l'accès 3, on trouvera un signal qui représentera la somme de ceux provenant de :

- La réflexion de la charge ;
- La réflexion au port 2 ;
- Couplage parasite .

Ces trois erreurs sont regroupées sous le terme de directivité. Cette dernière peut se présenter sous forme vectorielle (Fig.I.3).

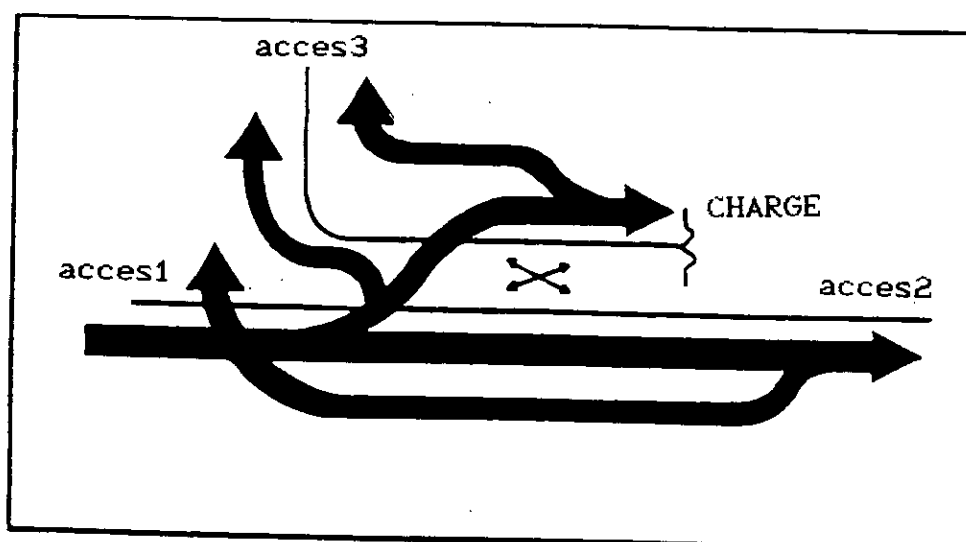


Fig.I.2 : Coupleur directif réel

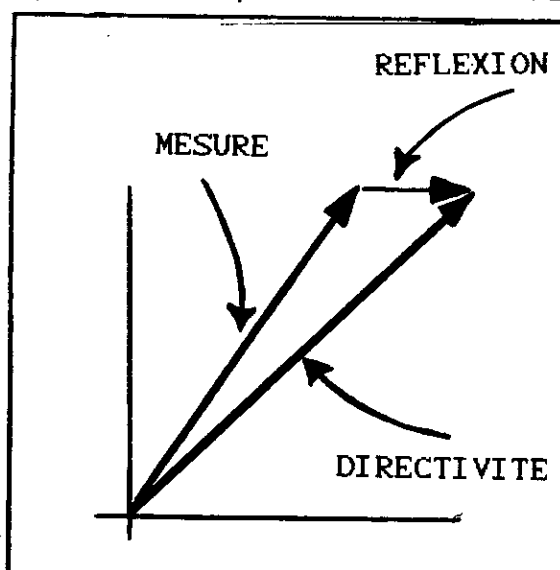


Fig.I.3 : Représentation vectorielle de la directivité

## II-2 PARAMETRES "S"

Un quadripôle peut être caractérisé par les paramètres impédances, admittances ou hybrides [10]. Le principal inconvénient de ces paramètres, réside dans le fait qu'ils impliquent la mise en circuit ouvert et en court circuit de l'entrée et de la sortie du dispositif à tester [11]. Ceci est plus difficile à réaliser à des fréquences élevées. Par ailleurs, la mise en court circuit de l'entrée et de la sortie provoque généralement l'entrée en oscillation du dispositif, et rend ainsi la mesure impossible.

Les paramètres "S" ou paramètres de dispersion sont obtenus en chargeant le circuit par une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . Il s'en suit alors différents avantages et inconvénients, en effet on peut définir autant de paramètres "S" que d'impédances caractéristiques. D'autre part, ils évitent l'entrée en oscillation et sont simples à mesurer.

Il est commode d'utiliser un dispositif sous forme de "boite noir" (Fig.I.4) en ne mesurant que ses paramètres. Pour les paramètres "S", la représentation par graphe de fluence est très utilisée (Fig.I.5).

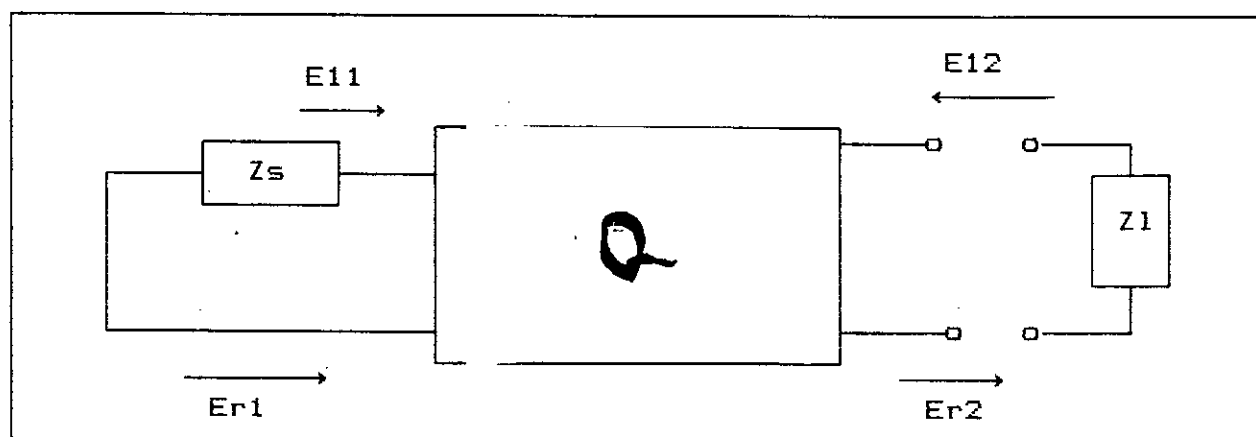


Fig.I-4 Représentation des ondes incidentes et réfléchies

Les paramètres  $E_i$  ( $i=1,2$ ) et  $E_r$  ( $r=1,2$ ) sont respectivement les tensions incidentes et réfléchies aux accès 1 et 2.

- $Z_s$  représente l'impédance interne du générateur;
- $Z_o$  est l'impédance caractéristique du quadripôle;
- $Z_l$  est la charge à la sortie du quadripôle.

La représentation sous forme d'un quadripôle ( Fig.I.4 ) avec  $Z_1 = Z_s = Z_0$  nous permet d'écrire :

$$V_1 = E_{i1} + E_{r1} \quad (I-1)$$

$$V_2 = E_{i2} + E_{r2} \quad (I-2)$$

$$I_1 = \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} \quad (I-3)$$

$$I_2 = \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0} \quad (I-4)$$

Les relations (I.1,2,3,4) nous permettent d'écrire:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (I-5)$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (I-6)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (I-7)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (I-8)$$

Où :

$a_i$  ( $i = 1,2$ ) et  $b_i$  ( $i = 1,2$ ) représentent respectivement les ondes incidentes et réfléchies. Ce sont des quantités homogènes à une racine carré d'une puissance.

Le nombre de paramètres "S" existant pour un dispositif est égale au nombre d'accès de celui-ci élevé au carré. Ce sont des nombres complexes sans dimension.



Soit le graphe de fluence (Fig.I.5), on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

où :

[S] représente la matrice de dispersion.

[a] et [b] représentent respectivement les vecteurs colonnes des ondes incidentes et réfléchies.

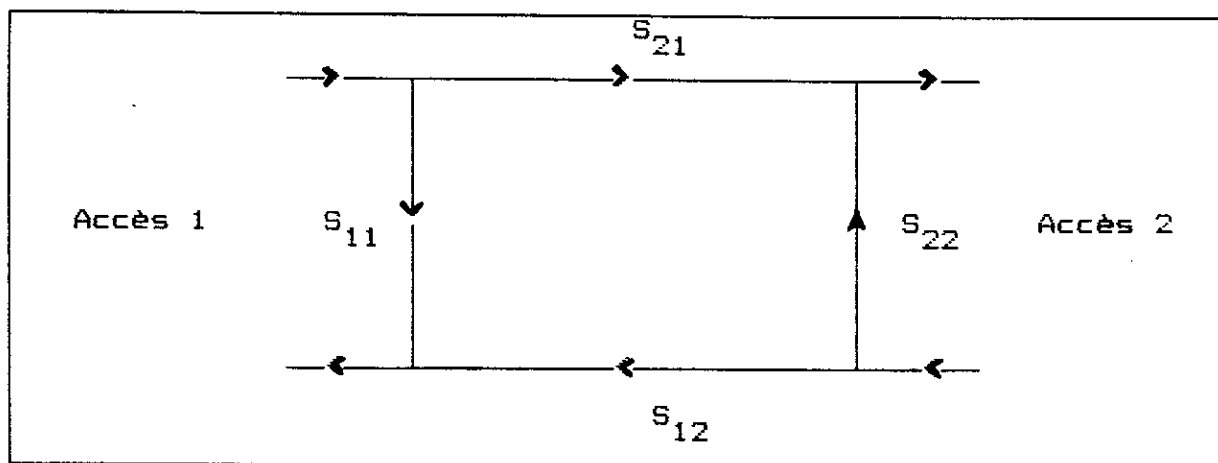


Fig.I.5 : Représentation d'un quadripôle par un graphe de fluence.

### I-3 PRINCIPALES METHODES DE MESURE

Il existe de nombreuses méthodes de mesure de dispositifs microondes [5], la plus usuelle, est celle qui utilise un coupleur directif (Fig.I.6).

#### I-3-1 Principe de la mesure avec coupleur

Cette méthode utilise deux coupleurs directifs. L'un d'eux permet juste de compenser la réponse fréquentielle de l'autre, il peut même être supprimé dans certains cas, lors de la détection du signal directement à la sortie du D.S.T. Le rapport  $b_s/b_r$  est proportionnel au facteur de transfert du D.S.T. On détermine le facteur de proportionnalité, en effectuant une mesure sans le dispositif, ensuite on effectue des mesures simultanées de  $b_s$  et de  $b_r$  de façon à ce que toute fluctuation du signal d'entrée  $a_1$  affecte simultanément les deux signaux sortants, leur rapport

reste alors constant. La directivité finie des coupleurs ne produit pas d'erreurs significatives dans ce cas, sauf si le D.S.T est très mal adapté.

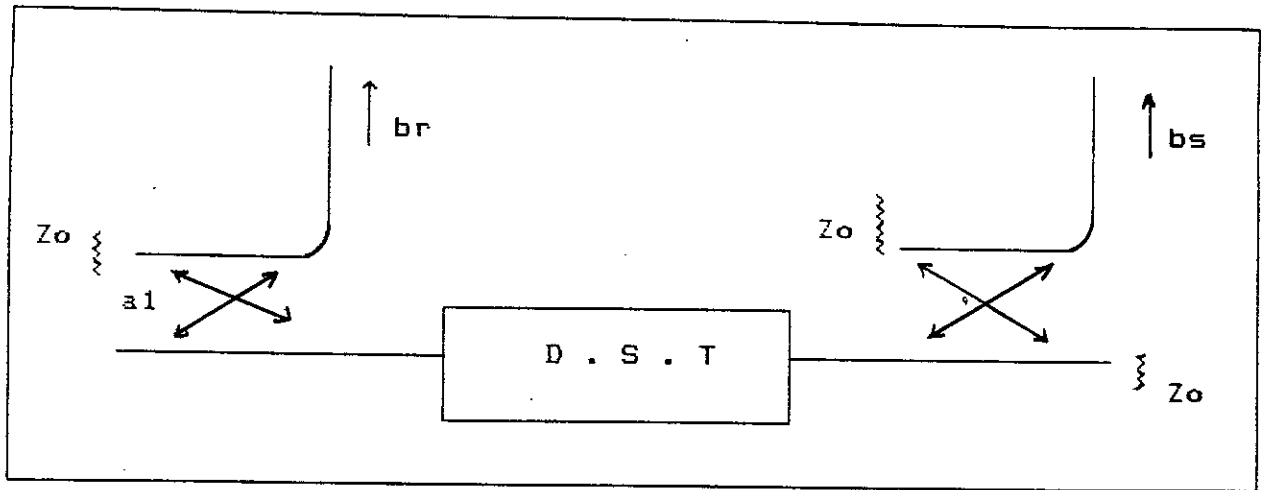


FIG.I.6 : Mesure en transmission avec deux coupleurs

### I-3-2 Sources d'erreurs

La mesure de puissance est généralement entachée d'un certain nombre d'erreurs. Celles-ci, sont dûes à des causes diverses [5]. Certaines sont de caractère général, d'autres peuvent être liées à des techniques de mesure particulières utilisées. Les principales sources d'erreurs sont :

- Le Rendement de désadaptation;
- Les Pertes en haute fréquence;
- L'Instrument de mesure;
- La Température ambiante.

### I-3-3 Mesure de dispositifs passifs

Parmi les dispositifs passifs, il existe, ceux qui présentent un niveau de pertes faible et ceux qui sont à pertes élevées. La mesure des dispositifs à faibles pertes peut se faire aisément avec l'analyseur de réseaux, tandis que les dispositifs à pertes élevées nécessitent une technique appropriée faute de quoi, le bruit causé affectera les mesures d'une manière appréciable.

Les dispositifs à faibles pertes sont en général des atténuateurs à ligne de transmission coaxiale ou en guide d'onde [1]. Les propriétés importantes des atténuateurs sont la bande

passante, la précision d'atténuation, la réponse en fréquence et les pertes par insertion. Ces propriétés sont d'un grand intérêt en microonde et de ce fait, seront prises comme des critères d'évaluation.

En ce qui concerne la mesure des dispositifs à pertes élevées, elle nécessite une source délivrant une puissance de niveau suffisant, ainsi qu'une amplification supplémentaire dans la voie test.

#### I-3-4 Mesure des dispositifs actifs

Lors de la mesure des dispositifs ayant des gains tel que les amplificateurs, il serait nécessaire de tenir compte du niveau de puissance de la source [1]. De plus les niveaux de puissance de la voie référence et de la voie test sont différents. Par conséquent, l'utilisation éventuelle d'atténuateurs appropriés s'avère nécessaire. Dans ce cas aussi, on distingue deux types d'amplificateurs, ceux présentant un gain faible et travaillant dans le domaine des faibles signaux [1], et d'autres qui présentent un gain élevé, ce sont les amplificateurs de puissance (Fig.I.7). L'amplificateur mesuré dans cet exemple présente un gain élevé de 50 dB. Bien que l'utilisation de l'atténuateur soit admissible sur la voie test, la mesure ne pourrait s'effectuer, en raison du niveau élevé de +25 dBm à la sortie de l'amplificateur. Pour y remédier, il existe des montages plus performant [1] utilisant une source isolatrice, un atténuateur variable et un coupleur directif externe au système [1].

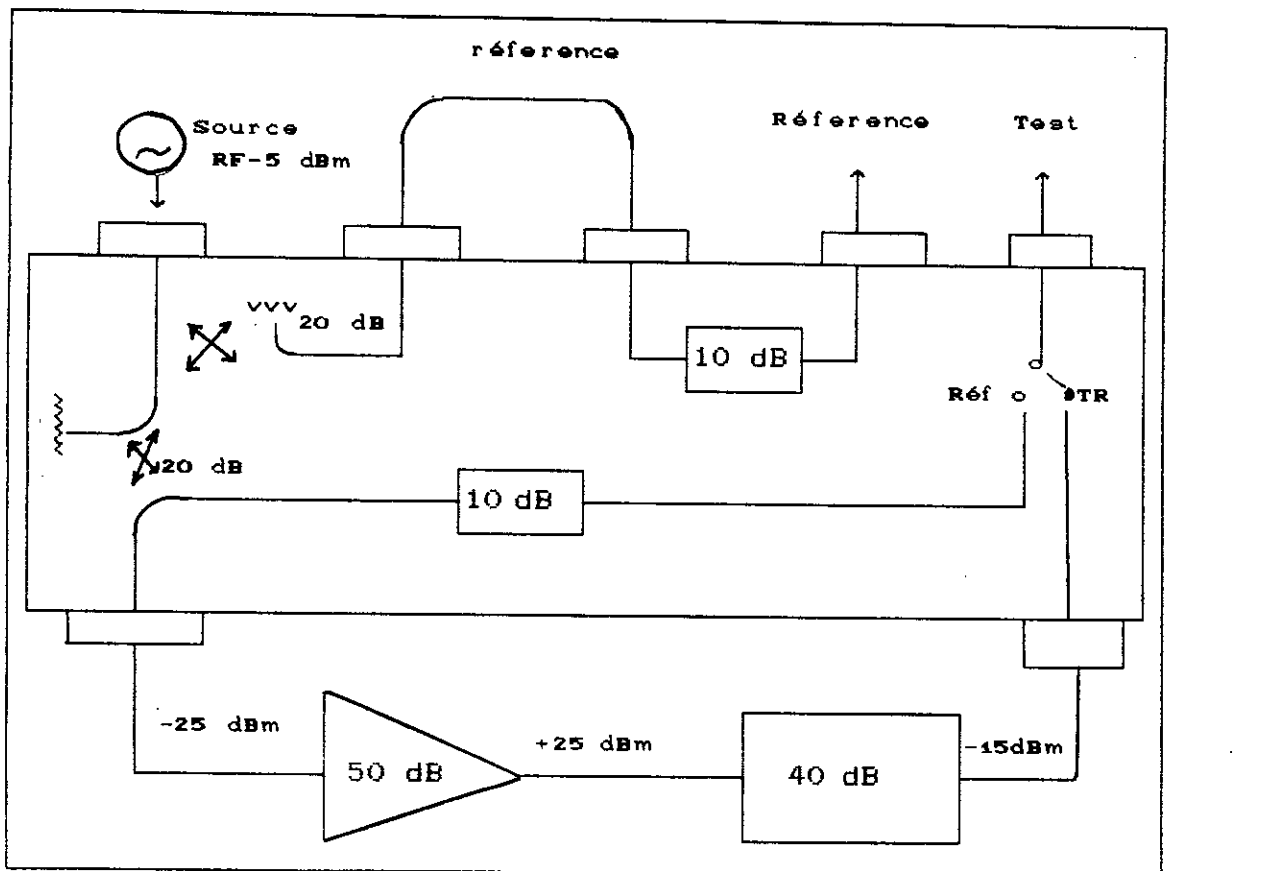


Fig.I.7 : Mesure d'amplificateur à gain élevé

#### I-4 ANALYSEUR DE RESEAUX

##### I-4-1 Description

L'analyseur de réseaux est un appareil qui permet de mesurer l'amplitude et la phase d'un dispositif microonde inconnu (dipôle, quadripôle, exapôle, octopôle) [1].

Il est constitué d'une source de signaux RF, d'un système de séparation de signaux ( diviseur de puissance, coupleur directif [12]) et d'un système de visualisation (cartésien, polaire, abaque de Smith ) (Fig.I.8).

La source permet de délivrer un signal RF de fréquence  $f_0$  et de puissance  $p_0$ . Plusieurs systèmes de séparation de signaux sont utilisés [1] pour la mesure des caractéristiques d'un dispositif microonde, parmi lesquels on note l'utilisation des coupleurs directifs ou des diviseurs de puissance.

Dans l'analyseur de réseaux, trois méthodes de base sont utilisées pour la détection [1]. La plus importante de point de

vue contraintes pratiques, est celle qui utilise le mélange par génération d'harmoniques. Une fois que l'amplitude et la phase en réflexion ou en transmission sont mesurées, on peut visualiser les données dans un format approprié. La visualisation cartésienne donne l'amplitude et la phase en fonction de la fréquence, tandis que la visualisation en coordonnées polaires permet de visualiser une quantité complexe.

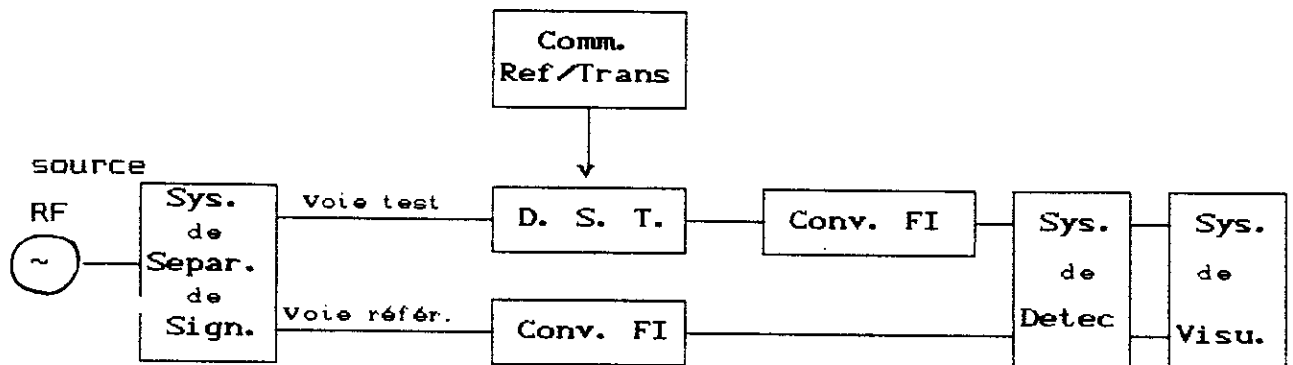


Fig.I.8 : Schémas de principe d'un analyseur de réseaux

#### I-4-2 Principes de fonctionnement

Le signal RF provenant de la source est divisé en deux signaux de même fréquence grâce à un diviseur de puissance [12]. L'un de ces deux signaux sert pour référence et l'autre attaque le D.S.T.

Si l'on veut mesurer le coefficient de réflexion du dispositif inconnu à l'entrée, alors les commutateurs C1 et C2 (Fig.I.9) doivent être à l'état bas, la sortie du dispositif à mesurer sera terminée par une charge adaptée. Alors que, le signal réfléchi par le dispositif sera comparé à celui de la voie référence mais, avant cela, les deux doivent subir une conversion à une fréquence intermédiaire constante. Autrement la détection du rapport de leurs amplitudes ou de la différence de leurs phases sera impossible. Il en est de même pour la mesure du coefficient de réflexion à la sortie du D.S.T., sauf que les commutateurs C1 et C2 sont à l'état haut.

La mesure du coefficient de transmission de l'accès 1 à l'accès 2 du D.S.T. se fait à la mise à l'état haut des

commutateurs C1 et C2 (Fig.I.9), alors le signal transmis, sera comparé à celui de référence. Après conversion F.I des deux signaux, l'amplitude et la phase du coefficient de transmission seront détectées. De la même façon, s'effectuera la mesure du coefficient de transmission de l'accès 2 à l'accès 1 avec C1 et C2 à l'état bas .

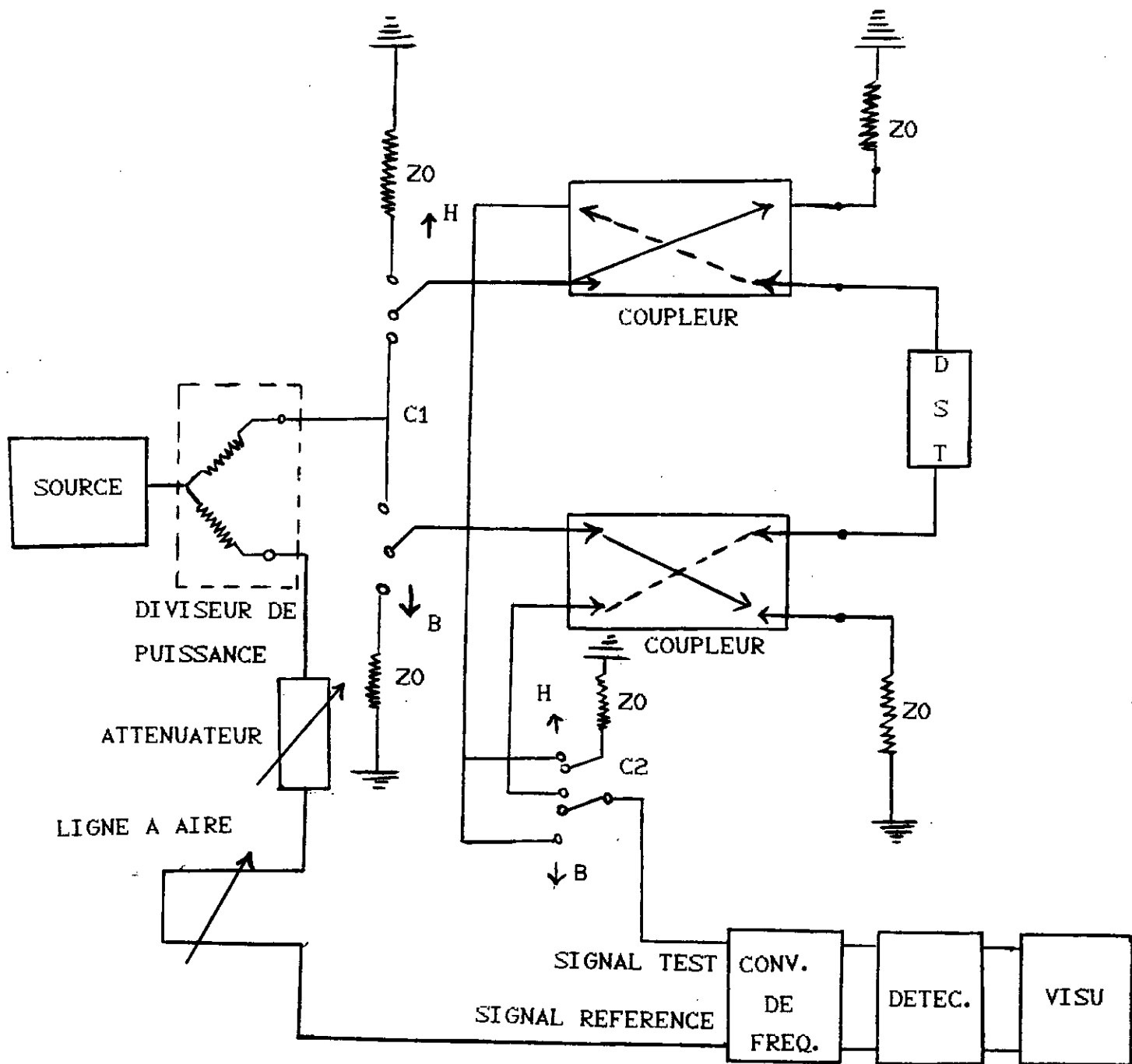


Fig.I.9 : Fonctionnement d'un analyseur de réseaux

## II-5 Principes de calibration

Avant de faire toute mesure, il est nécessaire de calibrer l'instrument utilisé . La calibration est une opération qui consiste à mesurer, puis à calculer les imperfections dues aux appareils de mesure et aux câbles utilisés afin d'en tenir compte lors de la mesure des paramètres du dispositif considéré.

Il existe plusieurs principes de calibration, toutefois, on en détaillera qu'un seul . Celui qu'on utilisera pour la calibration de l'analyseur de réseaux automatique [4] HP 8408B, disponible au laboratoire.

On peut donc utiliser pour la calibration soit :

- Trois ou plusieurs court circuits décalés différents ;
- Une charge adaptée coulissantes et un court circuit décalé ;
- Deux charges adaptées coulissantes et un court circuit ouvert, système utilisé chez " Hewlett Packard " [ HP ] .

Deux types d'erreurs peuvent affecter la mesure, elles peuvent être aléatoires, donc non mesurables du fait de leur variation d'une mesure à une autre . Comme elles peuvent être systématiques, celles-ci sont répétitives, donc mesurables par le système . Ces erreurs sont dues aux fuites introduites par la directivité finie des coupleurs , à la mauvaise séparation des signaux de référence et de test et à la non linéarité de la réponse fréquentielle.

### I-5-1 Erreurs affectants la mesure

La directivité effective , représente la somme de tous les signaux de fuites apparaissant à l'entrée du D.S.T. Ces fuites sont dues à une mauvaise séparation des ondes incidentes et réfléchies, en plus des réflexions résiduelles des câbles et des adaptateurs utilisés. La désadaptation de la source est traduite par le niveau de puissance délivrée par la source qui ne peut être maintenu constant à l'entrée du D.S.T. Une désadaptation de la charge, affecte la mesure surtout en transmission dans le sens où elle ne permet pas un transfert énergétique maximum entre le D.S.T et le port de mesure. L'isolation du coupleur n'étant pas parfaite, on trouve alors une partie du signal de la voie test mélangée au signal réfléchi par le D S T , cette erreur représente

un signal de pertes élevées en transmission. La réponse fréquentielle représente la non linéarité de la réponse en fréquence du D.S.T.

### I-5-2 Modèles d'erreurs

Lors de la mesure des paramètres "S" d'un dispositif, il est nécessaire de connaître les signaux incidents, réfléchis et transmis. L'importance des erreurs déjà citées est telle qu'on ne peut les négliger, ce qui nous amène à des modèles les caractérisant par la méthode du graphe de fluence [3]. Le modèle le plus simple étant celui à "huit termes" (Fig.I.10) il introduit la directivité du coupleur, la désadaptation de la source, et la réponse en fréquence du système de mesure.

#### a) Modèle à 8 termes d'erreurs

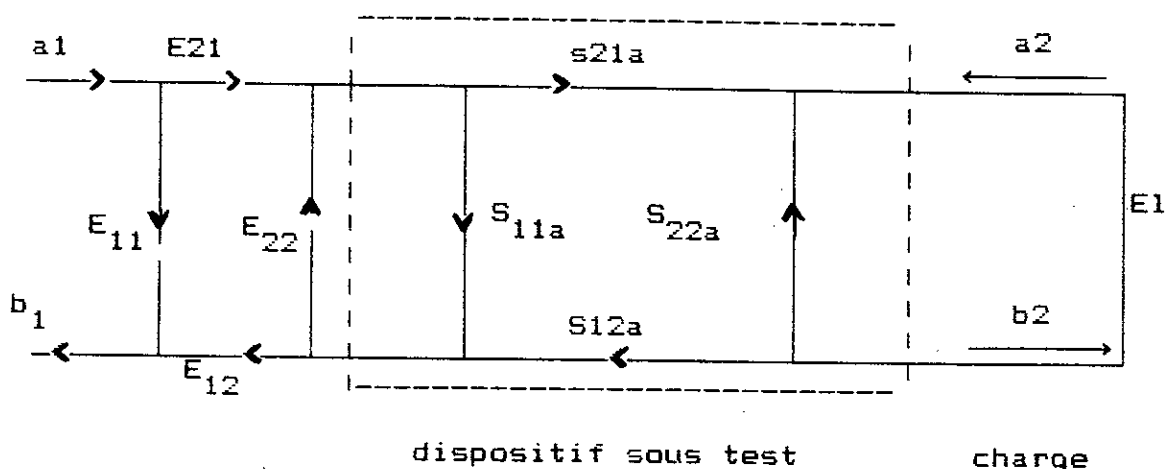


Fig.I.10 : Modèle à 8 termes

où :

- $a_i$  ( $i=1,2$ ) ondes incidentes ;
- $b_i$  ( $i=1,2$ ) ondes réfléchies ;
- $E_{11}$ : directivité du coupleur ;
- $E_{21}$ : pertes dans le sens direct avec le dispositif ;
- $E_{12}$ : pertes dans le sens inverse avec le dispositif ;
- $E_{22}$ : désadaptation de la source ;
- $E_1$ : réflexion de la charge ;
- $S_{11a}$ : coefficient de réflexion à mesurer .

On peut regrouper les termes  $E_{12}$  et  $E_{21}$  en un produit qui représentera l'erreur de la réponse en fréquence (Fig.I.11),  $E_d$  l'erreur de directivité et  $E_c$  l'erreur de désadaptation de charge.



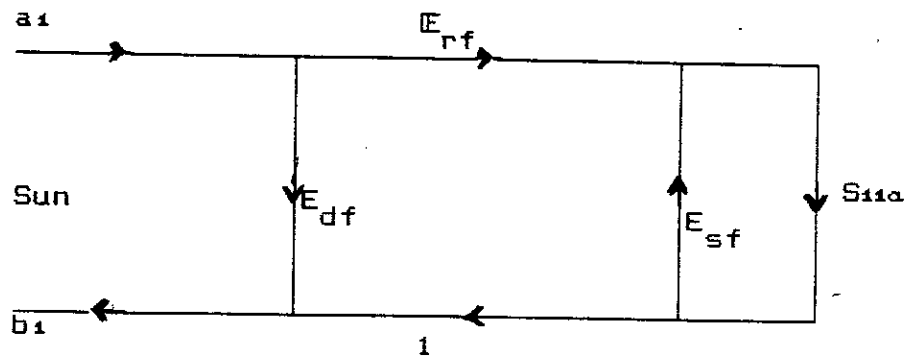


Fig.I.11:Modèle à 8 Termes

La règle de Mason [3] pour le graphe (Fig.I.11) nous permet d'écrire :

$$S_{11m} = E_d + \frac{E_r \cdot S_{11a}}{1 - E_s S_{11a}} \quad ( I- 10 )$$

L'équation (I-10) contient trois inconnues  $E_d$ ,  $E_s$  et  $E_r$  dont la détermination revient à faire une calibration en réflexion de l'analyseur de réseaux avec une charge adaptée (fixe ou coulissante) un court-circuit et un circuit ouvert.

#### a-1) Calibration en réflexion avec une charge adaptée

On peut utiliser une charge fixe, ou coulissante, toutes les deux sont supposées parfaites, elles absorbent toute l'énergie fournie. La charge fixe est surtout utilisée pour des fréquences inférieures à 2 GHz, lorsque l'utilisateur n'est pas appelé à faire des mesures très précises. Au-delà de 2 GHz, il doit choisir la charge coulissante. Une fois connectée, cette dernière peut introduire une variation de la phase du signal réfléchi sans pour autant changer le module. Ceci est dû au fait que la charge adaptée fait varier la distance la séparant de la connexion au port de mesure.

En faisant subir une rotation au vecteur réflexion (Fig.I.3) on détermine alors le centre d'un cercle (Fig .I.12) dont le rayon est le vecteur réflexion et de ce fait, la directivité réelle du coupleur. Dans notre logiciel, le calcul de la directivité s'effectue en mesurant quatre points sur le cercle alors que théoriquement trois points suffisent .

$$S_{11a} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} \quad (I-11)$$

pour une charge adaptée,  $b_1=0$ , alors l'équation (I-11) nous donne :

$$S_{11a} = 0 \quad (I-12)$$

$$S_{11m} = E_d + \frac{E_r \cdot 0}{1 - E_s \cdot 0} \quad (I-13)$$

D'où

$$S_{11m} = E_d \quad (I-14)$$

a-2) Calibration en réflexion avec un court circuit

Un court circuit réalise théoriquement une réflexion totale avec une inversion de phase ,d'où :

$$S_{11a} = -1 \quad (I-15)$$

La relation (I-10) devient alors :

$$S_{11m} = E_d - \frac{E_r}{1 - E_s} \quad (I-16)$$

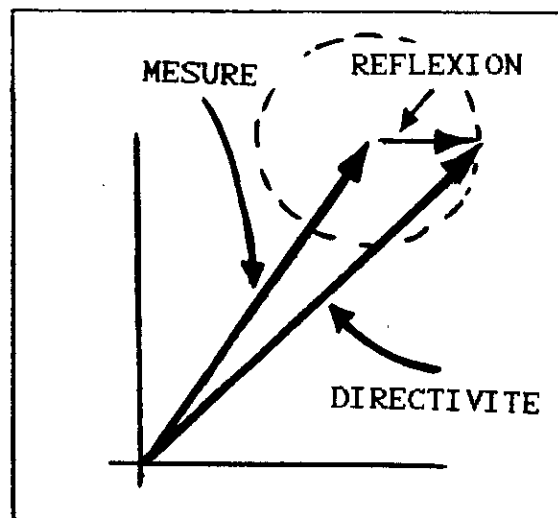


Fig.I.12 : Cercle de directivité

### a-3) Calibration en réflexion avec un circuit ouvert

La difficulté de réalisation de circuits ouverts en hautes fréquences, nous impose de tenir compte de la capacitance en bout de ligne (dans notre cas ligne coaxiale [10]). En effet, le comportement de la capacitance (Fig.I.13) en fonction de la fréquence, fait que le coefficient de réflexion soit différent de l'unité. Cette capacitance est parfois représentée par un polynôme de degré  $n$  (I-19).  $n = 1, 2, 3, \dots$

$$C_{\text{totale}} = C_{\text{dC}} + C_1 f + C_2 f^2 + C_3 f^3 + \dots \quad (\text{I-17})$$

$C_1, C_2$  et  $C_3$  sont les coefficients de la capacitance donnés par le constructeur.

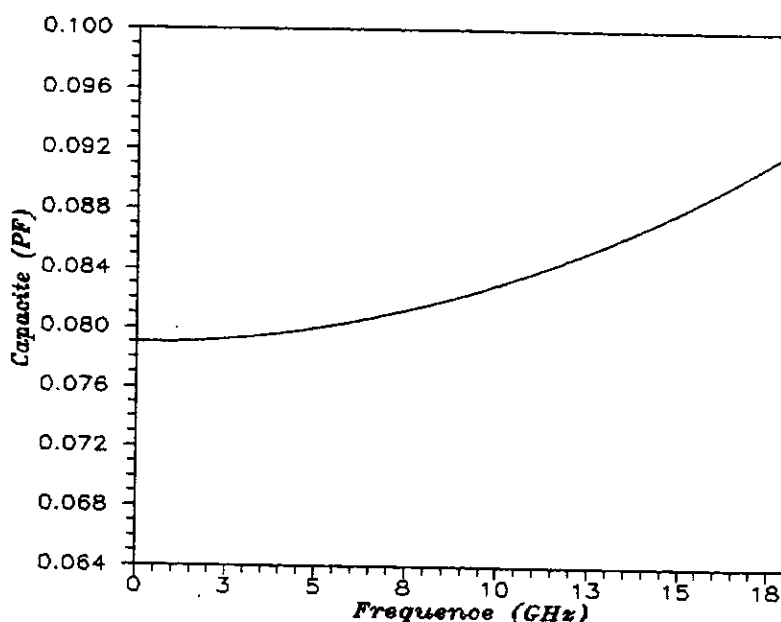


Fig.I.13 : Comportement de la capacitance en fonction de la fréquence

Dans ce cas le coefficient de réflexion  $S_{11a}$  s'écrit :

$$S_{11a} = \frac{1 - j Z_0.C.\omega}{1 + j Z_0.C.\omega} \quad (I-18)$$

et

$$S_{11m}'''' = E_d + \frac{E_r.\Gamma}{1 - E_s.\Gamma} \quad (I-19)$$

On aura le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{11m}' = E_d \end{array} \right. \quad (I-20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{11m}'' = E_d - \frac{E_r}{E_s} \end{array} \right. \quad (I-21)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{11m}'''' = E_d + \frac{\Gamma E_r}{1 - E_s \Gamma} \end{array} \right. \quad (I-22)$$

La résolution de (I-20,21,22) (annexe 1) nous permet d'écrire:

$$E_d = S_{11m}' \quad (I-23)$$

$$E_s = \frac{S_{11m}'' + S_{11m}'''' - 2 S_{11m}'}{S_{11m}'''' - S_{11m}''} \quad (I-24)$$

$$E_r = \frac{-2 (S_{11m}'''' - S_{11m}') (S_{11m}'' - S_{11m}')}{S_{11m}'''' - S_{11m}''} \quad (I-25)$$

#### a-4 ) Calibration en transmission

La mesure en transmission consiste à la détermination de l'énergie transmise de l'accès 1 vers l'accès 2 pour cela, on relie directement à l'aide d'un câble l'entrée et la sortie du A.R.A. Si on pose  $E_t$  l'erreur de transmission, celle-ci sera déterminée par une lecture directe (Fig.I.10), on peut écrire alors :

$$E_t = S_{21m} \quad (I-26)$$

En conclusion, nous pouvons dire que cette technique de correction nous permet de connaître la directivité du système, ainsi qu'une prise en compte des effets d'adaptation (câble et adaptateur). Elle permet aussi une élimination de la désadaptation de source, qui est particulièrement importante lorsqu'on mesure des dispositifs ayant une grande réflexion.

#### b) Modèle à 12 termes d'erreurs

Ce modèle (Fig.I.14) donne en plus de celui à 8 termes (Fig.I.10), deux autres erreurs, la première représente les fuites par réflexion, notée  $E_{xf}$  et la deuxième représente la désadaptation de la charge, notée  $E_{lf}$ .

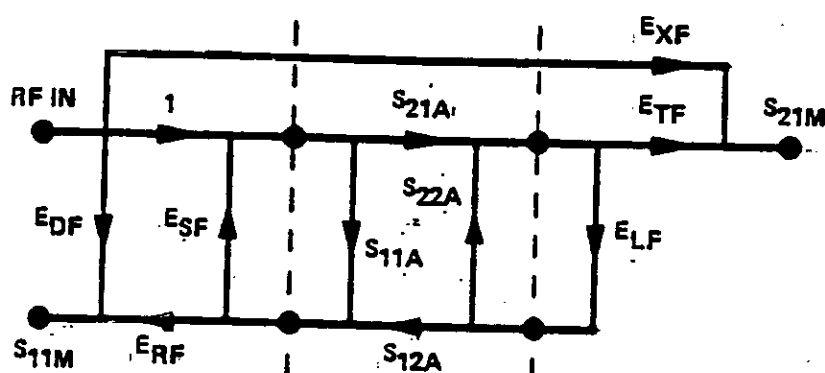


Fig.I.14 : Modèle 12 termes

Où :

$E_{df}$ ,  $E_{sf}$ ,  $E_{rf}$  sont les mêmes que pour le modèle 8 termes.

$E_{tf}$  : réponse en transmission ;

$E_{lf}$  : désadaptation de la charge.

l'indice (f) indique que l'erreur est prise dans le sens direct "forward", tandis que l'indice (r) indique l'erreur est prise dans le sens inverse "reverse".

Nous avons donc à déterminer six termes d'erreurs dans le sens direct, et six autres dans le sens inverse. Lors de la calibration, on effectuera alors :

- Une mesure en réflexion avec une charge adaptée;
- Une mesure en réflexion avec un court circuit ;
- Une mesure en réflexion avec circuit ouvert ;
- Une mesure en transmission (avec câble) ;
- Une mesure en réflexion et en transmission respectivement, avec deux charges adaptées, l'une sur le port test et l'autre reliée au câble .

La résolution du graphe de fluence (Fig.I.14) par la règle de Mason (annexe 1) nous permet d'écrire:

$$S_{11m} = \frac{E_{df} + E_{rf} + S_{11a} - E_{lf} \cdot \Delta}{Df} \quad (I-27)$$

$$S_{12m} = \frac{E_{xf} + E_{sf} \cdot S_{21a}}{Df} \quad (I-28)$$

$$S_{21m} = \frac{E_{xr} + E_{tr} \cdot S_{22a}}{Dr} \quad (I-29)$$

$$S_{22m} = \frac{E_{dr} + E_{rr} (S_{22a} - E_{lr} \cdot \Delta)}{Dr} \quad (I-30)$$

avec :

$$\Delta = S_{11a} \cdot S_{22a} - S_{21a} \cdot S_{12a} \quad (I-31)$$

$$Df = 1 - E_{sf} \cdot S_{11a} + S_{22a} \cdot E_{lf} + E_{sf} \cdot S_{12a} \cdot S_{21a} \cdot E_{lf} \quad (I-32)$$

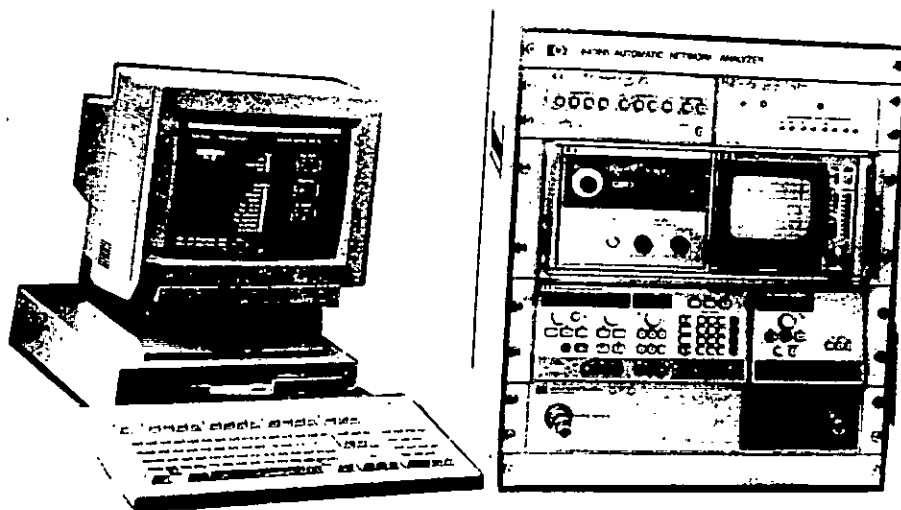
$$Dr = 1 - E_{sr} \cdot S_{22a} - E_{lr} \cdot S_{11a} + E_{sr} \cdot E_{lr} \cdot \Delta \quad (I-33)$$

Les équations (I.27,28,29,30) donnent les paramètres "S" mesurés par l'analyseur de réseaux et nous permettent également de déduire les paramètres réels  $S_{11a}$ ,  $S_{21a}$ ,  $S_{12a}$  et  $S_{22a}$  (annexe 1).

En conclusion, le choix des deux modèles dépend de l'application et des contraintes de travail imposées à l'opérateur.

# Chapitre II

## Commande de l'analyseur de réseaux





## II-1 INTRODUCTION.

Un ordinateur équipé d'une carte d'interface IEEE-488 est un contrôleur compatible avec IEEE-488, il est destiné à plusieurs applications [12]. Dans le cadre de notre travail, le rôle principal de ce contrôleur est de commander un instrument de mesure, à savoir ANALYSEUR DE RESEAUX AUTOMATIQUE (A.R.A) 8408B.

## II-2 PRESENTATION ET DESCRIPTION DU BUS IEEE-488

### II-2-1 Historique

En 1965, la société Américaine HP a pensé à concevoir, un interface standard qui permettra la connexion futur de ses instruments; elle évoqua alors le bus HPIB (Hewlett-Packard Interface Bus). Quelques années plus tard IEEE (Electronic Institute And Electrical Engineers) publia la norme IEEE-488 contenant des spécifications électriques et autres du bus [11]. Le bus IEEE-488 possède plusieurs appellations à savoir HPIB, GPIB, IEEE, PLUS et ASCII .

### II-2-2 Configuration du bus IEEE-488

Le rôle de chaque périphérique connecté au bus IEEE-488, est identifié parmi trois désignations : contrôleur, "Talker" et "Listener" [11].

Le contrôleur assure la commande de tous les périphériques connectés au bus. A travers ce dernier, il peut aussi bien envoyer des commandes, que recevoir des données.

Un périphérique adressé en mode "TALK", envoie des données sur le bus IEEE et il est désigné comme "Talker". Tandis qu'un périphérique adressé en mode "LISTEN" reçoit des données du bus IEEE et il est désigné comme "Listener".

La commande "UNTALK" libère le bus de n'importe quel "Talker" qui lui est connecté; la commande "UNLISTEN" agit de la même manière sur les "Listeners".

### II-2-3 Lignes du bus IEEE-488

Les lignes du bus IEEE-488 [11] sont divisées en trois groupes (Fig.II.1) huit lignes bidirectionnelles (DI01-8) servent à envoyer et recevoir des données, elles constituent ainsi le bus de données, trois autres lignes DAV, NRFD et NDAC, appelées signaux

d'échanges assurent le transfert de données. Enfin, les cinq lignes restantes, appelées lignes de contrôle, servent à gérer l'interface et sont représentées par les signaux ATN, SRQ, IFC, REN et EOI.

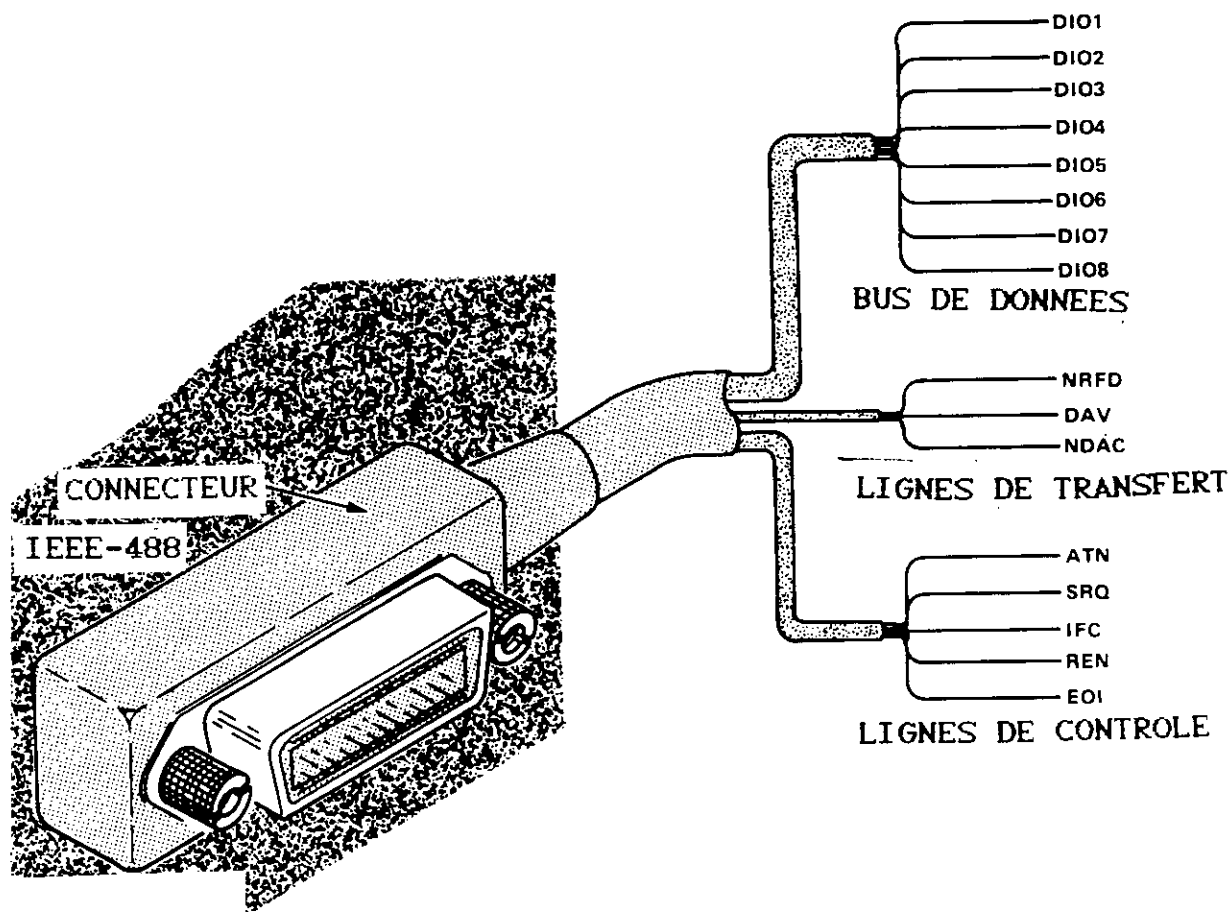


FIG.II.1 : COMPOSANTS DU BUS IEEE-488

#### II-2-4 Description des lignes de contrôle

La description suivante fournit des informations sur l'utilisation de chacune des cinq lignes de contrôle :

**ATN ("Attention") :**

La ligne ATN est utilisée par le contrôleur, afin de préciser le contenu du bus de données, s'il s'agit d'une commande IEEE, ou d'une donnée. Si cette ligne est validée les lignes du bus de données contiennent alors des commandes IEEE;

**IFC ("Interface Clear") :**

Cette ligne est utilisée, uniquement par le contrôleur, afin de mettre fin à toute activité du bus.

**REN ("Remote ENable") :**

La ligne REN est utilisée seulement par le système contrôleur. Une fois que cette ligne est validée, le périphérique connecté au bus IEEE, peut être mis en mode "REMOTE" (programmé). Si cette ligne est non validée, le périphérique retournera alors en mode "LOCAL" (Commandé à partir de son panneau avant).

**EOI ("End Or Identify") :**

Cette ligne est utilisée par conjonction avec ATN pour deux messages différents:

"End" : Ce message est envoyé par le "Talker" pour marquer la fin de transmission de données, la ligne ATN est alors non validée.

"Identify" : Ce message est envoyé pour valider le " Parallel Poll " qui est une des commandes IEEE universelles [11]. La ligne ATN sera alors validée.

**SRQ ("Service Request") :**

Cette ligne est validée à chaque fois qu'un périphérique connecté au bus IEEE, demande l'attention du contrôleur.

## **II-3 INSTALLATION DU PILOTE DE PERIPHERIQUE PRO-488 ET DE LA CARTE D'INTERFACE IEEE-488**

### **II-3-1 Pilote de périphérique PRO-488**

Un pilote de périphérique est un programme implémenté, qui se charge automatiquement, lors de la mise sous tension [8] du PC.

Le pro-488 est un pilote de périphérique installable, son rôle principal est de rendre la carte d'interface IEEE-488 [8] compatible, avec le système d'exploitation utilisé.

L'ensemble { PRO-488 + carte IEEE } permet à n'importe quel PC de jouer le même rôle qu'un calculateur compatible, avec l'instrument de mesure qui lui est connecté.

### **II-3-2 Installation du PRO-488**

Le PRO-488 peut être installé de deux façons différentes. La première façon consiste en l'utilisation du "BATCH FILE" HINSTALL fourni par le constructeur, et contenu dans le disque PRO-488, ce fichier procédera à une installation automatique sur disque dur. La deuxième est une installation personnelle qui s'obtient par

mise de commandes spéciales dans le fichier CONFIG.SYS (l'utilisateur est censé connaître quelques notions en système).

a) Installation automatique

- Placez le disque PRO-488 dans le lecteur A : ;
- Tapez HINSTALL ;
- Répondez soigneusement aux questions éventuelles.

Quand le fichier aura fini de s'exécuter, un message vous indiquera de ré-amorcer ("reboot") la machine, selon le système dont vous disposez, pour lancer le PRO-488.

b) Installation automatique

- Copiez soigneusement le fichier PRO-488, dans la racine de votre disque dur.

- Insérez dans le fichier CONFIG.SYS la ligne  
DEVICE=PRO488.SYS;

- Donnez des noms aux sous-répertoires du disque dur. Ces noms doivent être différents de IEECTRL et IEEE DATA qui sont des noms réservés, se référant au port IEEE.

- Ré-amorcer le PC, pour lancer le PRO-488.

Pour vous assurez que le PRO-488 a été bien installé, un message "Hello" (Fig.II.2) devrait apparaître à chaque mise sous tension du PC.

```
Pro-488 Device Driver V4.0 March 1990 Installed.  
Original device driver name      =IEEE  
IEEE control driver name         =IEEECTRL  
IEEE data device driver name     =IEEE DATA  
PC Elite board i/o address       =02E1H (0300h=PC IEEE)  
Default IEEE device number       =04  
Default IEEE secondary addrss    =NONE
```

Fig.II.2 : message "Hello" du PRO-488.

Ce message "Hello" donne la configuration par défaut du PRO-488. Cependant cette configuration peut être changée, par ajout de paramètres [8] à la ligne DEVICE = PRO488.SYS.

### II-3-3 Installation de la carte d'interface IEEE-488

Avant l'installation de la carte d'interface IEEE-488, il est nécessaire de vérifier si sa configuration par défaut (Fig.II.3) s'adapte au PC dont vous disposez. Si ce n'est pas le cas une reconfiguration de celle-ci peut avoir lieu. L'installation s'obtient alors, conformément aux instructions suivantes:

- Eteignez votre PC et débranchez le secteur ;
- Enlevez tout interface avec des périphériques externes ;
- Soulevez le couvercle des fentes sur le panneau arrière du PC ;
- Insérez alors, la carte dans une fente non utilisée, ainsi que le connecteur IEEE-488 ;
- Reinstallez le couvercle, le secteur et tout autre connexion.
- Allumez votre PC.

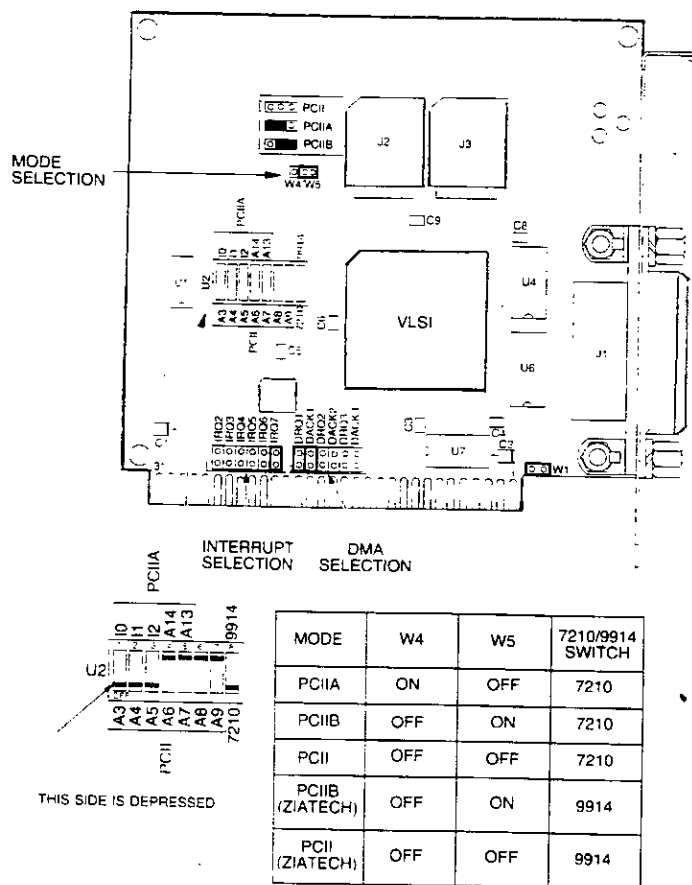


Fig.II.3 :Carte d'interface IEEE-488

## II-4 COMMUNICATION PC-A.R.A

Toute communication PC-A.R.A nécessite l'utilisation du pilote de périphérique PRO-488, elle est basée essentiellement sur la manipulation de deux fichiers. Grâce à ces derniers nous pouvons accéder au bus IEEE et contrôler simultanément, les trois organes commandables de l'analyseur (Fig.II.4), à savoir :

- L'oscillateur de balayage HP 8350B;
- Le "switch driver" HP 11713A;
- Le convertisseur analogique numérique HP 59313.

Ces fichiers sont appelés "IEEECTRL" et "IEEEADATA" ; ils peuvent être ouverts de la même façon qu'on ouvre n'importe quel fichier disque. Notons que "IEEECTRL" et "IEEEADATA" sont les noms pris par défaut et peuvent néanmoins être changés, grâce à une reconfiguration du PRO-488 [8].

### II-4-1 Fichier de contrôle "IEEECTRL"

Le fichier "IEEECTRL" contient une table de données (annexe 2) comportant des informations sur l'état courant du bus IEEE. Ces dernières sont utilisées par le PRO-488, lors de chaque opération de contrôle.

On peut aussi bien lire que écrire dans le fichier "IEEECTRL". La lecture permet de visualiser son contenu, par contre l'écriture permet de fixer l'adresse du périphérique courant, sa seconde adresse ainsi que beaucoup d'autres paramètres intéressants [8].

### II-4-2 Fichier de données "IEEEADATA"

Toute donnée destinée à un élément adressé du A.R.A, doit être écrite dans le fichier "IEEEADATA" avant d'être transférée au bus IEEE, qui relit le PC à cet élément. Toute donnée retournée par cet élément à travers le bus IEEE, est également écrite dans le fichier "IEEEADATA" et peut être récupérée par une lecture adéquate de celui-ci.

Dans nos programmes, le fichier "IEEEADATA" est plus manipulé en écriture et en lecture que le fichier "IEEECTRL". Dans ce dernier nous avons effectué que des écritures.

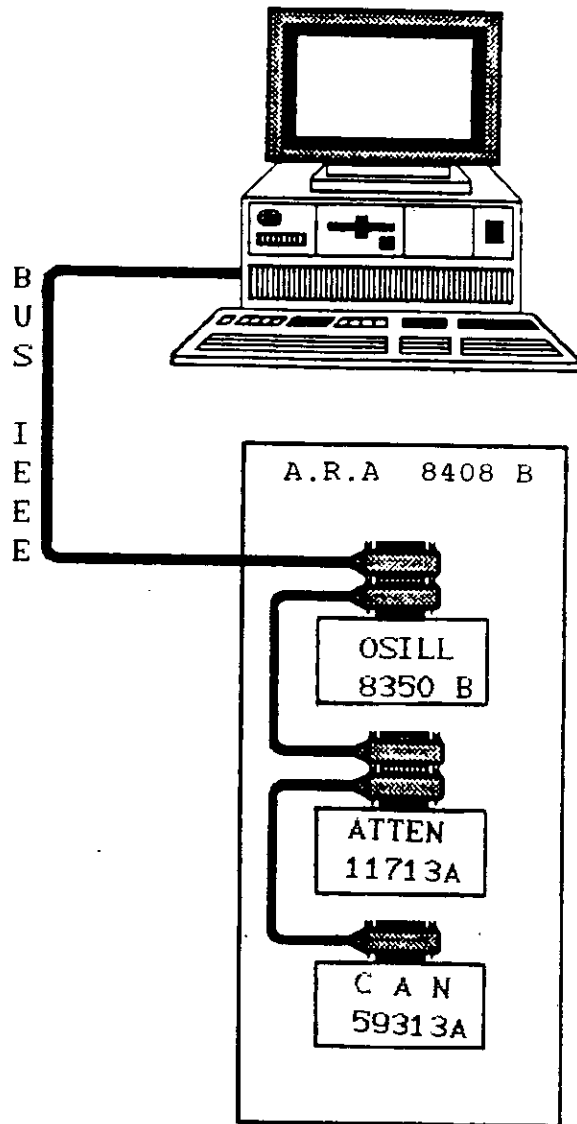


Fig.II.4 :Connexion PC-A.R.A

#### II-4-3 Types de commandes

Les commandes envoyées au bus IEEE, lors de toute communication PC-A.R.A, peuvent être soit des commandes indépendantes, soit des commandes dépendantes.

Les commandes indépendantes [11], représentent un outil de base pour toute communication avec le bus IEEE. Tout périphérique connecté à ce dernier reconnaîtra ces commandes.

Les commandes dépendantes [4], sont spécifiques aux instruments contrôlés. L'utilisateur devrait les connaître et les utiliser pour une gestion correcte de son instrument particulier. Pour commander le A.R.A nous avons utilisé plusieurs commandes dépendantes (annexe 3).

#### II-4-4 paramètres TIMEOUT, END et EOS.

Au début de chacun de nos programmes et après ouverture des fichiers, une fixation des valeurs des paramètres TIMEOUT, END et EOS [12] a lieu.

**TIMEOUT** : représente la période de temps que le PRO-488 écroulera, dans l'attente du périphérique sur le bus, pour être prêt à recevoir ou à envoyer une donnée ou une commande. Cette période varie de 1.5 msec à 50 sec.

**END** : définit comment le PRO-488, marque le dernier octet d'une donnée qui sera en sortie, afin que le périphérique sur le bus IEEE, puisse reconnaître la fin de ce qui lui est destiné. END prend en général la valeur décimale 13, représentant le caractère retour chariot.

**EOS** : Permet au PRO-488 de reconnaître la fin de la chaîne de caractères qui lui provient du bus IEEE. EOS prend en général la valeur décimale 13, représentant le caractère retour chariot.

#### II-5 LANGAGE DE COMMUNICATION PC-A. R. A.

Le PRO-488 est conçu pour travailler avec plusieurs langages évolués [8]. Notre choix s'est posé sur l'utilisation du langage C [6,7,9] qui possède des techniques de programmation structurée, ce qu'il lui procure une grande souplesse, pour la manipulation de données détaillées, que d'autres langages de haut niveau. Le comparant au Pascal, les programmeurs expérimentés apprécieront la compacité des instructions du C, la polyvalence de ses structures de données et la portabilité de ses programmes sources. Ces caractéristiques ont fait du C, un langage intéressant pour les applications telles que les interfaces, les communications et les systèmes de contrôle [9].

Pour assurer la communication PC-A.R.A, l'accès au port IEEE est facilité par l'utilisation de certaines fonctions C d'E/S de bas niveau, à savoir OPEN(), READ(), WRITE(), et CLOSE() [8].



Dans nos programmes deux appels de la fonction OPEN() sont nécessaires pour ouvrir chacun des fichiers "IEEECTRL" et "IEEEEDATA " à la fois en lecture et en écriture . La lecture est effectuée grâce à la fonction READ(), par contre l'écriture ce fait grâce à la fonction WRITE(). La fonction CLOSE() ferme les fichiers IEEE, après que toute les E/S ont été accomplies et ce juste avant la fin du programme.

## II-6 COMMANDE DE L'OSCILLATEUR DE BALAYAGE HP 8350B

L'oscillateur de balayage HP 8350B est un oscillateur programmable, permettant un balayage rapide, des signaux issus d'une source RF ("plug-in") HP 83592A [1,4 ], dans la bande de fréquence choisie.

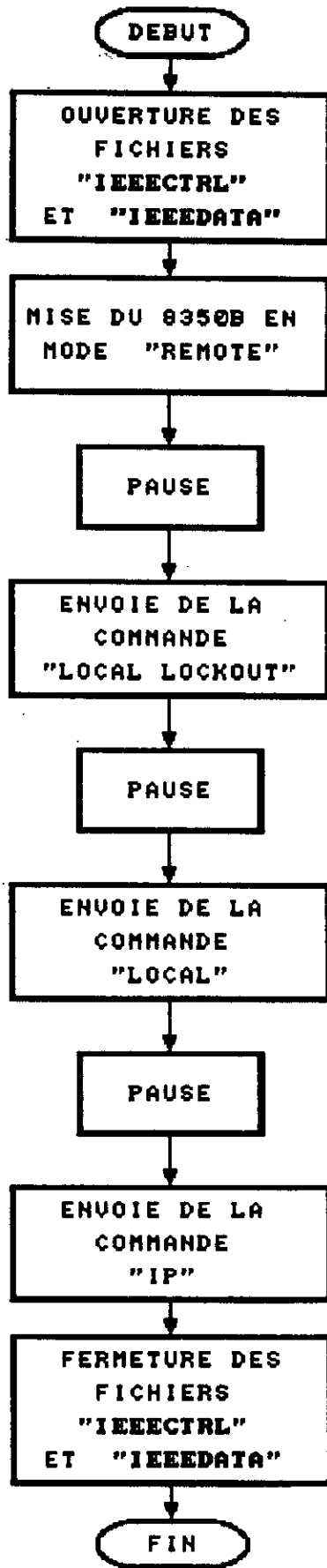
L'oscillateur de balayage ainsi que la source RF, peuvent être commandés à partir du PC et ce à travers le bus HPIB , par envoi d'une chaîne de caractères ASCII [4] se composant d'une ou plusieurs commandes.

Les différents exemples qui suivent donnent un aperçu sur la programmation de certaines fonctions typiques du HP 8350B en langage C à travers le PC (ES/12).

### Exemple 1 : Mode programmé "REMOTE" (organigramme 1)

La commande "REMOTE", place le 8350B sous le contrôle du PC qui va gérer toutes ses fonctions. Cependant, si le bouton LCL (local) se trouvant sur le panneau avant, de l'oscillateur [4] est actionné, ce dernier reviendra du mode "REMOTE" au mode "LOCAL". Pour empêcher ceci d'avoir lieu, il est nécessaire d'envoyer la commande "LOCAL LOCKOUT" qui inhibera toute manipulation manuelle du 8350B et particulièrement le bouton "LCL". Le mode "REMOTE" et "LOCAL LOCKOUT" peuvent aussi être inhibés à leurs tour et ceci grâce à la commande "LOCAL" qui fera revenir l'oscillateur en mode "LOCAL". Enfin, en mode "REMOTE", il est préférable de réinitialiser périodiquement le 8350B et ceci par envoi de la commande "IP" (Instrument Preset).

programme 1 : voir (annexe 4).



ORGANIGRAMME 1

### Exemple 2 : Fixation de l'état du 8350B (Organigramme 2)

Plusieurs données peuvent être envoyées au 8350B, avec leur commandes appropriées pour fixer son état, mais les plus typiques sont destinés à fixer la bande de fréquence, le niveau de puissance, le temps de balayage ou stockage de fréquences dans les zones mémoires représentées par des marqueurs [4].

Programme 2 : Voir (annexe 4).

### Exemple 3 : Lecture de l'état du 8350B (organigramme 3)

L'état courant du 8350B peut être connue, ceci par envoi de commandes appropriées (annexe 3). Nous pouvons ainsi afficher sur l'écran du PC, exemple la bande de fréquence et la valeur du temps de balayage.

Programme 3 : voir (annexe 4).

### Exemple 4 : Incrémentation de fréquence (organigramme 4).

Le parcours de la bande de fréquence avec le pas choisi nécessite une opération d'incrémentation de fréquence.

Programme 4 : voir (annexe 4).

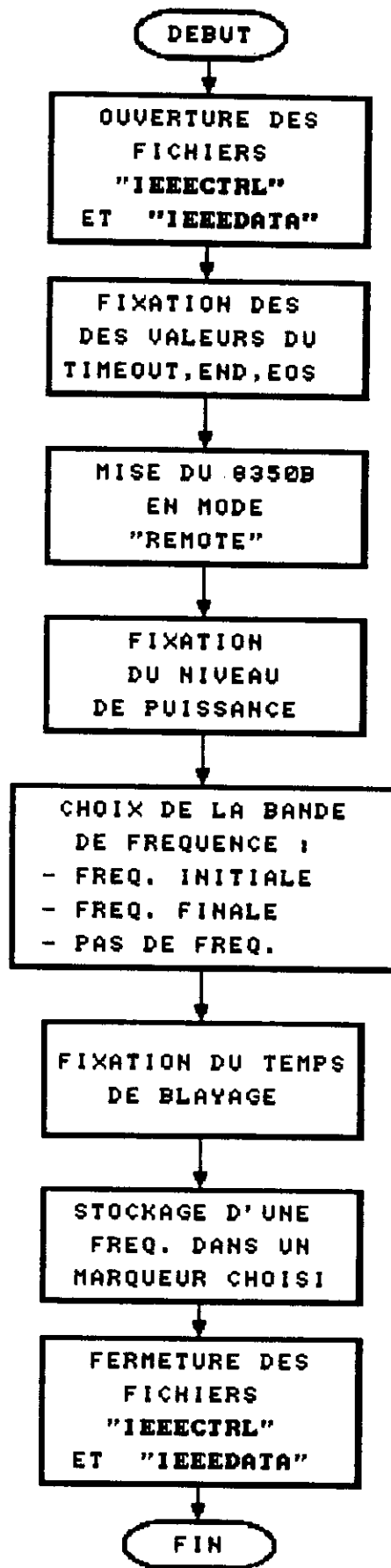
## II-7 COMMANDE DE L'ATTENUATEUR/"SWITCH DRIVER" HP 11713A

L'atténuateur/"switch driver" HP 11713A est un élément programmable de l'analyseur de réseaux, il est désigné pour le contrôle de deux commutateurs coaxiaux (microondes) ainsi que deux sections de plages d'atténuation (ATTENX,ATTENY). Une fois que le HP 11713A est en mode "REMOTE", il peut recevoir des commandes du PC à travers le bus HP-IB. Les commandes sont représentées par une chaîne de caractères ASCII codées  $AxBxAyBy(A/B)9(A/B)0$  où A et B fixent respectivement la commande "ON" et "OFF",  $AxBx$  et  $AyBy$  représentent respectivement le choix de l'atténuateur X et Y, et enfin A/B S9 et A/B S0 commandent respectivement le commutateur S9 et S0.

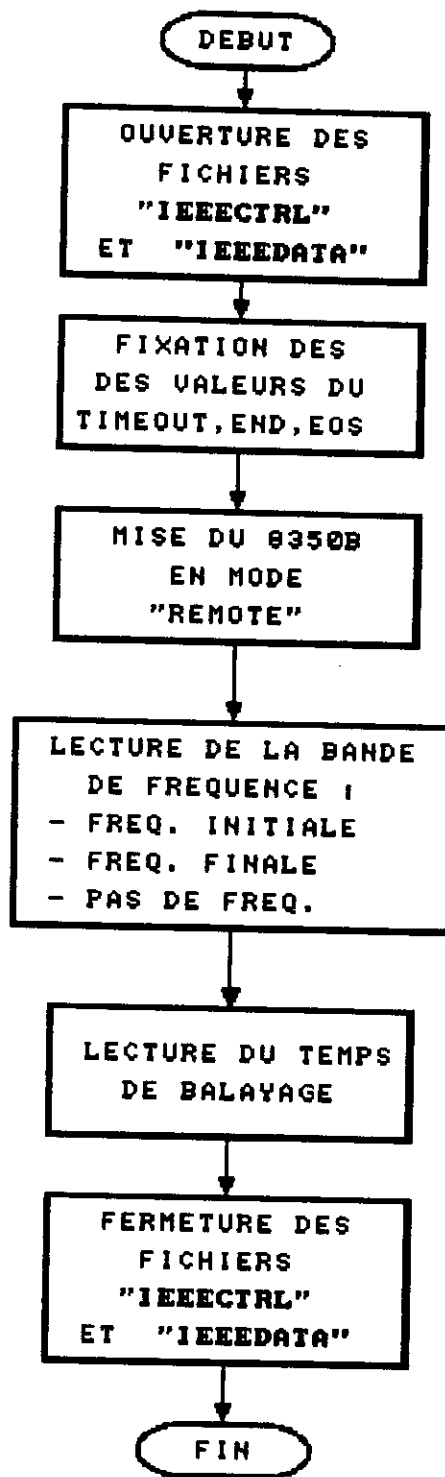
### Exemple : Commutation réflexion/transmission (organigramme 5)

Dans le cadre de notre travail le HP 11713A est utilisé essentiellement pour la commutation réflexion/transmission.

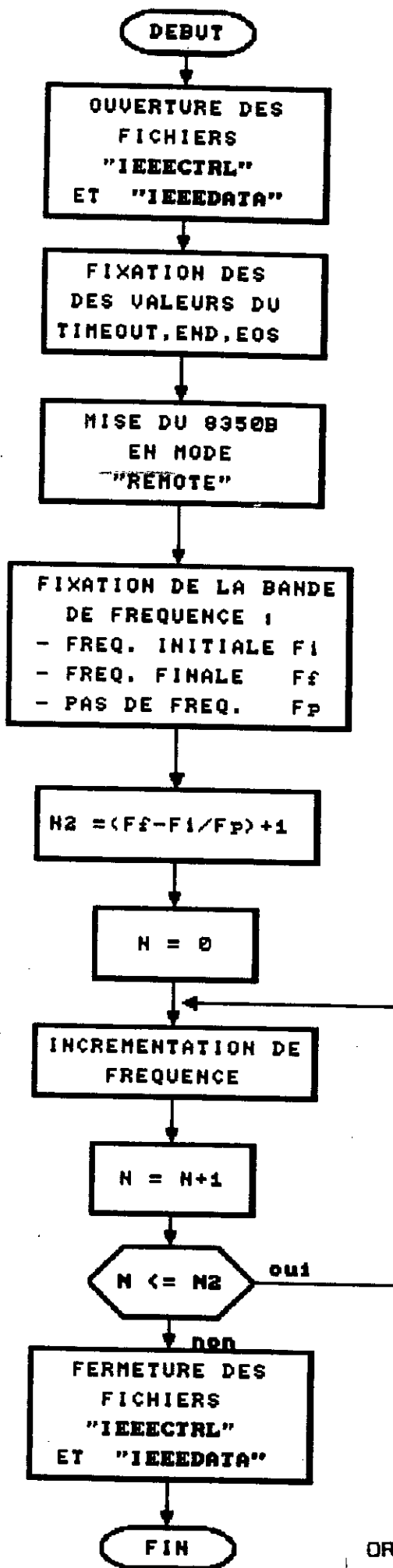
programme 5 : voir (annexe 4).



ORGANIGRAMME 2



ORGANIGRAMME 3



ORGANIGRAMME 4

II-8 COMMANDE DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMERIQUE (C. A. N) HP  
59313 A.

Le convertisseur HP 59313A, sert à transformer des signaux analogiques, contenant des informations sur l'amplitude ou la phase du D.S.T, en signaux numériques [1,2,4]. Le convertisseur peut être programmé pour procéder soit à une seule conversion soit à une multi-conversion, ceci par une fixation de la vitesse de l'échantillonneur [4], en envoyant la commande adéquate (annexe3).

La sortie du C.A.N est représenté par un nombre binaire en complément à 2 de 11 bits; arrangés en 2 octets (fig.II.7). Le bit 11 est le bit signe, il est égal à 1 si le nombre est négatif.

ligne du bus	DI08	DI07	DI06	DI05	DI04	DI03	DI02	DI01
Premier Octet	B11	B11	B11	B11	B11	B11	B10	B9
Second Octet	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1

Fig.II.7 : Format de la donnée de sortie

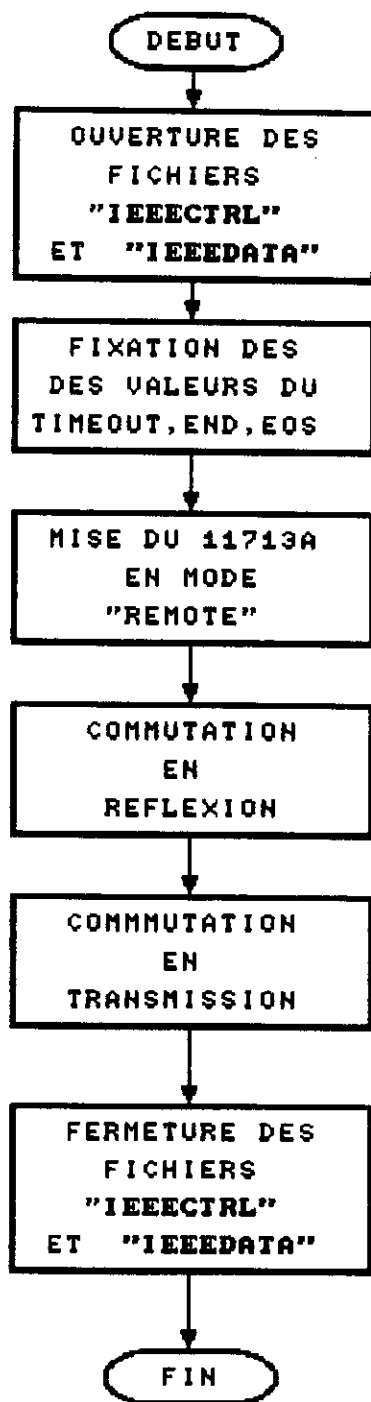
Une fois la donnée sortie du C.A.N, elle est transférée au contrôleur où il est nécessaire d'effectuer un réarrangement des deux octets, pour l'obtention d'un nombre décimal signé. Il existe plusieurs manières de combiner les deux octets [4]; la procédure que nous avons adopté est décrite par l'organigramme 5.

Dans le cas où le contenu de l'octet A est supérieur à 3, le nombre lu sera négatif car le bit 11 contiendra un 1. Dans le cas contraire le nombre lu sera positif du fait que tous les bits à partir du 11ème seront nuls et le plus grand nombre que peut contenir A dans ce cas est le nombre 3.

Exemple : A = 253 ; B = 109. puisque A > B V sera négatif, et donnée par :

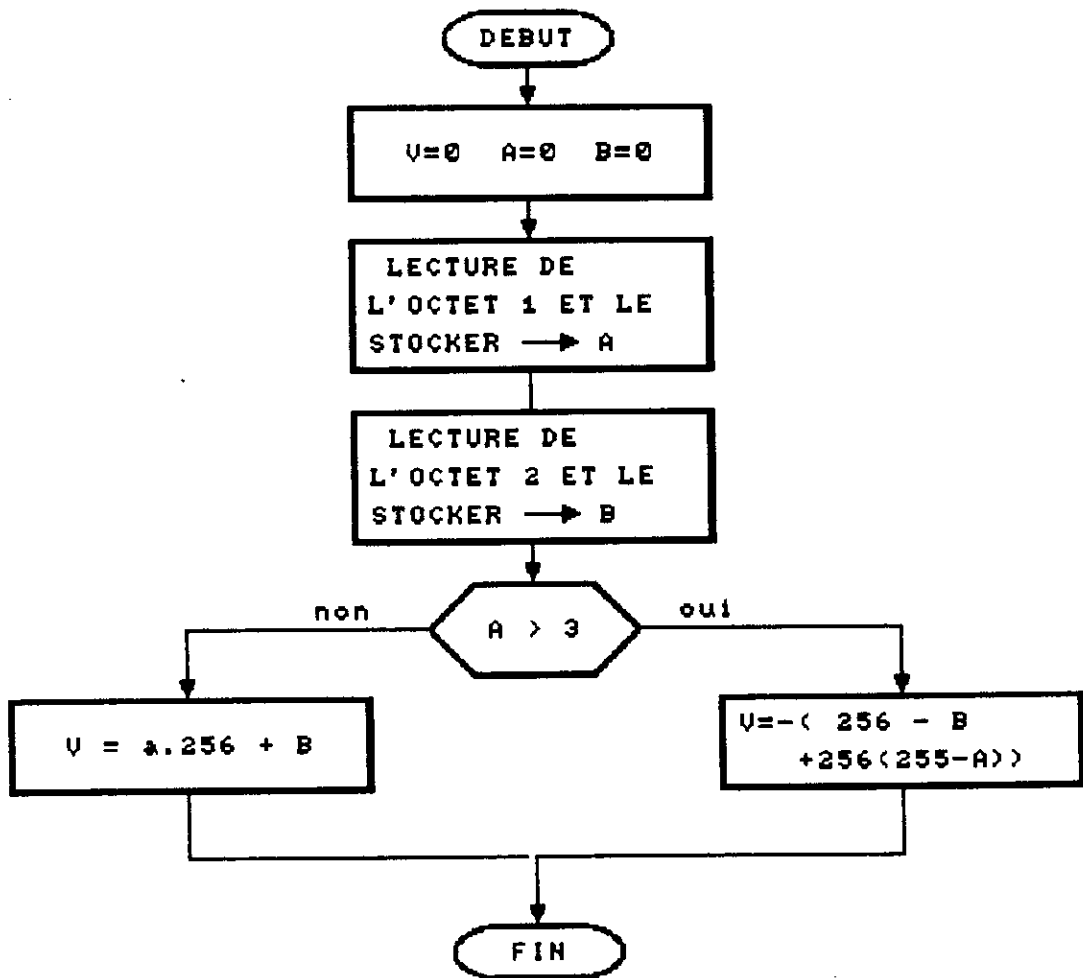
$$V = -(256 - 109 + 256(255 - 253)) = -659.$$

Notons que le nombre réarrangé ne peut sortir de la fourchette 1024 et -1023.



ORGANIGRAMME 5





ORGANIGRAMME 6

# Chapitre III

Logiciel élaboré  
(CALMES)

### III-1 INTRODUCTION

Le programme que nous avons établi sur le PC (ES/12) se subdivise en deux parties. Une partie réalise une calibration complète du banc de mesure, tandis que l'autre partie consiste à mesurer les paramètres de dispersion d'un dispositif microonde inconnu.

L'adjonction de menus variés, procure une grande souplesse d'utilisation de notre logiciel, tels que recalibrer, remesurer ou consulter plusieurs paramètres caractérisant le D.S.T.

### III-2 banc de mesure et principe de fonctionnement

Le banc de mesure est constitué essentiellement d'un équipement de test, servant comme séparateur de signaux. Il assure les mesures en réflexion et en transmission d'un dipôle ou d'un quadripôle microonde sur une bande allant de 0,5 à 18 GHz. Notons que la source 83592A du A.R.A couvre une bande allant de 0.01 à 20 GHz qui est subdivisée en quatre autres à savoir la bande :

- $B_0$  : 0,01 à 2,4 GHz ;
- $B_1$  : 2,4 à 7 GHz ;
- $B_2$  : 7 à 13,5 GHz ;
- $B_3$  : 13,5 à 20 GHz ;

Le signal RF provenant de la source attaque un diviseur de puissance qui délivrera deux signaux ayant une même fréquence et un même niveau de puissance. Un des signaux attaque une voie test, contenant un coupleur directif qui permettra de donner soit le signal réfléchi (Fig.III.1), soit le signal transmis (Fig.III.2) par le D.S.T. Alors que l'autre signal attaque la voie référence.

Les mesures, en réflexion et en transmission, peuvent s'effectuer successivement grâce à un système de commutation automatique (" coaxial switch ").

Enfin les signaux réfléchis et transmis sont tous deux convertis ( conversion FI ) en signaux basses fréquences, afin d'être comparés au niveau de l'analyseur de réseaux 8410C.

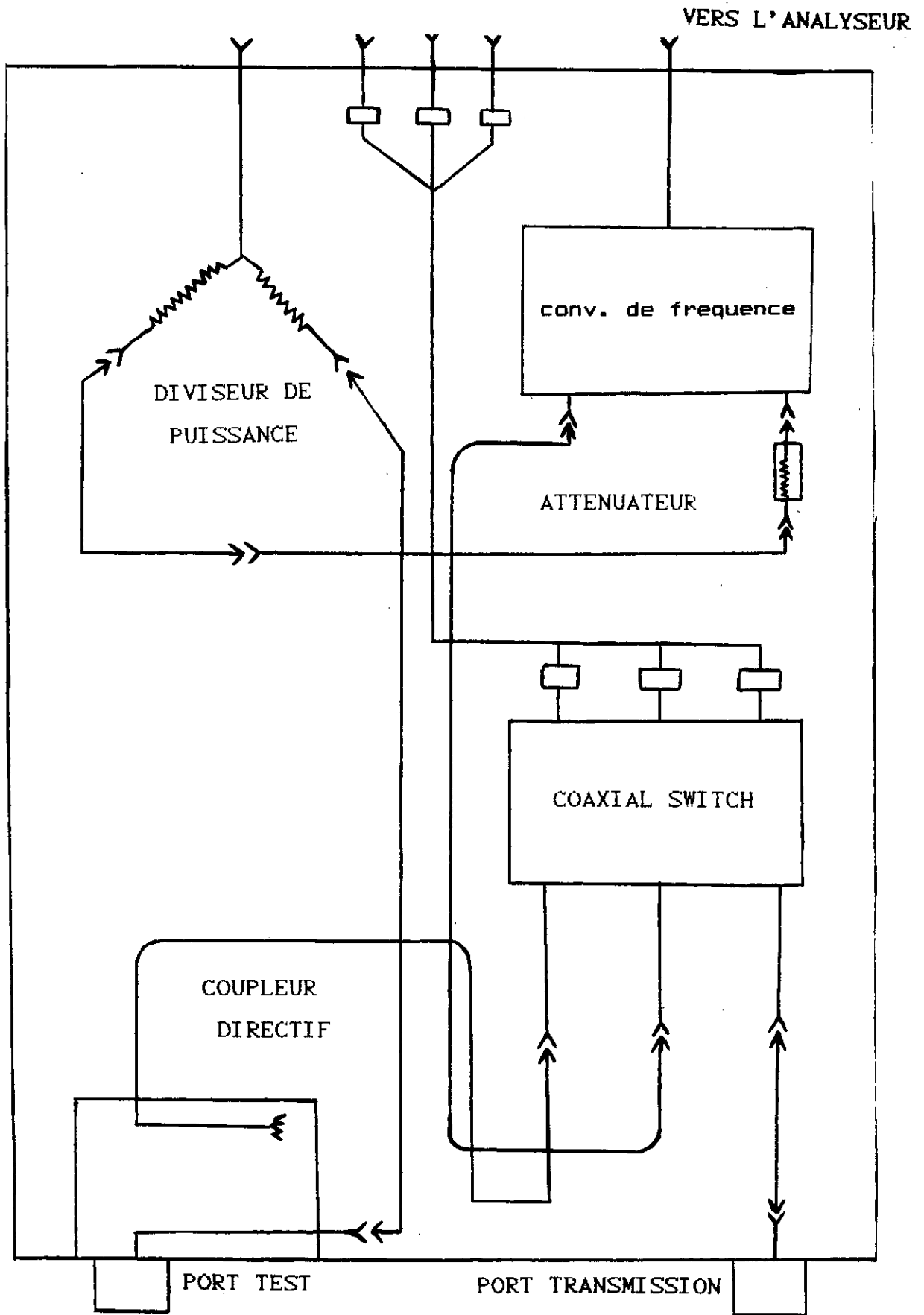


Fig.IIF.1 : - Mesure en réflexion

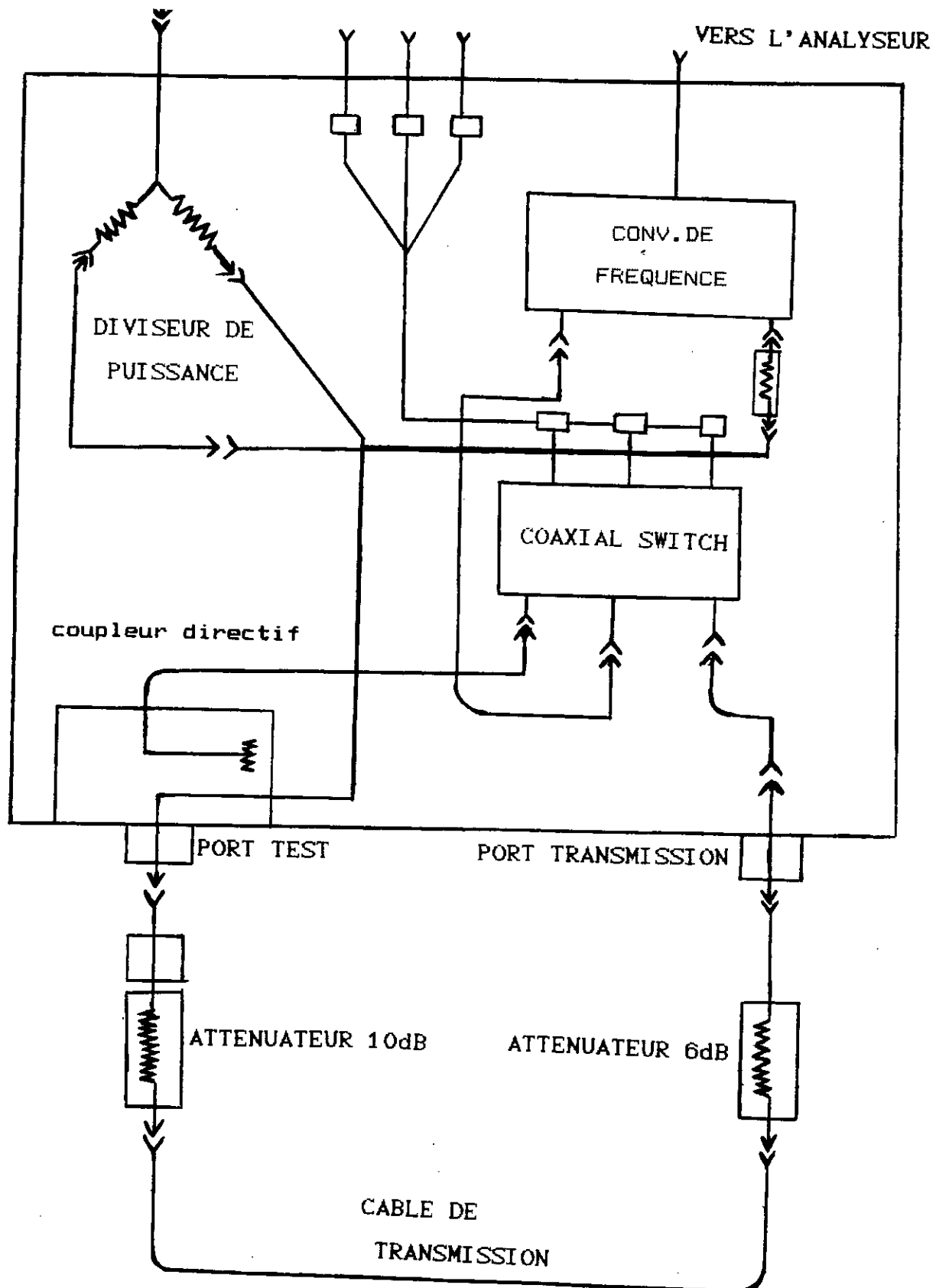


Fig.III.2 :Mesure en transmission

### III-3 PROGRAMME CALIBRATION

L'exécution du programme calibration indique à l'opérateur les différentes étapes à suivre pour effectuer une calibration complète du système de mesure. Ce programme effectue également le calcul des erreurs qui peuvent s'introduire lors d'une mesure en réflexion ou en transmission (chap.I-5), et cela pour différents types de connecteurs (Apc7, Type-N, Apc3.5 et Sma).

Notons que dans le cas d'une utilisation de connecteurs autres que ceux cités plus haut (ex : guides d'onde,...), il est nécessaire d'introduire leurs longueurs électriques lors d'une éventuelle mesure en réflexion ou en transmission, pour une prise en compte du déphasage qu'elles introduisent. Il en est de même si nous effectuons une calibration avec un court-circuit ou un circuit ouvert, décalés tout deux d'une certaine longueur. Ce déphasage est donné par les relations (III-1,2) :

$$T_1 = 24.0166 f.PI.L(2) \sqrt{1 - \left[ \frac{f_c}{f} \right]^2} \quad (III-1)$$

$$T_2 = 24.0166 f.PI.L(1) \sqrt{1 - \left[ \frac{f_c}{f} \right]^2} \quad (III-2)$$

où :

- L(1): longueur électrique en réflexion;
- L(2): longueur électrique en transmission;
- T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> : angles de rotation de phase en degrés;
- f<sub>c</sub> : fréquence de coupure;
- f : fréquence en un point.

### III-4 PROGRAMME MESURE

L'exécution du programme mesure, permet à l'opérateur de mesurer les paramètres S<sub>ij</sub> de son dispositif inconnu. Ces paramètres peuvent être corrigés grâce à une calibration préalable. Nous avons réuni les deux programmes calibration et mesure en un seul programme (CAL\_MES), écrit en langage C.

A la fin de toute mesure effectuée, quelle soit précédée d'une calibration ou non, l'opérateur est invité à consulter un menu, lui proposant de visualiser les résultats élaborés, de refaire une

autre mesure, de recalibrer le système ou alors de relancer totalement le programme (CAL\_MES).

Les caractéristiques du D.S.T qui peuvent être déterminés sont:

- L'impédance d'entrée (sortie) donnée par l'équation (III.3)

$$Z_{e,s} = Z_0 \frac{1 - S_{ii}}{1 + S_{ii}} \quad (\text{III-3})$$

avec  $Z_0$  impédance caractéristique et  $i = 1,2$

- Le Taux d'onde stationnaire d'entrée (sortie)  $T_{ose,s}$  donné par l'équation (III-4).

$$T_{ose,s} = \frac{1 + |S_{ii}|}{1 - |S_{ii}|} \quad (\text{III-4})$$

- Le temps de groupe donné par l'équation (III-5) représente le temps mis par le signal RF pour traverser le D.S.T, il est défini comme étant la variation de la phase par rapport à la variation de la fréquence, en prenant comme référence, une phase nulle et une fréquence nulle.

$$T_g = - \frac{1}{360} \cdot \frac{d\phi}{df} \quad (\text{III-5})$$

Dans le cas où l'opérateur effectue la calibration du HP 8408B en choisissant un certain type de connecteurs, et lors de la mesure, il utilise un autre type, le plan de référence sera modifié ce qui affecte la mesure de la phase. Pour y remédier, l'opérateur doit introduire la longueur électrique en (cm) soit en réflexion ou en transmission, cela suppose que le connecteur est sans pertes, autrement une étude du connecteur serait indispensable. Selon la mesure choisie, la prise en compte de cette longueur corrige la phase (III.6) :

$$R = 12.0083 \cdot f \cdot L \cdot \sqrt{1 - \left[ \frac{F_c}{f} \right]^2} \quad (\text{III-6})$$

où

R : représente l'angle de rotation de la phase en degrés

L'opérateur a le choix de visualiser soit les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  en amplitude et en phase, ou bien les pertes par réflexion  $S_{11}$  (dB) (III-7), ou les pertes par insertion (transmission)  $S_{21}$  (dB) (III-8):

$$S_{11} \text{ (dB)} = - 10 \cdot \text{Log} |S_{11}| \quad \text{(III-7)}$$

$$S_{21} \text{ (dB)} = - 10 \cdot \text{log} |S_{21}| \quad \text{(III-8)}$$

### III-5 ERREURS INTRODUITES PAR L'A.R.A HP 8408B

#### III-5-1 Erreurs en réflexion

En réflexion deux erreurs affectent la mesure. La première est due à la directivité non infinie du coupleur directif ainsi qu'à la dissociation non parfaite des signaux sur les voies test et référence, la deuxième est due essentiellement au fait que la source RF ne maintienne pas un niveau de puissance constant à l'entrée du D.S.T. Ces deux erreurs présentent une même variation en fonction de la fréquence (Fig.III.3). Leur influence sur la mesure, est considérable en basses fréquences, par contre, elles décroissent au fur et à mesure que la fréquence augmente.

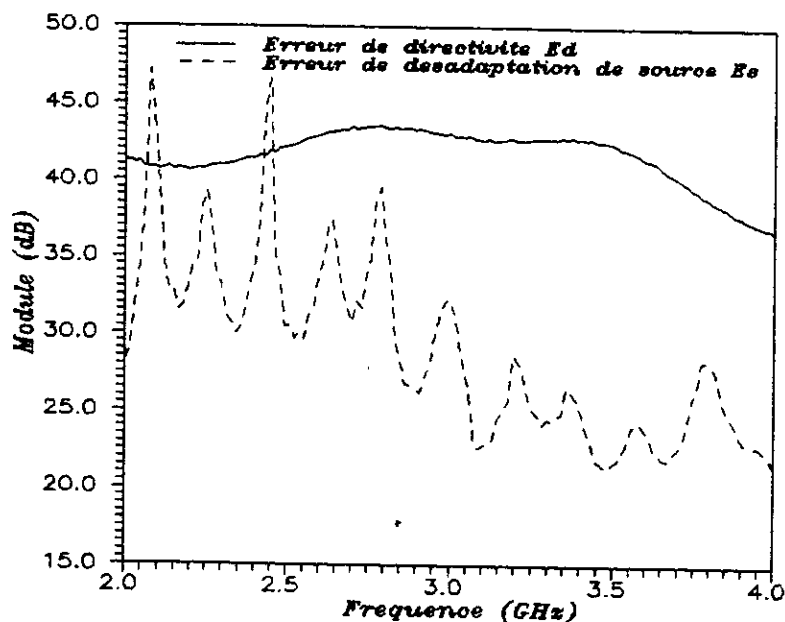


Fig.III.3 :  $E_d$  et  $E_s$  en fonction de la fréquence



### III-5-2 Erreurs en transmission

En transmission deux erreurs affectent également la mesure, la première est causée par la désadaptation de la charge qui ne permet pas un transfert énergétique maximum. La deuxième erreur est introduite par la non linéarité de la réponse en fréquence de l'amplitude et la phase mesurés (Fig.III.4)

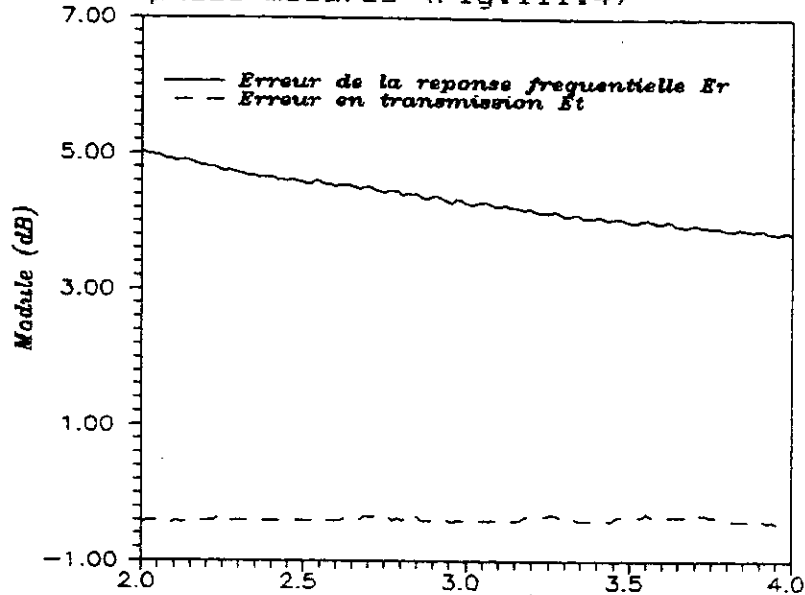


Fig.III.4 : Er,Et en fonction de la fréquence.

### III-5-3 ERREUR EX, EL

En plus des erreurs citées plus haut, deux autres peuvent affecter la mesure, une en réflexion due à la désadaptation de la charge appelée El, elle diminue plus ou moins avec la fréquence (Fig.III.5). L'autre erreur notée Ex, est due essentiellement aux fuites par réflexion, sa valeur est assez importante, notre logiciel l'écrête à une valeur de 70 db.(Fig.III.5)

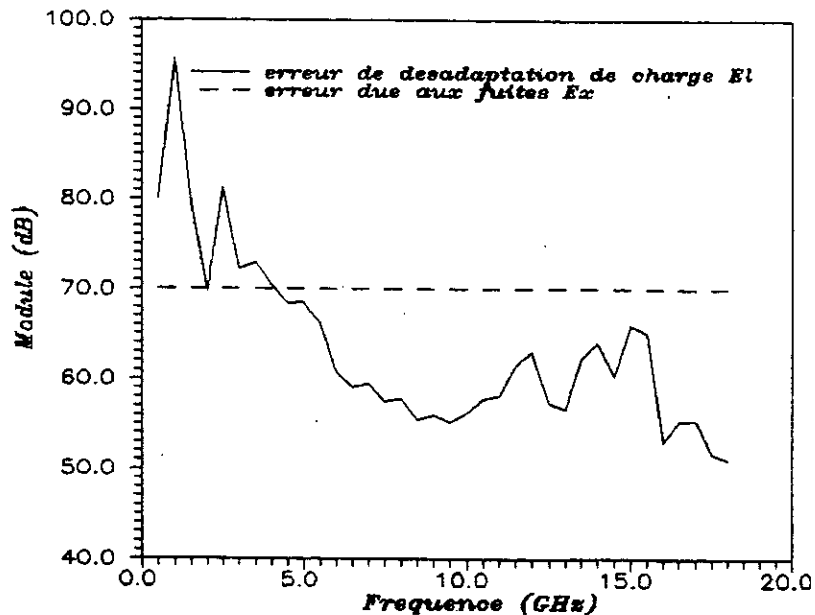
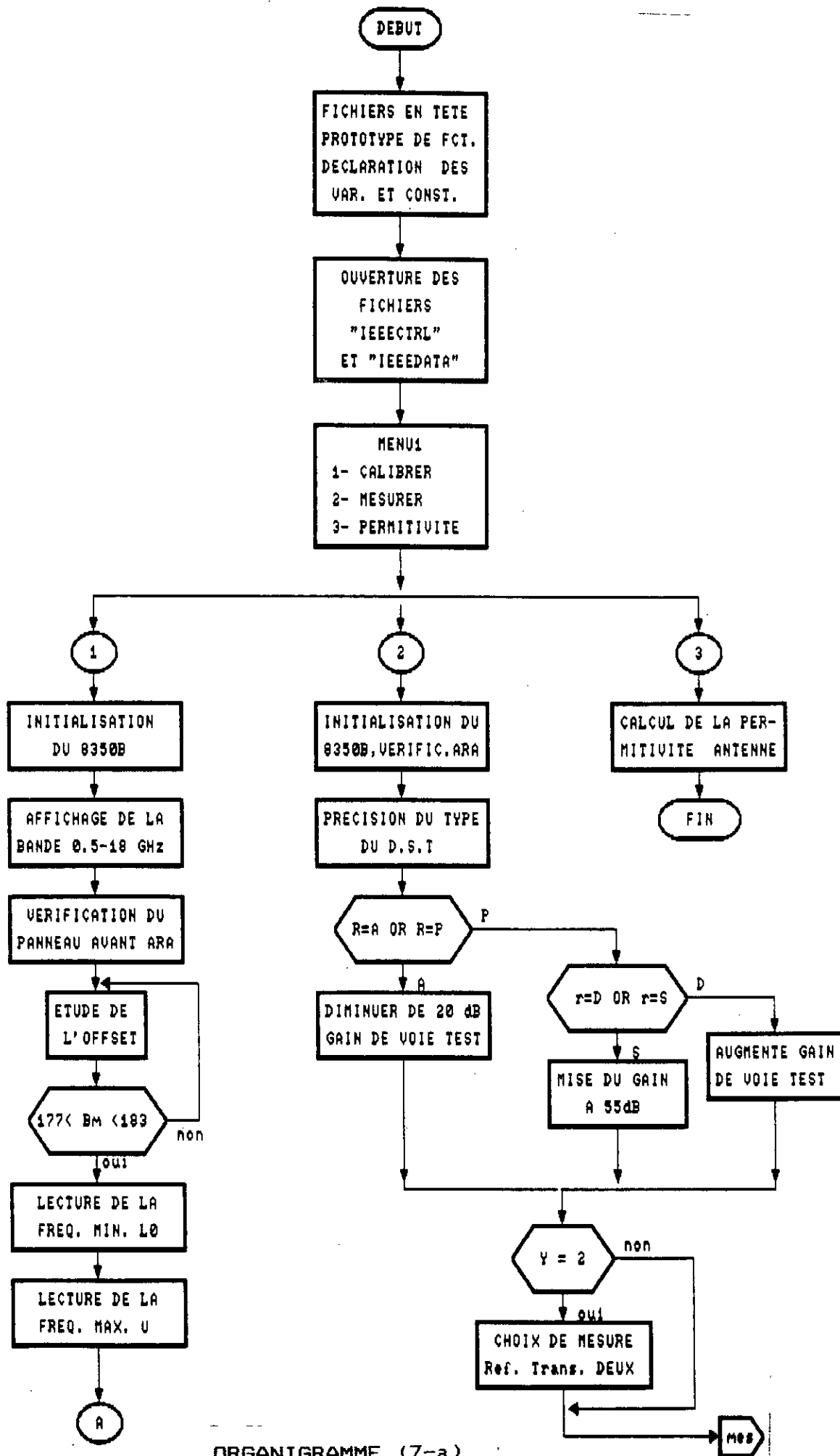
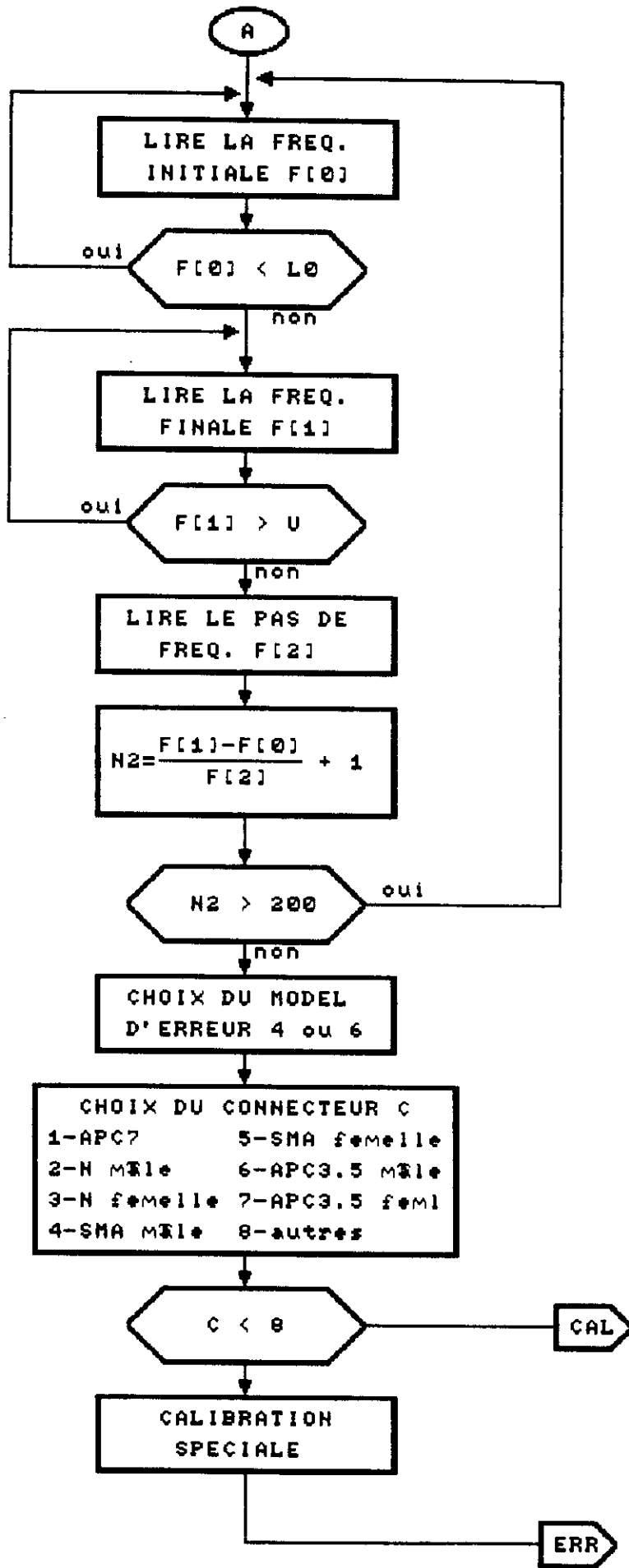


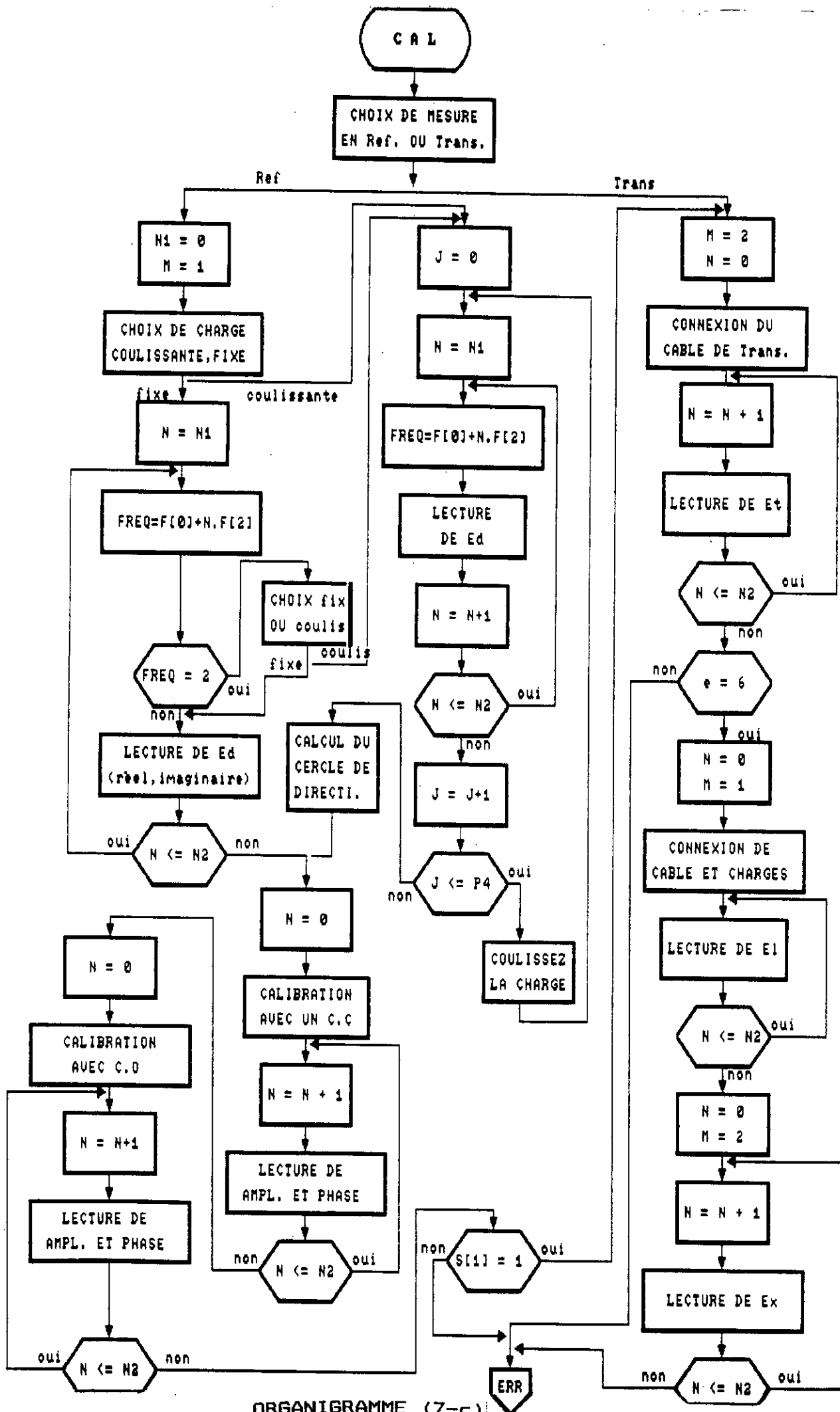
Fig.III.5 : Ex,El en fonction de la fréquence

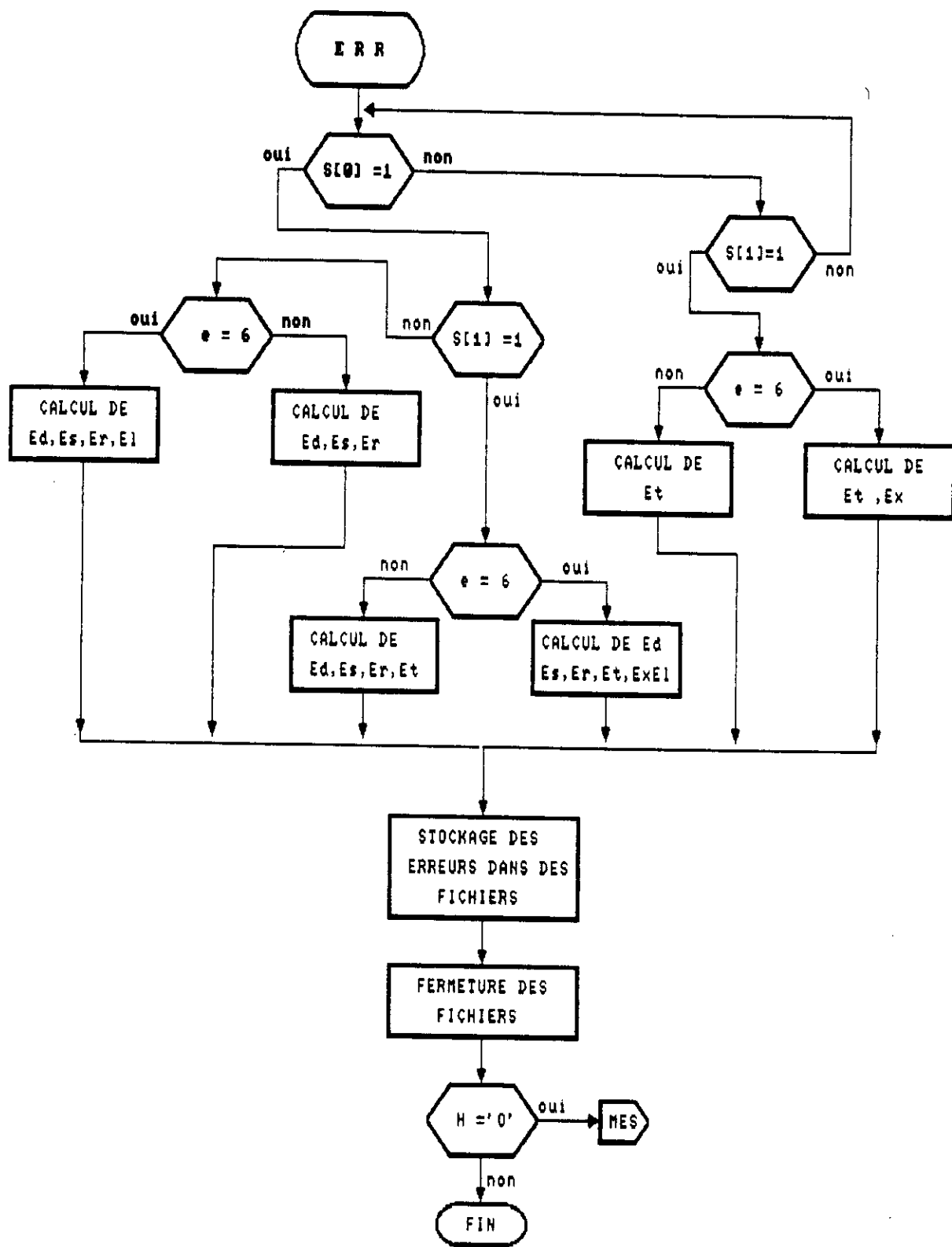


ORGANIGRAMME (7-a)

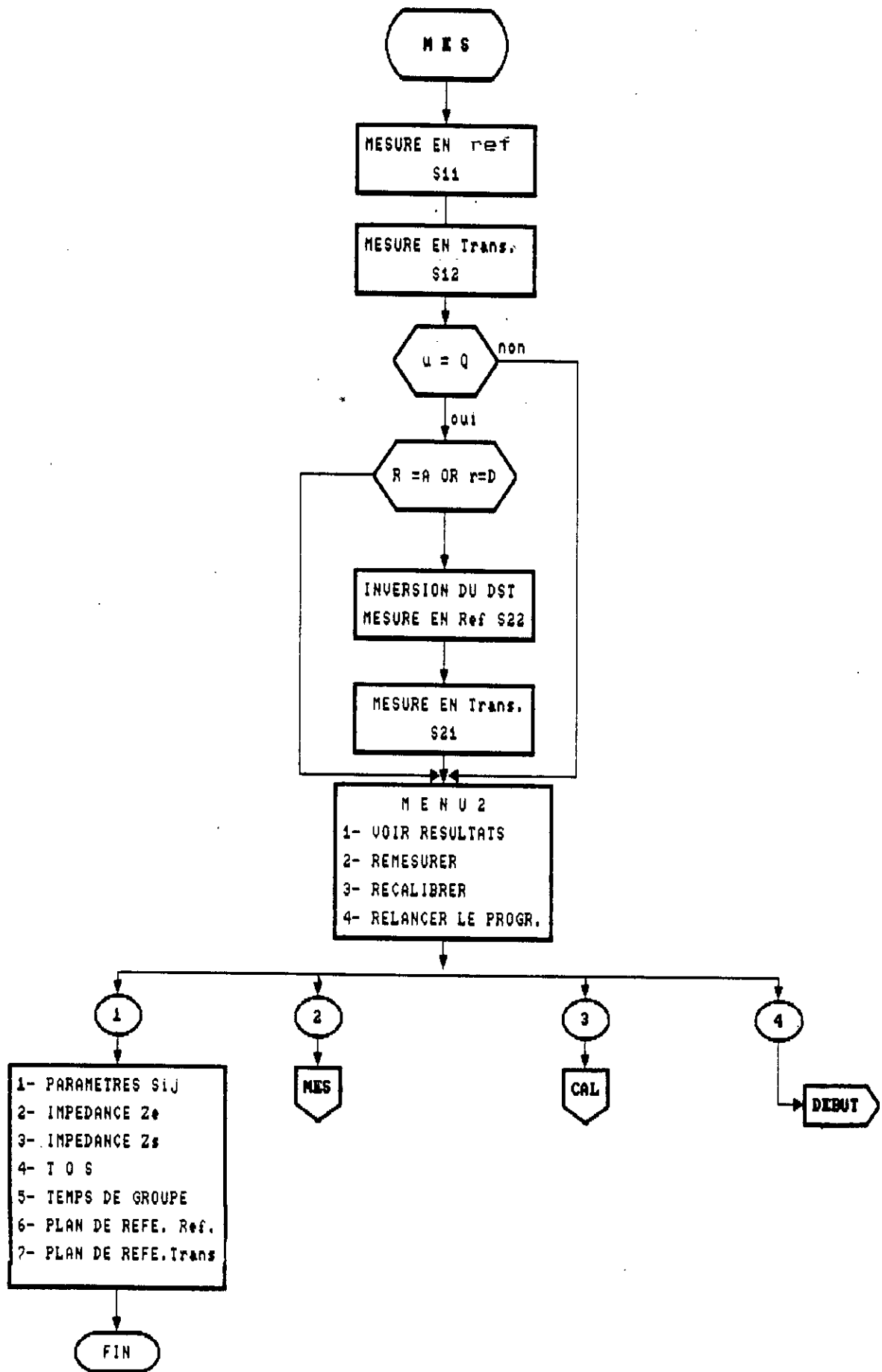


ORGANIGRAMME (7-b)





ORGANIGRAMME (7-d)



ORGANIGRAMME (7-e)

# Chapitre IV

## Exploitation

## VI-1 INTRODUCTION

Le logiciel élaboré pour gérer les mesures effectuées par le A.R.A 8408B, fournit une caractérisation précise du D.S.T. En effet, nous pouvons mesurer tous les paramètres  $S_{ij}$  d'un dipôle, quadripôle ou plus généralement d'un multipôle qu'il soit passif ou actif. Le logiciel permet aussi de donner la valeur des impédances ainsi que du T.O.S.

## IV-2 MESURE D'UN ATTENUATEUR

Un atténuateur est un dispositif réciproque destiné à réduire la puissance, il présente un niveau de perte très faible. Son utilisation est nécessaire particulièrement, lors de la mesure d'un amplificateur, afin d'éviter toute saturation de la voie test du banc de mesure, du fait que celle-ci admet au maximum un niveau de puissance comparable à  $-10\text{dbm}$ .

Nous avons effectué la mesure d'un atténuateur de  $3\text{db}$ , sur une bande de fréquence allant de  $2$  à  $4\text{GHz}$ . La partie réelle de Son impédance d'entrée (Fig.IV.1) fluctue autour de la valeur de  $50\Omega$ , tandis que sa partie imaginaire présente une valeur très petite. En ce qui concerne les paramètres  $S_{ij}$  de cet atténuateur, les pertes par réflexion ( $S_{11}$ ) (Fig.IV.2) ont une valeur élevée variable en fonction de la fréquence, par contre les pertes par insertion ( $S_{21}$ ) (Fig.IV.3), dépassent légèrement la valeur de  $3\text{dB}$ .

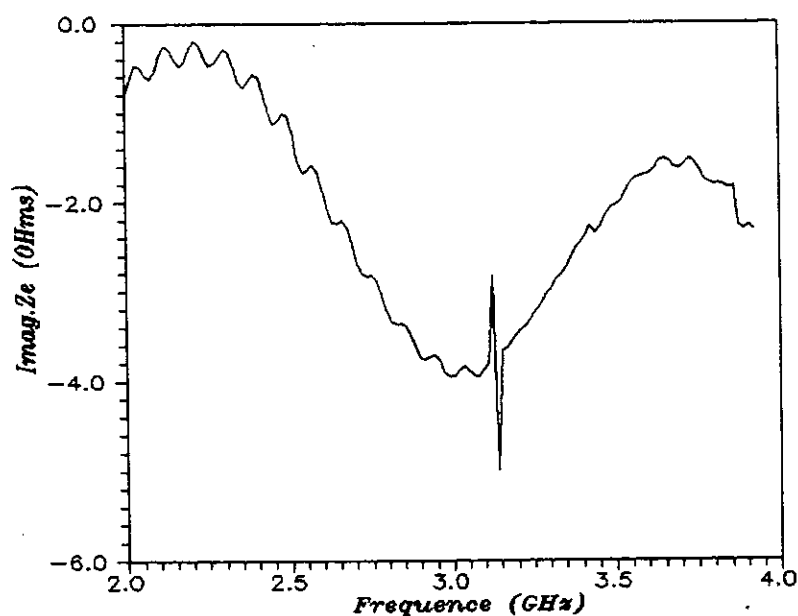


Fig IV.1 : Impédance d'entrée d'un atténuateur  $3\text{db}$



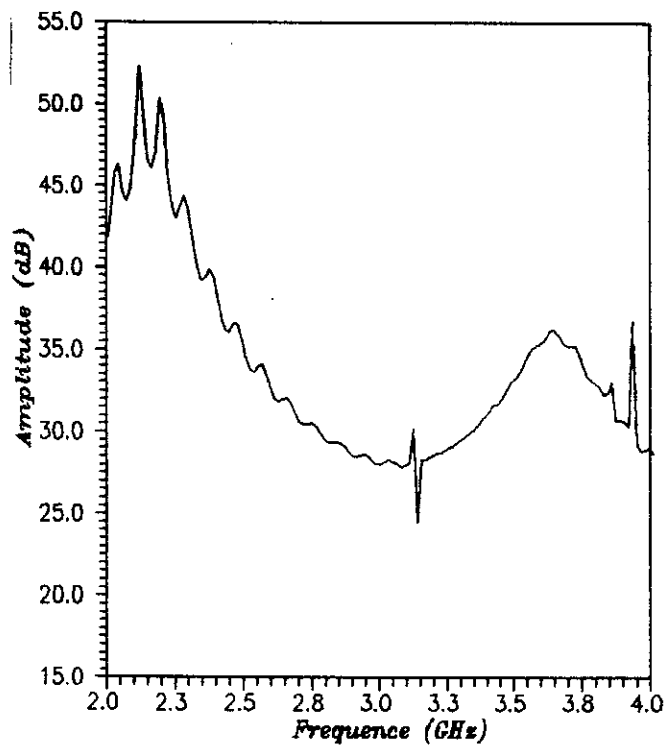


Fig.IV.2 : Pertes par réflexion ( $S_{11}$ ) d'un atténuateur 3db

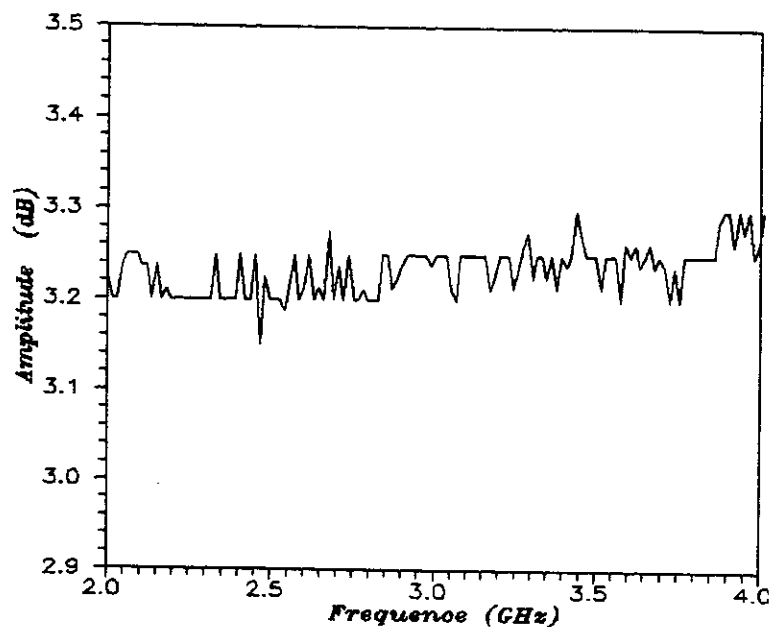


Fig .IV.3 : Pertes par insertion ( $S_{21}$ ) d'un atténuateur 3db

#### IV-3 MESURE D'UN TE DE POLARISATION

Le TE de polarisation, est un élément essentiel pour les circuits de polarisation d'amplificateurs. en effet, il permet le cheminement de deux signaux de tension, sans être mélangés. Une tension RF attaque l'amplificateur et une autre continue, sert à le polariser.

Les résultats de la mesure que nous avons effectué sur un TE de polarisation, montrent que son impédance d'entrée (Fig.IV.4) a une valeur réelle de l'ordre de  $50\Omega$ , par contre sa valeur imaginaire est pratiquement nulle. Pour ce qui est des pertes par reflexion (Fig.IV.5), celles-ci ont une valeur nulle, par contre le coefficient de transmission  $S_{21}$  présente une valeur proche de l'unité.

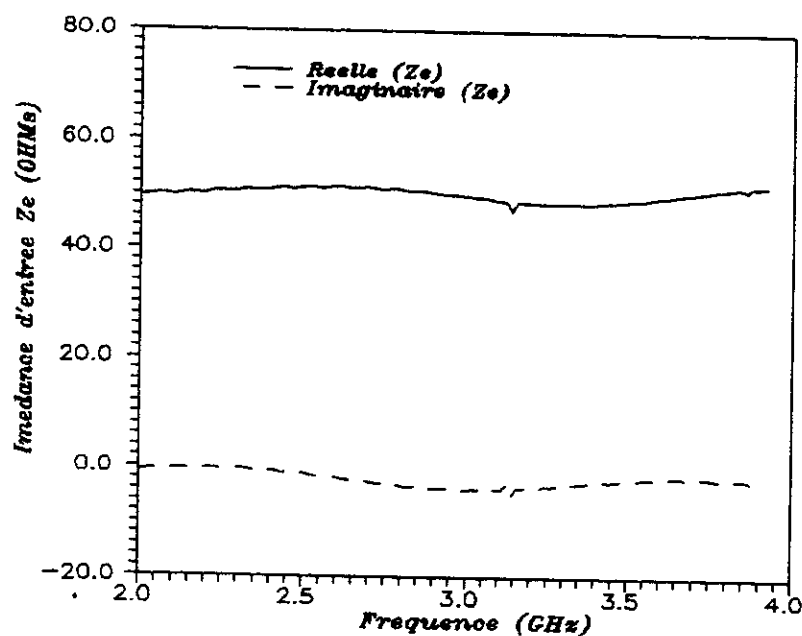


Fig. IV.4 : Impédance d'entrée d'un TE de polarisation

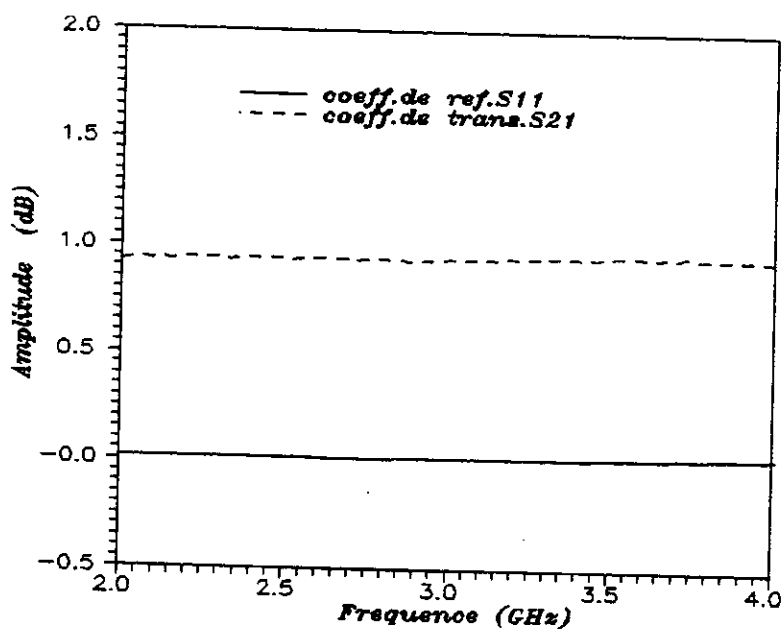


Fig.IV.5 : Coefficient de reflexion et de transmission d'un TE de polarisation

#### IV-4 MESURE D'UNE LIGNE MICRORUBAN

La ligne microruban possède une structure géométrique très simple (Fig.IV.6), elle est composée de deux bandes conductrices et d'un substrat diélectrique. Son utilisation prend de plus en plus d'envergure dans le secteur de télécommunication, du fait qu'elle permet une réduction considérable de l'encombrement des circuits électroniques et peut atteindre des fréquences de travail très élevées.

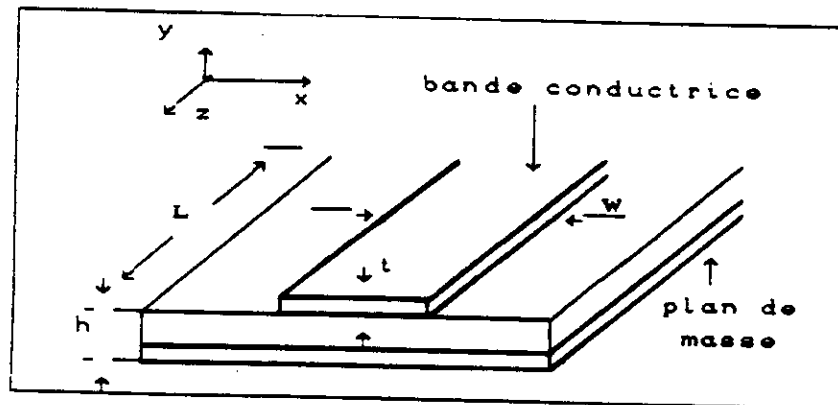


Fig.IV.6 : Ligne microruban

Nous avons effectué la mesure de deux lignes microruban. La deuxième ligne diffère de la première par une longueur supplémentaire d'un quart d'onde. Pour les deux lignes le coefficient de réflexion (Fig.IV.7) a une valeur très faible tandis que leur coefficient de transmission (Fig.IV.8) s'approche considérablement de 1.

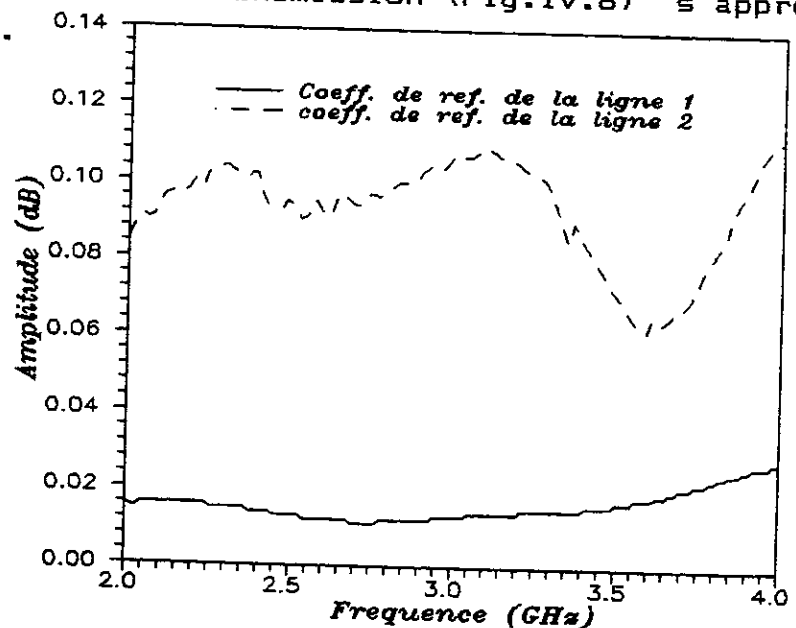


Fig.IV.7 : Coefficient de réflexion d'une ligne microruban.

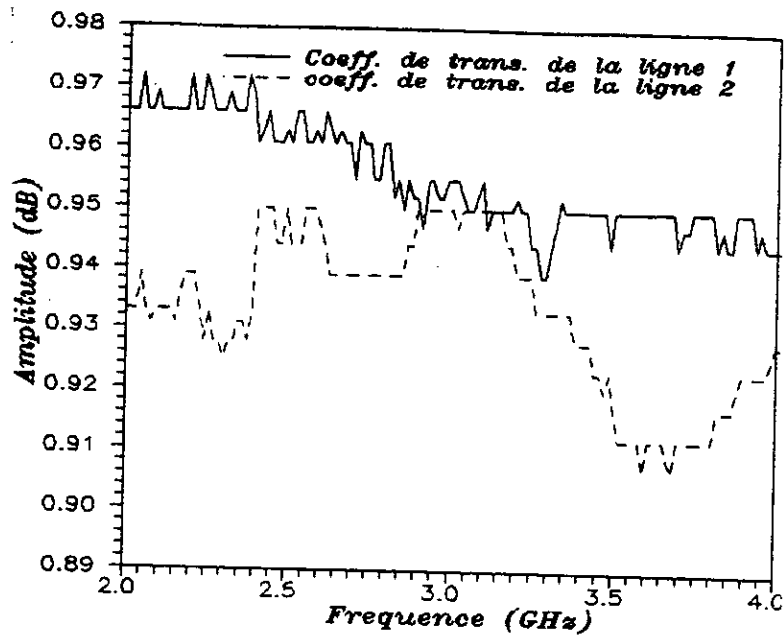


Fig.IV.8 : Coefficient de transmission d'une ligne microruban.

#### IV-5 MESURE D'UNE ANTENNE PLAQUE MICRORUBAN CIRCULAIRE

L'antenne plaque microruban circulaire (Fig.IV.9) disponible au laboratoire, a été réalisée à l'UCL\*, dans le cadre d'une thèse d'état et possède les caractéristiques suivantes :

- Rayon du disque rayonnant a = 4,95 mm
- Hauteur du substrat h = 1,524 mm
- Fréquence de résonance fom = 10 GHz

Les résultats de la mesure de cette antenne dans la bande de fréquence allant de 7,5 à 11 GHz, montrent que la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée présentent respectivement une valeur maximale et une valeur nulle à la fréquence 10 GHz (Fig. IV.10). Ces résultats pratiques coïncide avec une grande précision avec ceux théoriques,

\* UCL : Université Catholique de Louvain.

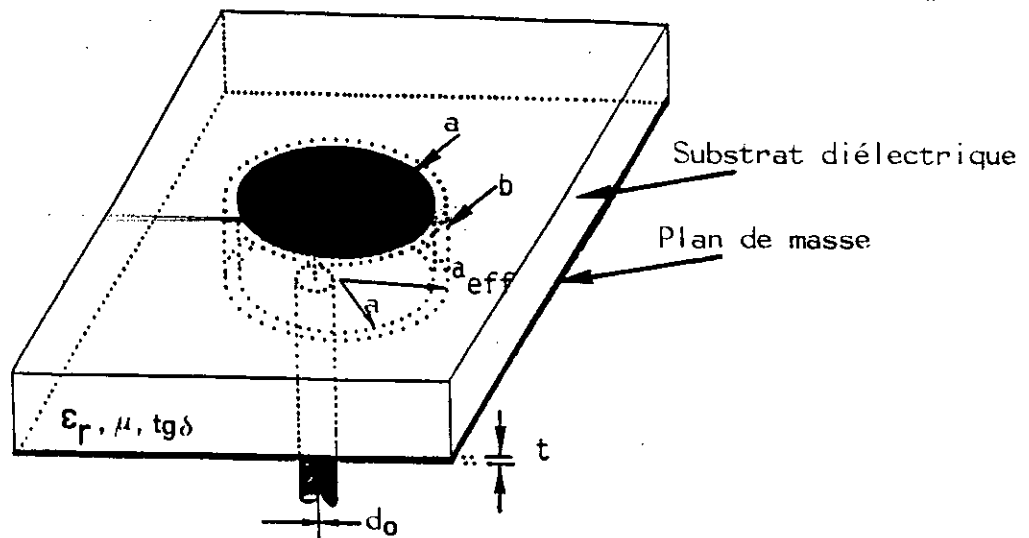


Fig.IV.9 : Antenne plaque microruban circulaire.

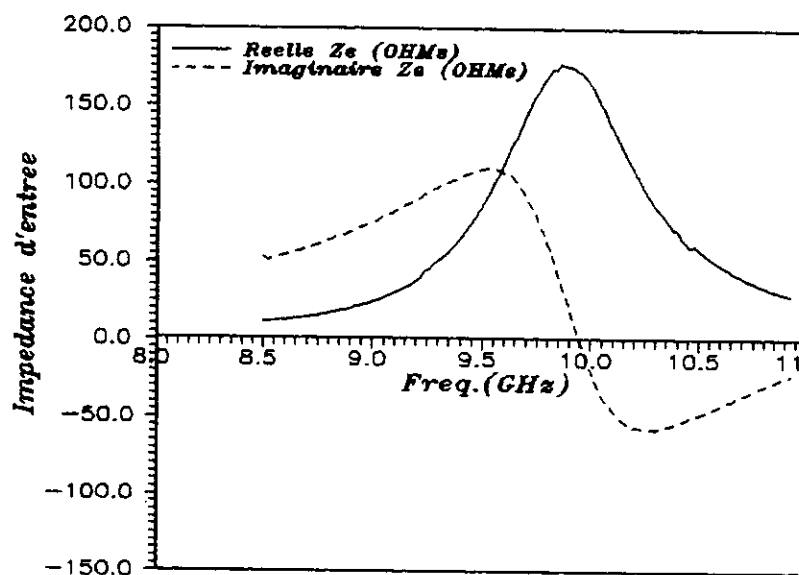


Fig.IV.10 Impédance d'entrée d'une plaque microruban circulaire (resultats de la mesure)

#### IV-6 DETERMINATION DE LA PERMETIVITE DIELECTRIQUE D'UNE ANTENNE

Nous nous proposons de déterminer la constante diélectrique d'un substrat. Pour cela nous utilisons l'antenne plaque microruban circulaire, citée au paravant, dont on peut déterminer expérimentalement et grâce au logiciel élaboré, les fréquences de résonance de tous les modes qui peuvent être excités.

Ce traitement est valable pour toute antenne microruban dont la

cas d'une antenne circulaire, cette dernière est donnée par [13] :

$$F_{nm} = \frac{\alpha_{nm} \cdot C}{2 \cdot \pi \cdot a_{\text{eff}} \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{dyn}}}} \quad (\text{IV-1})$$

où  $\alpha_{nm}$  est le  $m^{\text{ème}}$  zéro de la fonction de Bessel,  $C$  la vitesse de la lumière.  $\epsilon_{\text{dyn}}$  et  $a_{\text{eff}}$  (annexe 5) représentent respectivement la permittivité dynamique et le rayon effectif.

La variation de la permittivité diélectrique  $\epsilon_r$ , en fonction de la fréquence de résonance, calculée par le modèle de WOLFF [13] (equation IV-1) et le modèle de DERNERYD [13] est donnée respectivement par (Fig.IV.10) et (Fig.IV.11).

Connaissant la fréquence de résonance de l'antenne microruban mesurée (Chap.IV.5), nous pouvons alors directement le  $\epsilon_r$  correspondant

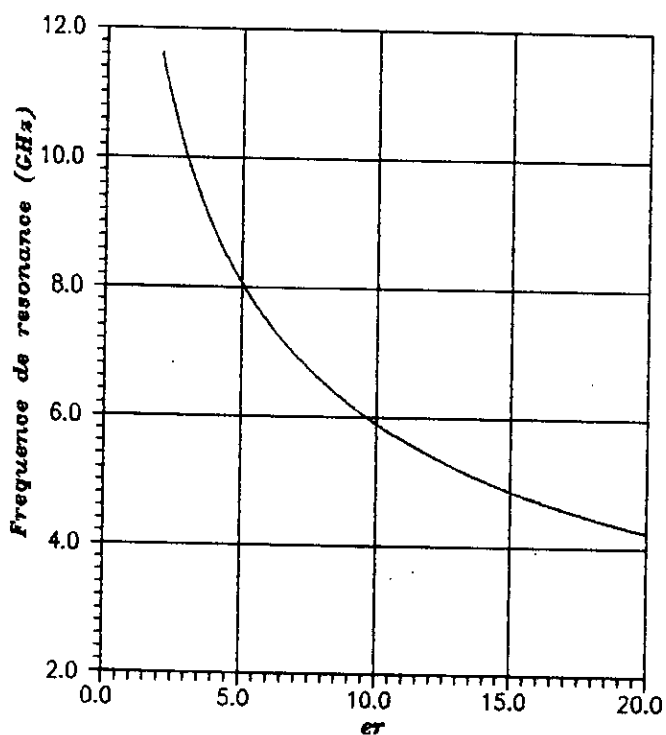


Fig.IV.10 :Variation de la permittivite diélectrique d'une antenne microruban circulaire en fonction de la frequence de resonance (modèle de WOLFF)

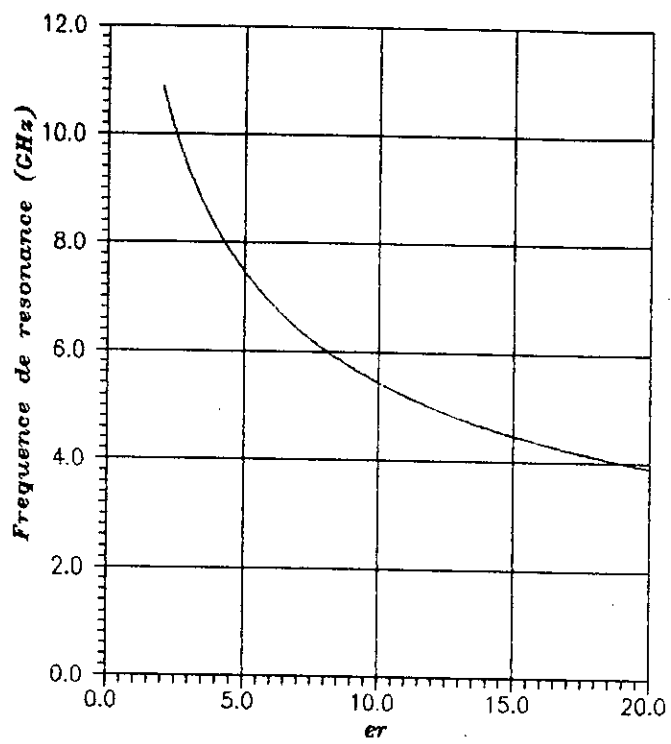


Fig.IV.10 :Variation de la permittivite diélectrique d'une antenne microruban circulaire en fonction de la frequence de resonance (modèle de DERNERYD)

# Conclusion



Le travail que nous avons réalisé est venu améliorer la communication entre l'A.R.A et le microordinateur graphique TEKTRONIX 4052A qui était au paravant [2]. En effet, ce dernier présentait plusieurs inconvénients, en outre sa limitation en capacité mémoire, l'utilisation d'un langage unique le Basic ainsi que sa lourdeur.

L'évolution rapide dans le domaine micro-informatique a fait apparaître des calculateurs ainsi que des langages évolués plus performants.

En effet, la nouvelle liaison PC-A.R.A a permis une communication plus aisée à l'aide de l'utilisation du langage turbo C très employé comme outil de communication.

Les résultats expérimentaux, abtenus sur des dispositifs de référence, sont en parfait accord avec ceux fournis par le constructeur, ce qui prouve la fiabilité du logiciel élaboré. Celui-ci est interactif et possède des menus rendant son utilisation très souple, ce qui permet d'effectuer des mesures sans être spécialiste des microondes.

Nous espérons avoir fourni au laboratoire de télécommunication, un outil util pour la mesure des dispositifs microondes rayonnants ou non, passifs ou actifs dans la gamme [500MHz-18GHz].

Selon le matériel disponible, le logiciel peut être plus enrichi, entre autres, la précision peut être poussée à un niveau plus performant en augmentant le nombre d'échantillons du C.A.N.

# Bibliographie

## REFERENCES

- [1] OUCHAR.A, AMAROUCHE.R  
"Analyseur de réseaux automatique HP 8408B"  
P.F.E, ENP Juin 86
  
- [2] BOUDIAF.A, CHELLALI.R  
"Developpement de logiciels de gestion et d'application pour la  
chaîne de mesure automatique HP 8408B/TEK 4052A"  
P.F.E, ENP, JAN-1987
  
- [3] BADOUAL  
"Les microondes"  
Edition Mason, 1981 , Tom2
  
- [4] Documentation Hewlett-packard de l'analyseur  
automatique de réseaux HP 8408B, vol 1,2,3,4.
  
- [5] GARDIOL. F.  
"Hyperfréquences"  
Collection : Traité d'électricité, vol XIII, 1987.
  
- [6] S.BURNAP  
"Turbo C for beginners"  
Edition 1988
  
- [7] KERKINGHAM  
"Language C "  
Edition 1991.
  
- [8] PRO.488 Flight electronics  
" IEEE 488 DEVICE ",  
Manuelle de reference 4.20 edition, 1990
  
- [9] BOLON.C.  
"C par la pratique "  
Edition.SYBEX, 1989.

[10] GUPTA.K.C.

"Computer and design of microwave circuits"  
Edition.ANTECH HOUSE ,1981.

[11] Document TEKTRONIXE, 4051 GPIB

"Hardwar support ",manuel de reference

[12] HP AN 117-1

"Microwave Network Analyseur Application "  
juin 1970.

[13] ABBOUD.F

"Modelisation des antennes imprimées rectangulaire  
ou circulaires à l'aide de quelques proprités  
electromagnetique simples"

Thèse de doctorat, université de NICE 1970.

# Annexes

# A N N E X E 1

## Calcul des erreurs et des paramètres $S_{ij}$ réels

### I-1 GRAPHE DE FLUENCE ET REGLE DE MASON

La signification physique des éléments de la matrice de dispersion (répartition) peut être mise en évidence par une représentation graphique : graphe de fluence ou graphe orienté, où chaque accès est représenté par deux noeuds, à chaque terme  $S_{ij}$  est associé une flèche joignant le noeud d'entrée  $j$  au noeud de sortie  $i$ .

### I-2 REGLE DE MASON

#### I-2-1 Définition

- . un chemin : suite continue de branches ;
- . un chemin direct : un chemin connectant le noeud d'entrée au noeud de sortie ;

$$. T = \frac{b_m}{a_m} \text{ avec } a_m, b_m \text{ onde incidente et réfléchie.}$$

$$. T_k = \frac{\sum_{1}^k T_{k_1} - \Delta_k}{\Delta}$$

avec  $k$  : nombre de chemins directs entre les deux noeuds.

- .  $T_k$  : représente le gain ou la fonction de transfert du chemin d'ordre  $K$  parcouru en sens direct.

$\Delta = 1 -$  la somme des boucles du réseau + la somme des produit des gains de boucles de combinaison de deux boucles sans contacte + ( $\Sigma$ . produit de boucles de combinaison de trois boucles sans contact...etc

Soit le graphe de fluence (Fig.I.1) grâce à la règle de Mason, on peut écrire :

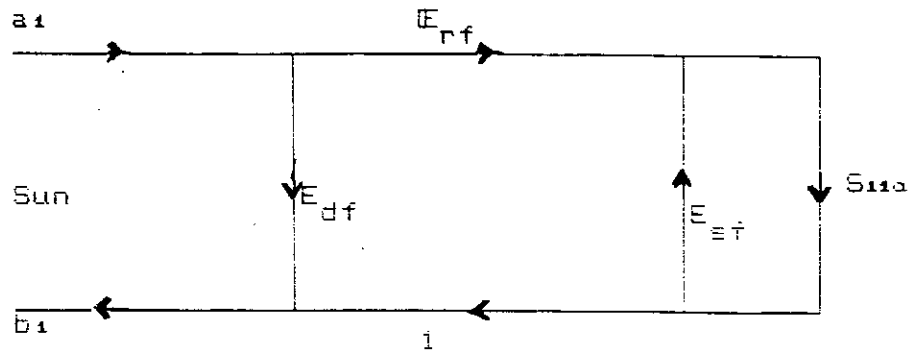


Fig.I.1 : graphe de fluence

$$S_{11m} = E_d + \frac{E_r S_{11a}}{1 - E_s S_{11a}} \quad (I-2)$$

L'expression du coefficient de réflexion réel est :

$$S_{11a} = \frac{S_{11m} - E_d}{E_r + E_s (S_{11m} - E_d)} \quad (I-3)$$

Le calcul de  $E_d$ ,  $E_r$ ,  $E_s$  nécessite 3 équations :

I-2-2 Charge adaptée:

$$S_{11} = 0$$

(I-1) devient alors :

$$S_{11m} = E_d \quad (I-4)$$

I-2-3 Court circuit:

$$S_{11m} = -1$$

En égalisant dans (I-1) on obtient :

$$-1 = \frac{S_{11m} - E_d}{E_r + E_s (S_{11m} - E_d)} \quad (I-5)$$

L'équation (I-5) nous permet d'écrire :

$$E_s (S_{11m} - E_d) - E_r = S_{11m} - E_d$$

$$E_s (E_d - S_{11m}) + E_r = E_d - S_{11m} \quad (I-6)$$

#### I-2-4 Circuit ouvert

Pour un circuit ouvert  $\Gamma \neq 1$

D'où :

$$\Gamma = \frac{S_{11m} - E_d}{E_r + E_s (S_{11m} - E_d)} \quad (I-7)$$

$$E_s (S_{11m} - E_d) + E_r = \Gamma^{-1} (S_{11m} - E_d) \quad (I-8)$$

avec (I-7) et (I-8) on peut écrire :

$$E_s (S_{11m} - E_d - S_{11m} + E_d) = \Gamma^{-1} (S_{11m} - E_d) - (E_d - S_{11m}) \quad (I-9)$$

$$E_s (S_{11m} - S_{11m}) = \Gamma^{-1} (S_{11m} - 2S_{11m} + S_{11m}) \quad (I-10)$$

$$E_s = \frac{\Gamma^{-1} (S_{11m} - 2S_{11m} + S_{11m})}{S_{11m} - S_{11m}} \quad (I-11)$$

Remplaçons (I-11) dans (I-6) on aura alors :

$$E_r = \frac{-2 (S_{11m} - S_{11m})(S_{11m} - S_{11m})}{S_{11m} - S_{11m}} \quad (I-12)$$

#### I-2-5 Erreur de désadaptation de charge Elf

Soit le graphe de fluence (Fig.I.2), nous pouvons écrire :



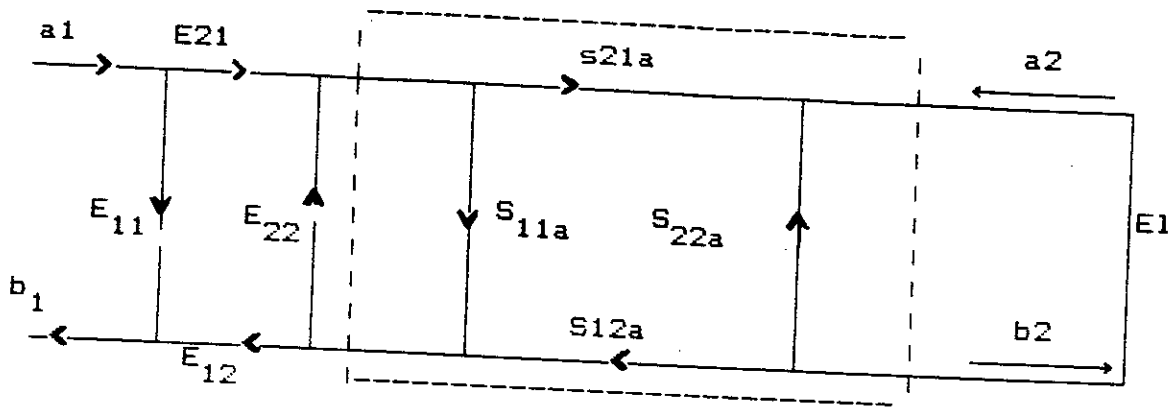


Fig.I.2 : Représentation du graphe de fluence

$$E_{lfm} = E_d + \frac{E_l E_r}{1 - E_l E_{sf}} \quad (I-13)$$

Cherchons l'expression de  $E_l$  à partir de (I-13), On peut écrire:

$$E_l E_{sf} E_{lfm} - E_{lfm} = E_d + E_l (E_d E_{sf} + E_r)$$

Alors :

$$E_l = \frac{E_{lfm} - E_d}{E_{sf}(E_{lfm} - E_d) + E_r} \quad (I-14)$$

#### I-2-6 Détermination de $E_{sf}$ , $E_l$

Dans le premier cas,  $E_l = S_{21}$  les accès 1,2 seront pendant la mesure directement liés. Tandis que pour  $E_{sf}$ , les deux accès sont déconnectés.  $E_{sf} = S_{21}$  (cable déconnecté), la mesure sera effectuée en transmission. Une fois que les six termes d'erreurs ont été mesurés et évalués, on peut déterminer aisément les paramètres de dispersion réelles du D.S.T inconnu.

L'application de la règle de Mason au graphe de fluence (Fig.I.3), nous montre que pour la mesure de  $S_{11m}$ , l'onde incidente  $a_1$  peut parcourir soit le chemin (1,  $E_{sf}$ , 1), ou (1,  $S_{11a}$ ,  $E_l$ ,  $E_r$ , 1)...., alors, on peut écrire :

$$\Delta f = 1 - (E_{sf} S_{11a} + S_{22} E_l + E_{sf} S_{21a} S_{12a} E_r) + E_{sf} E_l S_{11a} S_{22a}$$

Posons  $\Delta = S_{11a} S_{22a} - S_{12a} S_{21a}$ .

L'expression de  $\Delta_f$  devient alors :

$$\Delta_f = 1 - E_{df} S_{11a} - E_{lf} S_{22a} + E_{df} E_{lf} \Delta$$

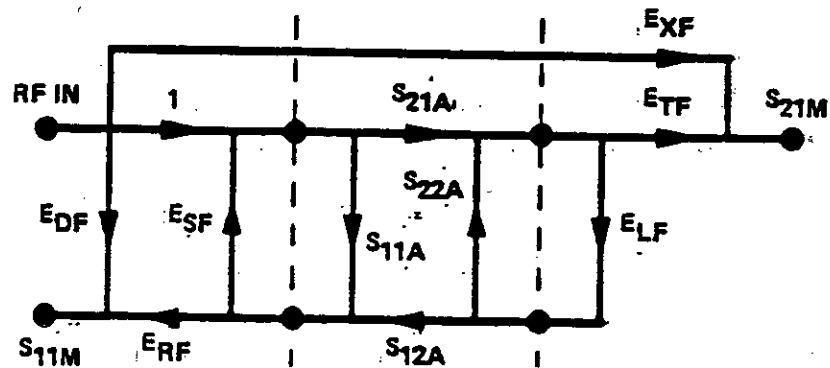


Fig. I.3. : graphe de fluence

$$S_{11m} = E_{df} + \frac{E_{rf} (S_{11a} - E_{lf} \Delta)}{\Delta_f} \quad (I-15)$$

$$S_{21m} = E_{xf} + \frac{E_{tf} S_{21a}}{\Delta_f} \quad (I-16)$$

Il en est de même pour le calcul de  $S_{22m}$  et  $S_{12m}$  (dans le sens inverse):

$$\Delta_r = 1 - E_{dr} S_{22a} - E_{lr} S_{11a} + E_{dr} E_{lr} \Delta$$

$$S_{22m} = E_{dr} + \frac{E_{rr} (S_{11a} - E_{lr} \Delta)}{\Delta_r} \quad (I-17)$$

$$S_{12m} = E_{xr} + \frac{E_{tr} S_{12a}}{\Delta_r} \quad (I-18)$$

Chacun des paramètres  $s_{ij}$  réels du D.S.T dépend des termes d'erreurs dans les deux sens. En prenant en compte toutes les équations écrites précédemment, on obtient :

$$S_{11a} = \frac{\left[ \left( \frac{S_{11m} - E_{df}}{E_{rf}} \right) \left( 1 + \frac{S_{22m} - E_{dr}}{E_{rr}} \right) E_{ra} \right] - \left[ \left( \frac{S_{21m} - E_{xf}}{E_{tf}} \right) \left( \frac{S_{12m} - E_{xr}}{E_{tr}} \right) E_{lr} \right]}{A}$$

$$S_{21a} = \frac{\left[ 1 + \left( \frac{S_{22m} - E_{dr}}{E_{rr}} \right) (E_{sr} - E_{lf}) \right] \left( \frac{S_{21m} - E_{xf}}{E_{tf}} \right)}{A}$$

$$S_{12a} = \frac{\left[ \left( 1 + \frac{S_{11m} - E_{df}}{E_{rf}} \right) \left( \frac{E_{sf} - E_{lr}}{E_{rf}} \right) \right] \left( \frac{S_{21m} - E_{xf}}{E_{tf}} \right)}{A}$$

$$S_{22a} = \frac{\left[ 1 + \left( \frac{S_{11m} - E_{df}}{E_{rf}} \right) (E_{sf} - E_{lr}) \right] \left( \frac{S_{12m} - E_{xr}}{E_{tr}} \right)}{A}$$

avec

$$A = \left[ 1 + \left( \frac{S_{11m} - E_{df}}{E_{rf}} \right) E_{sf} \right] \left[ 1 + \left( \frac{S_{22m} - E_{dr}}{E_{rr}} \right) E_{sr} \right] - \left[ \left( \frac{S_{21m} - E_{xf}}{E_{tf}} \right) \left( \frac{S_{12m} - E_{xr}}{E_{tr}} \right) E_{lr} \right]$$

A N N E X E 2

Table de données du fichier "IEEECTRL"

<pre> Current device= 04 Curr sec add  = NONE Service ReQ   = 0 ATTention     = 1 Remote ENable = 1 Bus Status    = 00 Input Count   = 00000 Output Count  = 00000 Serial Poll   = 000 Init Sp Data  = 000 P Poll data   = 000 On SRQ Done   = 0 Error Pos     = 000 PC Speed      = 1 Syntax Error  = 0 My Listen Add = 00 My Secdy Add  = NONE My Talk Add   = 00 BB Debug      = 000 Time Out Value= 10           </pre>	<pre> Read Data     = 000 Latch State   = 000 Adresse Got   = 000 EOS Byte      = 013 EOS Bit Mask  = 8 END Byte      = 013 END Bit Mask  = 8 I/O Base Addr= 02E1H Elite Card    = 1 Segment Add   = 1024H Controller    = 0 IRQ Channel   = 0 DMA Channel   = 0 Armed State   = 0 Buffer State  = E Buffer Used   = 000000 Buffer Size   = 000256 Buffer Segmt  = 162CH Direct Data   = 1 CR Outputsub  = 013 LF Outputsub  = 010           </pre>
-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

A N N E X E 3

Comandes de l'oscillateur de balayage HP 8350B

HP-IB PROGRAM CODES

CODE	DESCRIPTION	CODE	DESCRIPTION
AKm	Amplitude Marker On/Off	MZ	MHz
ALmn	Alternate Sweep On/Off	M0	Marker Off
A1	Internal Leveling	M1	Marker #1
A2	External Crystal Leveling	M2	Marker #2
A3	External Power Meter Leveling	M3	Marker #3
BK	Backspace	M4	Marker #4
CAm	Amplitude Crystal Marker On/Off (83522/ 83525 Only)	M5	Marker #5
CF	Center Frequency	NT	Network Analyzer Trigger (8410B)
CI <sub>m</sub>	Intensity Crystal Marker On/Off (83522/ 83525 Only)	OA	Output Active Parameter
CW	CW Frequency	OL	Output Learn String
C1	1 MHz Crystal Marker Frequency (83522/ 83525 Only)	OM	Output Mode String
C2	10 MHz Crystal Marker Frequency (83522/ 83525 Only)	OP	Output Interrogated Parameter
C3	50 MHz Crystal Marker Frequency (83522/ 83525 Only)	OS	Output Status Bytes
C4	External Crystal Marker Frequency (83522/ 83525 Only)	OX	Output Micro Learn String
DF	Delta F Frequency Span	PL	Power Level
DM	dBm	PS <sub>m</sub>	Power Sweep On/Off
DN	Step Down/Decrement	RC <sub>n</sub>	Recall Register
D <sub>Pm</sub>	Display Blanking On/Off	RF <sub>m</sub>	RF Power On/Off
D <sub>Um</sub>	Display Update On/Off	RM	Service Request Mask
E	Exponent Power Of 10	RS	Reset Sweep
FA	Start Frequency	SC	Seconds
FB	Stop Frequency	SH	Shift Function
F <sub>Im</sub>	CW Filter In/Out	SL <sub>m</sub>	Slope On/Off
GZ	GHz	SM	Manual Sweep
HZ	Hz	SS	Step Size
IL	Input Learn String	ST	Sweep Time
IP	Instrument Preset	SV <sub>n</sub>	Save Register
IX	Input Micro Learn String	SX	External Sweep
KZ	KHz	TS	Take Sweep
MC	Marker To Center Frequency	T1	Internal Sweep Trigger
MD <sub>m</sub>	Square Wave Amplitude Modulation On/Off	T2	Line Sweep Trigger
MO	Marker Off	T3	External Sweep Trigger
MP <sub>m</sub>	Marker 1-2 Sweep On/Off	T4	Single Sweep
MS	Milliseconds	UP	Step Up/Increment
		VR	CW Vernier

0-9 + - Acceptable Numeric Data

Commandes du C. A. N HP 59313A

Decimal Code	Octal Code	Binary Code	ASCII Character	Function
49	061	0011 0001	1	Channel 1
50	062	0011 0010	2	Channel 2
52	063	0011 0100	4	Channel 3
56	070	0011 1000	8	Channel 4
65	101	0100 0001	A	One conversion only
66	102	0100 0010	B	5 ms /200 Hz
67	103	0100 0011	C	10 ms /100 Hz
68	104	0100 0100	D	20 ms /50 Hz
69	105	0100 0101	E	50 ms /20 Hz
70	106	0100 0110	F	100 ms /10 Hz
71	107	0100 0111	G	200 ms /5 Hz
72	110	0100 1000	H	Reset
73	111	0100 1001	I	Stop (Pacer)
74	112	0100 1010	J	Start
75	113	0100 1011	K	External Start Enable
76	114	0100 1100	L	Service Request Enable
77	115	0100 1101	M	Service Request Disable
78	116	0100 1110	N	Reverse Channel ON
79	117	0100 1111	O	Reverse Channel OFF

PROGRAMMES DE COMMANDE DES DIFFERENTS BLOCS  
DU A.R.A 8408B

```

/*-----*/
/*
/*          P R O G R A M M E  1
/*
/*-----*/

#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <fcntl.h>
#include <io.h>

/* Declaration des variables */

int ieeedata,ieeectrl;

void main()
{

/* Ouverture des fichiers du pilote de périphérique en
écriture et en lecture et informer ce dernier sur les
valeurs du TIMEOUT, END, EOS et TERMINATOR */

ieeectrl=open("IEEECTRL",O_RDWR);
ieeedata=open("IEEEDATA",O_RDWR);
write(ieeectrl,"TO 10 END=13 EOS=13 TERMINATOR=13\r",34);

/* Mise du 8350B en mode REMOTE */

printf("Une fois la touche RETURN appuyée ");
printf("le 8350B sera mis en mode REMOTE ");
getch();
write(ieeectrl,"REMOTE 19\r",10);

/* Mise du 8350B en mode LOCAL LOCKOUT*/

printf("Une fois la touche RETURN appuyée ");
printf("le 8350B sera mis en mode LOCAL LOCKOUT ");
getch();
write(ieeedata,"LOCAL LOCKOUT\r",15);

/* Mise du 8350B en mode LOCAL*/

printf("Une fois la touche RETURN appuyée ");
printf("le 8350B sera mis en mode LOCAL ");
getch();
write(ieeedata,"LOCAL\r",6);

```

```
/* Mise du 8350B en mode IP "INSTRUMENT PRESET"*/
```

```
write(ieeectrl,"REMOTE 19\r",10);  
printf("Une fois la touche RETURN appuyée ");  
printf("le 8350B sera mis en mode IP");  
getch();  
write(ieeedata,"IP\r",3);  
clrscr();
```

```
/* Fermeture des deux fichiers IEEECTRL et IEEEEDATA */
```

```
close(ieeectrl);  
close(ieeedata);  
}
```



```
/*-----*/
/*
/*          P R O G R A M M E   2
/*
/*-----*/
```

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <fcntl.h>
#include <io.h>
```

```
/* Declaration des variables */
```

```
int ieedata,ieeectl;
char puisce[10],freq1[10],freq2[10],pas[10],num[10],freqm[10],tbaly[10];
```

```
void main()
```

```
/* Ouverture des fichiers du pilote de périphérique en écriture et en
lecture et informer ce dernier sur les valeurs du TIMEOUT, END, EOS
et TERMINATOR */
```

```
ieeectl=open("IEEECTRL",O_RDWR);
ieeedata=open("IEEEDATA",O_RDWR);
write(ieeectl,"TO 10 END=13 EOS=13 TERMINATOR=13\r",34);
```

```
/* Mise du 8350B en mode REMOTE */
```

```
write(ieeectl,"REMOTE 19\r",10);
```

```
/* Effacement de la fenetre texte de l'ecran */
```

```
clrscr();
```

```
/* Fixation du niveau de puissance de sortie en dBm par envoi en premier
de la commande PL, et en second la chaine de caractères représentant
le chiffre que l'utilisateur choisit et fait entrer par clavier.Enfin
envoi de la commande DM spécifiant l'unité dBm */
```

```
write(ieeedata,"PL\r",3);
printf("\n entrer le niveau de puissance en(db): ");
gets(puisce);
write(ieeedata,puisce,10);
write(ieeedata,"DM\r",3);
```

```
/* Fixation de la fréquence initiale par envoi en premier de la commande
FA, et en second la chaine de caractères représentant le chiffre que
l'utilisateur choisit et fait entrer par clavier.Enfin envoi de la
commande GZ spécifiant l'unité GHz */
```

```
write(ieeedata,"FA\r",3);
printf("\n entrer la frequence initiale en (GHz): ");
gets(freq1);
write(ieeedata,freq1,10);
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Fixation de la frequence finale par envoi en premier de la commande FB
et en second la chaine de caractères représentant le chiffre que
l'utilisateur choisit et fait entrer par clavier.Enfin envoi de la
commande GZ spécifiant l'unité GHz */
```

```
write(ieeedata,"FB\r",3);
printf("\n entrer la frequence finale en (GHz) : ");
gets(freq2);
write(ieeedata,freq2,10);
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Fixation du pas de frequence par envoi en premier de la commande SS,
et en second la chaine de caractère représentant le chiffre que
l'utilisateur choisit et fait entrer par clavier.Enfin envoi de la
commande GZ specifiant l'unité GHz */
```

```
write(ieeedata,"SS\r",3);
printf("\n entrer le pas de frequence en (GHz): ");
gets(pas);
write(ieeedata,pas,10);
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Fixation de la valeur du temps de balayage par envoi en premier de la
commande TS,et en second la chaine de caractères représentant le chiffre
que l'utilisateur choisit et fait entrer par clavier.Enfin envoi de la
commande MS spécifiant l'unité msec */
```

```
write(ieeedata,"ST\r",3);
printf("\n entrer le temps de balayage en msec: ");
gets(tbaly);
write(ieeedata,tbaly,10);
write(ieeedata,"MS\r",3);
```

```
/* Fixation du marqueur par envoi en premier de la commande M, et en
second la chaine de caractères représentant le numero du marqueur que
l'utilisateur choisit et fait entrer par clavier.Ensuite l'utilisateur
fait entrer la fréquence à stocker dans le marqueur en GHz */
```

```
write(ieeedata,"M",1);
printf("\n entrer le numero du marqueur : ");
gets(num);
write(ieeedata,num,10);
printf("\n entrer la frequence à stocker dans le marqueur");
printf(" choisi en (GHz): ");
gets(freqm);
write(ieeedata,freqm,10);
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Fermeture des deux fichiers IEEECTRL et IEEEEDATA */
```

```
close(ieeectrl);
close(ieeedata);
}
```

```
/*-----*/
/*
/*          P R O G R A M M E  5          */
/*
/*
/*-----*/
```

```
#include <stdio.h>
#include <io.h>
#include <conio.h>
#include <fontl.h>
#include <math.h>
```

```
/* Prototypes des fonctions utilisées */
```

```
void main(void);
void clearbuf(void);
```

```
/* Declaration des variables */
```

```
char buffer[255].*data=buffer;
int ieeedata,ieeectrl,i;
double Fi,Ff,Fp,Tb;
```

```
void main(void)
{
```

```
/* Ouverture des fichiers du pilote de peripherique en ecriture et lecture
et informer ce dernier sur la valeur du TIMEOUT. END, EOS et TERMINATOR */
```

```
ieeectrl=open("IEEECTRL",O_RDWR);
ieeedata=open("IEEEDATA",O_RDWR);
write(ieeectrl,"TO 10 END=13 EOS=13 TERMINATOR=13\r",34);
```

```
/* Mise du 8530B en mode REMOTE */
```

```
write(ieeectrl,"REMOTE 19\r",10);
```

```
/* Effacement de la fenetre texte de l'ecran */
```

```
clrscr();
```

```
/* Programmation du 8350B afin de donner la valeur presente de la frequence
initiale,initialisation du buffer de données,lecture de la valeur dans
le buffer,conversion et stockage du contenu de buffer dans la variable
à virgule flottante Fi et affichage sur ecran de cette valeur en GHz */
```

```
write(ieeedata,"OPFA\r",6);
clearbuf();
read(ieeedata,buffer,255);
Fi=atof(buffer);
Fi=.000000001*Fi;
printf("\nla freq init =%f GHz\n",Fi);
```

```
/* Programmation du 8350B afin de donner la valeur presenté de la frequence finale,initialisation du buffer de données,lecture de la valeur dans le buffer,conversion et stockage du contenu de buffer dans la variable à virgule flotante Ff et affichage sur ecran de cette valeur en GHz */
```

```
    write(ieeedata,"OPFB\r",6);
    clearbuf();
    read(ieeedata,buffer,255);
    Ff=atof(buffer);
    Ff=.000000001*Ff;
    printf("\nla freq finale =%f GHz\n",Ff);
```

```
/* Programmation du 8350B afin de donner la presente taille du pas de frequence, initialisation du buffer de données,lecture de la valeur dans le buffer,conversion et stockage du contenu de buffer dans la variable à virgule flotante Fp et affichage sur ecran de cette valeur en GHz */
```

```
    write(ieeedata,"OPSS\r",6);
    clearbuf();
    read(ieeedata,buffer,255);
    Fp=atof(buffer);
    Fp=.000000001*Fp;
    printf("\nle pas de freq =%f GHz\n",Fp);
```

```
/* Programmation du 8350B afin de donner la presente valeur du temps de balayage,initialisation du buffer de données,lecture de la valeur dans le buffer,conversion et stockage du contenu de buffer dans la variable à virgule flotante Tb et impression sur ecran de cette valeur en Ms */
```

```
    write(ieeedata,"OPST\r",6);
    clearbuf();
    read(ieeedata,buffer,255);
    Tb=atof(buffer);
    Tb=1000*Tb;
    printf("\nle temps de balayage =%f msec\n",Tb);
    getch();
```

```
/* La fonction clearbuf() remplit simplement le buffer de 255 bytes avec des zeros, pour mieux lire la donnée se chargeant dans le buffer */
```

```
void clearbuf()
{
    i=0;
    data=buffer;
    while(i<255)
    {
        *data='\0';
        i++;
    }
}
```

```
/*-----*/
/*
/*      P R O G R A M M E      4      */
/*
/*-----*/
```

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <fcntl.h>
#include <io.h>
#include <math.h>
```

```
/* Declaration des variables utilisées */
```

```
int ieedata,ieeectl,i,N2;
char freq1[10],freq2[10],freq3[10];
float Fi,Ff,Fp,freq[24],n2;
```

```
void main(void)
{
```

```
/* Ouverture des fichiers du pilote de peripherique en ecriture et lecture
et l'informer sur la valeur du TIMEOUT END EOS et TERMINATOR */
```

```
ieeectl=open("IEEECTRL",O_RDWR);
ieeedata=open("IEEEDATA",O_RDWR);
write(ieeectl,"TO 10 END=13 EOS=13 TERMINATOR=13\r",34);
```

```
/* Mise du 8530B en mode REMOTE */
```

```
write(ieeectl,"REMOTE 19\r",10);
```

```
/* Effacement de la fenetre texte de l'ecran */
```

```
clrscr();
```

```
/* Fixation de la frequence initiale */
```

```
write(ieeedata,"FA\r",3);
printf("\nentrer la frequence initiale en GHz:");
gets(freq1);
Fi=atof(freq1);
write(ieeedata,freq1,10);
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Fixation de la frequence finale */
```

```
write(ieeedata,"FB\r",3);
printf("\nentrer la frequence finale en GHz:");
gets(freq2);
Ff=atof(freq2);
write(ieeedata,freq2,10);
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Fixation du pas de frequence */
```

```
write(ieeedata,"SS\r",3);  
printf("\nentrer le pas de frequence en GHz:");  
gets(freq3);  
Fp=atof(freq3);  
write(ieeedata,freq3,10);  
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Determination du nombre de pas pour le balayage de la bande de frequence  
choisie et stockage de sa valeur de la variable entiere N2 */
```

```
n2=(Ff-Fi)/Fp ;  
N2=(int)n2+1;
```

```
/* Fixation de la taille du pas du CW a la valeur de Fp */
```

```
write(ieeedata,"CWSS\r",5);  
write(ieeedata,freq3,10);  
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Fixation de la frequence initiale du CW a la valeur de Fi */
```

```
write(ieeedata,"CW\r",3);  
write(ieeedata,freq1,10);  
write(ieeedata,"GZ\r",3);
```

```
/* Incrementation de frequence par envoi de la commande UP */
```

```
printf("\n\tIncrementaion de frequence\n");  
for(i=1;i<=N2;i=i+1)  
{  
    if(i!=1)  
        write(ieeedata,"UP\r",3);  
    sleep(1);  
    freq[i]=Fi+(i-1)*Fp;  
    printf("\nfreq[%d]= %f (GHZ)\n",i,freq[i]);  
}  
getch();
```

```
/*-----*/
/*          P R O G R A M M E  5          */
/*-----*/
```

```
/* LES FICHIERS EN TETE */
```

```
# include <stdio.h>
# include <io.h>
# include <conio.h>
# include <string.h>
# include <fcntl.h>
# include <math.h>
```

```
/* DIMENSIONS DES VARIABLES */
```

```
int ieeectl,ieeedata;
char Q;
```

```
void main()
```

```
{
  clrscr();
  /* ouverture des fichiers de communication "IEEEDATA" et "IEEECTRL"
  en lecture et en ecriture pour pouvoir commander l "ATTENUATEUR
  SWITCH DRIVER 11713A */
```

```
ieeectl=open("IEEECTRL",O_RDWR | O_BINARY);
ieeedata=open("IEEEDATA",O_RDWR | O_BINARY);
write(ieeectl,"TO 8 EOS=13 END=13\r",23);
```

```
/* la commande REMOTE 28 met le 11713A en mode programé ,celui-ci
permet de selectionner la mesure en réflexion(1) ou en transmission(2)
selon qu'on lui envoie la comande "B0" ou "A0",la première inhibe
le bouton "S0" sur le panneau avant du switch driver tandis que
la deuxième l'actionne */
```

```
printf("\n choisissez le type de mesure : \n");
printf("\t 1 : REFLEXION \n");
printf("\t 2 : TRANSMISSION \n");
Q=getch();
  switch(Q)
  {
    case '1': write(ieeectl,"REMOTE 28\r",10);
              write(ieeedata,"B0\r",3);break;

    case '2' :write(ieeectl,"REMOTE 28\r",10);
              write(ieeedata,"A0\r",3); break;
  }
  fclose(ieeectl);
  fclose(ieeedata);
}
```

```

/*-----*/
/*          P R O G R A M M E   6          */
/*-----*/

```

```

/* LES FICHIERS EN TETE */

```

```

# include <stdio.h>
# include <io.h>
# include <conio.h>
# include <string.h>
# include <fcntl.h>
# include <math.h>

```

```

/* DECLARATIONS DES VARIABLES */

```

```

int i, ieeectl, ieedata;
float ch,v,vm;
unsigned char *buf,A,B;
unsigned ret;

```

```

void main()

```

```

{
    clrscr();
    /* ouverture des fichiers de communication "IEEEDATA" et "IEEECTRL"
    en lecture et en ecriture pour pouvoir lire les donnees à partir
    du convertisseur analogique numerique 59313A ,envoie des commandes
    NO REN , ATN atravers le fichier "IEEECTRL" qui vont permettre la
    contrôle continu du 59313A */

    ieeectl=open("IEEECTRL",O_RDWR | O_BINARY);
    ieedata=open("IEEEDATA",O_RDWR | O_BINARY);
    write(ieeectl,"TO 8 EOS=13 END=13\r",20);
    write(ieeectl," NO REN\r",8);
    write(ieeectl,"ATN\r",4);
    printf("\nnbre d'octêt lus\toctêt 1\t\toctêt 2\t\tV.rearrangée\n");
    printf("\n-----\n");
    ch=0;
    /* le nombre 10 représente l'adresse du C.A.N ,la commande REMOTE 10
    le met en mode programé ,la commande H4BJ ,precise respectivement
    le début de la converssion,le numéro du canal à lire,la vitesse
    d'échantillonnage et la fin de la converssion */
    do
    {
        for(i=1;i<=8;i=i+1)
        {
            v=0;
            write(ieeectl,"REMOTE 10\r",12);
            write(ieedata,"H4BJ\r",6);
            ret=read(ieedata,buf,255);
            A=*buf;
            B=*(buf+1);
            if (A<=3)
                v=A*256+B;
            else
                v=-(256-B+256*(255-A));
            ch=ch+v;
        }
    }
}

```



```
        printf("%u\t\t%u\t\t%u\t\t\t%f\n",ret,A,B,v);
    }
    vm=ch/8;
```

/\* la fonction READ() adresse le C.A.N en mode "TALK" et permet de lire deux octets A,B directement du bus HPIB.ret est le nombre d'octets lus, le troisième est le code ASCII du retour chariot,v represente la valeur réarrangée \*/

```
    } while (v<-1024 && v>1023);
    getche();
    fclose(ieeectrl);
    fclose(ieeedata);
}
```

## A N N E X E 5

### Détermination de la permittivité relative du diélectrique d'une antenne circulaire microruban

L'une des caractéristiques d'une antenne microruban est la permittivité relative de son diélectrique [13], celle-ci peut être déterminée facilement en connaissant la fréquence de résonance de l'élément rayonnant [13].

La formule analytique de la fréquence de résonance des modes TM dans l'antenne microruban circulaire est donnée par :

$$F_{nm} = \frac{L_{nm} \cdot C}{2 \cdot \pi \cdot a_{eff} \cdot \sqrt{\epsilon_{dyn}}} \quad (IV-1)$$

$L_{nm}$  est le  $m^{eme}$  zéro de la fonction de Bessel  $J_n(x)$ . Le mode fondamental est le mode TM<sub>11</sub> pour lequel  $L_{11} = 1.84118$ .

La permittivité dynamique  $\epsilon_{dyn}$  (IV-2) est fonction de la capacité dynamique totale  $c_{dyn}(\epsilon)$  (IV-3).

$$\epsilon_{dyn} = c_{dyn}(\epsilon) / c_{dyn}(\epsilon_0) \quad (IV-2)$$

$$c_{dyn}(\epsilon) = c_{0,dyn}(\epsilon) + c_{e,dyn}(\epsilon) \quad (IV-3)$$

avec

$$c_{0,dyn}(\epsilon) = 0,3525 \cdot c_{0,stat}(\epsilon) \quad (IV-4)$$

et

$$c_{e,dyn}(\epsilon) = \frac{1}{2} \cdot c_{e,stat}(\epsilon) \quad (IV-5)$$

où

$c_{0,dyn}(\epsilon)$  et  $c_{0,stat}(\epsilon)$  représentent respectivement la capacité dynamique principale du mode fondamental et la capacité dynamique principale du condensateur formé par l'élément rayonnant et le plan de masse. Et où  $c_{e,dyn}(\epsilon)$  (IV-6) et  $c_{e,stat}(\epsilon)$  (IV-7) représentent respectivement la capacité dynamique et statique due aux effets de bords [13].

$$ce, \text{ stat } (\epsilon) = \frac{1}{2} \cdot ce, \text{ stat } (\epsilon) \quad (\text{IV-6})$$

$$ce, \text{ stat } (\epsilon) = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \pi \cdot \frac{2}{a}}{H} \left\{ 1 + \frac{2 H}{\pi \cdot \epsilon_r \cdot a} \left[ \begin{array}{l} \text{Ln} ( a ) \\ \hline 2 \cdot H \end{array} \right. \right. \\ \left. \left. + (1.41 \epsilon_r + 1.77) + \frac{H}{a} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right] \right\} \quad (\text{IV-7})$$

Cdyn( $\epsilon_0$ ) s'obtient de la même façon que Cdyn( $\epsilon$ ), en remplaçant simplement  $\epsilon$  par  $\epsilon_0$ .

A partir de l'expression (IV-7), nous pouvons définir un rayon effectif [13]  $a_{\text{eff}}$ , donné par :

$$a_{\text{eff}} = a \cdot \left\{ 1 + (2 \cdot H / \pi \cdot a \cdot \epsilon_r) \cdot \left[ \text{Ln} ( a / 2 \cdot H ) + (1.41 \cdot \epsilon_r + 1.77) \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{H}{a} ( 0.268 \epsilon_r + 1.65 ) \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{IV-8})$$