

وزارة التعليم و البحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

20x

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT e lectronique

المدونة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

Analyseur de reseaux

automatique HP 8408 B

Proposé par :

M. TRABELSI

Etudié par : A. OUCHAR

R. AMAROUCHE

Dirigé par : TRABELSI. M

PROMOTION : juin 1986

***** D E D I C A C E S *****

Je dedie mon modeste travail à

Mes parents

Frères et soeurs

mes amis

ALI

A mes parents

A mes frères

A ma soeur

A mes amis

RACHID

***** R E M E R C I E M E N T S *****

Nos plus vifs remerciements vont tout d'abord à nos professeurs qui ont contribué à notre formation, et au département d'électronique qui a mis à notre disposition les moyens nécessaires le long de nos études.

Qu'il nous soit permis d'exprimer ici nos sincères remerciements à notre promoteur M. TRABELSI qui n'a cessé de nous guider dans notre travail et qui a su nous diriger le long du semestre.

Nous sommes reconnaissant également à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce polycopie, en particulier M. RAHIM GALA AISSA qui s'est occupé de la frappe.

S O M M A I R E

Introduction		1
PARTIE I		
CHAPITRE I	Description et composition d'un analyseur de reseau ...	2
	I - Généralités	2
	II - Constitution d'un analyseur de reseau	2
CHAPITRE II	Fonctionnement d'un analyseur de reseau et mesure automatique des paramètres de dispersion	6
	I - Principe de fonctionnement	6
	II - Mesure du coefficient de réflexion à l'aide d'un coupleur directif	8
CHAPITRE III	Analyseur de reseau HP 8408 B	11
	I - Introduction	11
	II - Description et fonctionnement de l'équipement de test HP 85040 B	12
	III - Description et fonctionnement du PLUG-IN HP 83592 A	16
	IV - Oscillateur de balayage HP 8350 B	18
	V - Analyseur de reseau HP 8410 C	19
	VI - Système de visualisation HP 8412 B	22
	VII - Atténuateur / switch driver HP 11713 A	23
	VIII - Convertisseur analogique / digital HP 59313 A	23
CHAPITRE IV	Modélisation des erreurs par graphe de fluence	27
	I - Rappels	28
	II - Modélisation des erreurs	28
	III - Erreurs dues à l'imperfection du système de mesure ;	29
	IV - Détermination des paramètres de dispersion de l'élément inconnu (quadripôle)	33
	V - Temps de groupe	35
CHAPITRE V	Mesure des dispositifs passifs	37
	I - Introduction	37
	II - Mesure des dispositifs à faibles pertes	37
	III - MESURE des dispositifs à pertes élevées	39
CHAPITRE VI	Mesure des amplificateurs	40
	I - Introduction	40
	II - Mesure des amplificateurs	40
	III - Mesure d'amplificateurs de puissance	45
PARTIE II		
CHAPITRE I	Utilisation des logiciels	48
	I - Introduction	48
	II - Utilisation du langage basic	48
	III - Programme	50
	IV - Utilisation du langage HPI	52
CHAPITRE II	Mesure par l'analyseur de réseau HP 8408B contrôlé par le calculateur HP 9836	

I - INstrumentation59

II -Erreurs59

III - Calibration59

IV - Chargement du programme59

V- Calibration63

VI- Résultats des mesures64

VII - Mesures effectuées par utilisation du langage HPL67

CHAPITRE III Mesures manuelles70

 I - Introduction70

 II - Description et utilisation des touches de chaque bloc70

 III - Schéma externe du panneau avant du HP 8412B ; ;76

 IV - Description externe et rôle des différentes touches77

 V - Principe de mesure en mode local77

 VI - Mesure des paramètres de dispersion d'un atténuateur 6dB...80

 Conclusion83

***** INTRODUCTION *****

La matrice Z est d'un emploi assez commode pour caractériser les circuits basse fréquence. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, les mesures se présentent avec des difficultés croissantes, car la condition circuit ouvert ou court circuit est difficile à réaliser. Cependant l'intérêt de la matrice Z se trouve diminué.

Les paramètres de dispersion (matrice S) permettent de définir en termes d'éléments mesurés avec précision en haute fréquence et en micro-onde. Ils sont définis aussi en termes d'ondes incidentes et réfléchies et nécessitent soit des terminaisons adaptées, soit des conditions aux limites. Des appareils dits ("ANALYSEURS DE RESEAU") ont été développés pour la mesure rapide des paramètres S dans une gamme de fréquence pouvant s'étendre de quelques dizaines de mégahertz à des dizaines de gigahertz, ces appareils permettent de caractériser indifféremment, tous les systèmes électroniques et micro-onde et ceci quel que soit leur taille dans la gamme de fréquence choisie, et assurent également la mesure des dispositifs actifs tel que les transistors, amplificateurs à gain faible ou élevé et enfin caractérisent les antennes même de très grande dimension (radar).

Les différentes mesures effectuées par ces appareils sont gérées par ordinateur qui offre une rapidité quant à l'exécution de telles mesures.

L'objet de notre étude est l'analyseur de réseau 8408 B de HEWLETTE-PACKARD acquis par le département d'électronique. Cette étude sera basée essentiellement sur la description, le fonctionnement et l'utilisation de cet analyseur de réseau.

***** P A R T I E I *****

CHAPITRE I
DESCRIPTION ET COMPOSITION
D'UN ANALYSEUR DE RESEAU

I - Généralités

L'analyseur de réseau permet de mesurer les caractéristiques en transmission et en réflexion d'un dispositif micro-onde inconnu (dipole ou quadripole), à savoir : amplitude et phase sur une large gamme de fréquence.

Les analyseurs de réseau sont destinés en premier lieu à la mesure des systèmes linéaires. Ils permettent de mesurer en réflexion :

- Le taux d'ondes stationnaires (TOS)
- Les pertes par réflexion
- L'impédance entrée-sortie
- Paramètres de dispersion S11 et S22.

et en transmission :

- Le gain ou les pertes
- L'atténuation
- L'isolation
- La phase
- L'écart par rapport à la variation linéaire de phase
- Temps de groupe
- La longueur électrique
- Paramètres de dispersion S21 et S12.

Les mesures obtenues doivent être visualisées sur écran ou lues sur un afficheur numérique à haute résolution ou enfin sur une imprimante.

La mesure du coefficient de réflexion peut être effectuée par un coupleur directif, mais cette technique est très restreinte car la mesure de phase est impossible, de plus elle n'est valable que pour une gamme étroite d'où le grand intérêt et avantage de l'analyseur de réseau.

Ce dernier n'est pas le seul mais il existe plusieurs avantages parmi lesquels citons le plus important ; grâce à une commande par un ordinateur, le temps de mesure est très court ce qui est le contraire pour d'autres systèmes de mesure.

II - Constitution d'un analyseur de réseau

Un analyseur de réseau est composé de :

d'une source, d'un système de séparation de signaux, d'un récepteur et d'un système de visualisation (Voir Fig. I-1).

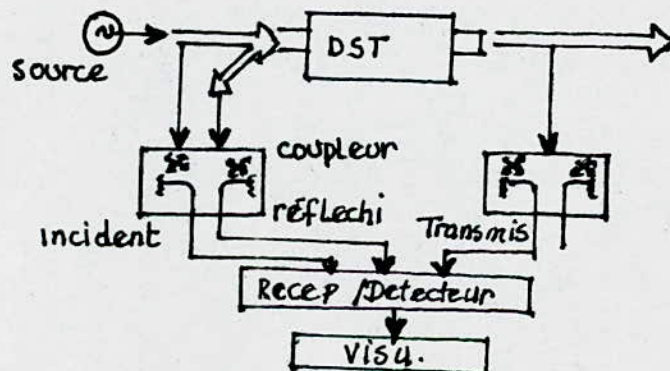


Fig I-1

II - 1 La source

Deux types de sources sont utilisées, à savoir : les générateurs wobulés et les synthétiseurs.

L'un ou l'autre peut être intégré dans le même ensemble que le récepteur et le système de visualisation. Pour le choix de la source, il faut considérer la gamme de fréquence, la puissance de sortie, la possibilité de programmation pour un fonctionnement automatique, la précision en fréquence, la fidélité et la résiduelle FM.

Les wobulateurs sont spécialement utilisés pour les mesures avec un analyseur de réseau dans le cas où les matériels doivent être définis en fonction de la fréquence. Ils offrent différents modes de balayages, contrôles de niveaux de sortie, types de modulations et sont programmables.

Les synthétiseurs sont précis, stables, délivrant un signal continu qui contrôle le récepteur et sont indispensables aux mesures des systèmes à bande étroite ou des systèmes dont les caractéristiques changent rapidement avec la fréquence, tel qu'un filtre (Voir Fig. I-2).

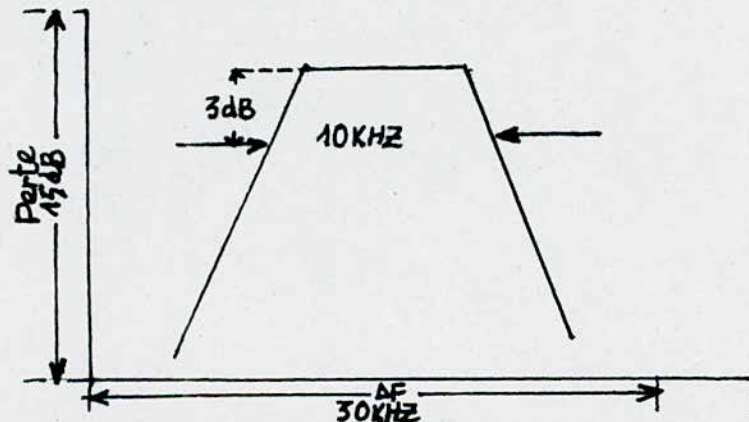


Fig I.2

II - 2 Systèmes de séparations de signaux

Plusieurs systèmes de séparations sont utilisés pour les mesures des caractéristiques d'un dispositif donné en réflexion et en transmission. Parmi ces systèmes, on note l'utilisation soit des coupleurs directifs, des diviseurs de puissance à doubles ou à triples voies, des sondes à haute impédance.

Les mesures de transmission peuvent être effectuées à l'aide d'un coupleur directif, diviseur, de puissance à large bande.

Les coupleurs directifs introduisent une perte minimale inférieure à 2dB entre la source et le dispositif de test, comparés au 6dB du diviseur de puissance. Ces derniers sont caractérisés par leur large bande, leur excellente réponse en fréquence et présentent une bonne adaptation à l'entrée du dispositif sous test.

Des mesures en transmission spécialisées peuvent être effectuées à l'aide des diviseurs de puissances à trois voies et des sondes à haute impédance.

Les diviseurs de puissances à trois voies sont utilisés pour effectuer simultanément deux mesures comparatives. Les mesures sur des circuits dont les impédances sont de 50 ou 75 ohms peuvent être effectuées à l'aide des sondes haute impédance, qui évitent toute désadaptation supplémentaire.

II - 3 Récepteur

Dans l'analyseur de réseau, trois méthodes de base sont utilisées :

- La diode est un élément à large bande, qui convertit le signal HF en une tension continue, qui lui est proportionnelle. Si le signal est modulé en amplitude, la diode permet de détecter le signal modulant (information).

- Le mélange direct avec la fondamentale ou le mélange par génération d'harmoniques utilisent un mélangeur et un oscillateur local ou ses harmoniques pour convertir le signal HF en un signal FI de fréquence constante qui par la suite sera filtré. Ils fonctionnent comme un récepteur accordé à faible bruit où l'accord de fréquence et la sélectivité sont déterminés par l'oscillateur local et le filtre FI.

Les détecteurs à diodes sont largement utilisés en wobulation avec visualisation en temps réel. Ils couvrent une large bande de fréquence (supérieur à 1MHz et inférieur à 40GHz), sont peu chers et présentent une réponse rapide, leur sensibilité est de -50 dBm et leur dynamique peut atteindre 60 dB. Leur large bande les rends sensibles aux harmoniques, de plus dans les montages utilisant la détection par diode, la phase n'est pas mesurée. Pour les récepteurs utilisant le mélange avec la fondamentale, la sensibilité est typiquement de -110 dBm à 10 KHZ, et la dynamique est de 100 dB. Un canal supplémentaire permet d'effectuer des mesures de phase à la fréquence FI. Cette technique assure une détection à faible bruit. Enfin, la dernière technique utilise une détection par génération d'harmonique. Cette dernière présente une sensibilité inférieure à celle utilisant le mélange par la fondamentale, il en est de même pour la dynamique. La sensibilité est de l'ordre de -80 dBm et la dynamique peut varier de 60 dB à 80 dB. L'oscillateur local utilisé dans cette technique est un oscillateur basse fréquence à plusieurs harmoniques, il est moins coûteux que celui de la technique de détection utilisant le mélange par la fondamentale. Cette dernière méthode assure une détection à faible bruit sur une large bande de fréquence et rejette toutes les harmoniques ou signaux parasites. En comparant ces trois techniques (Voir Fig. I-3), on s'aperçoit que la détection utilisant le mélange par génération d'harmoniques répond aux conditions pratiques souhaitées.

Bien que la technique de détection par génération d'harmoniques assure un compromis entre les deux autres, notons que les largeurs de balayages sont limitées à l'octave et ceci est dû à la bande de l'oscillateur local qui est limité, mais néanmoins un interface approprié assure un réaccord automatique de l'oscillateur local et permet ainsi le balayage et la mesure continue le long d'une large bande.

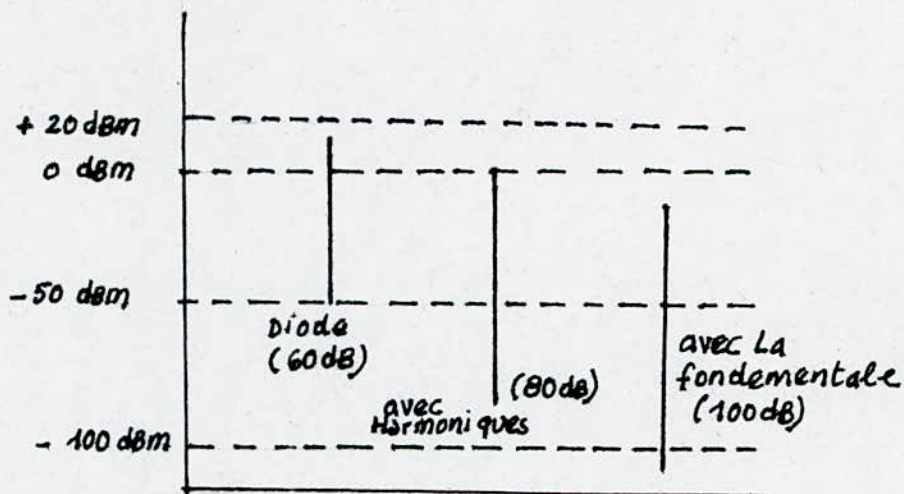


Fig I-3

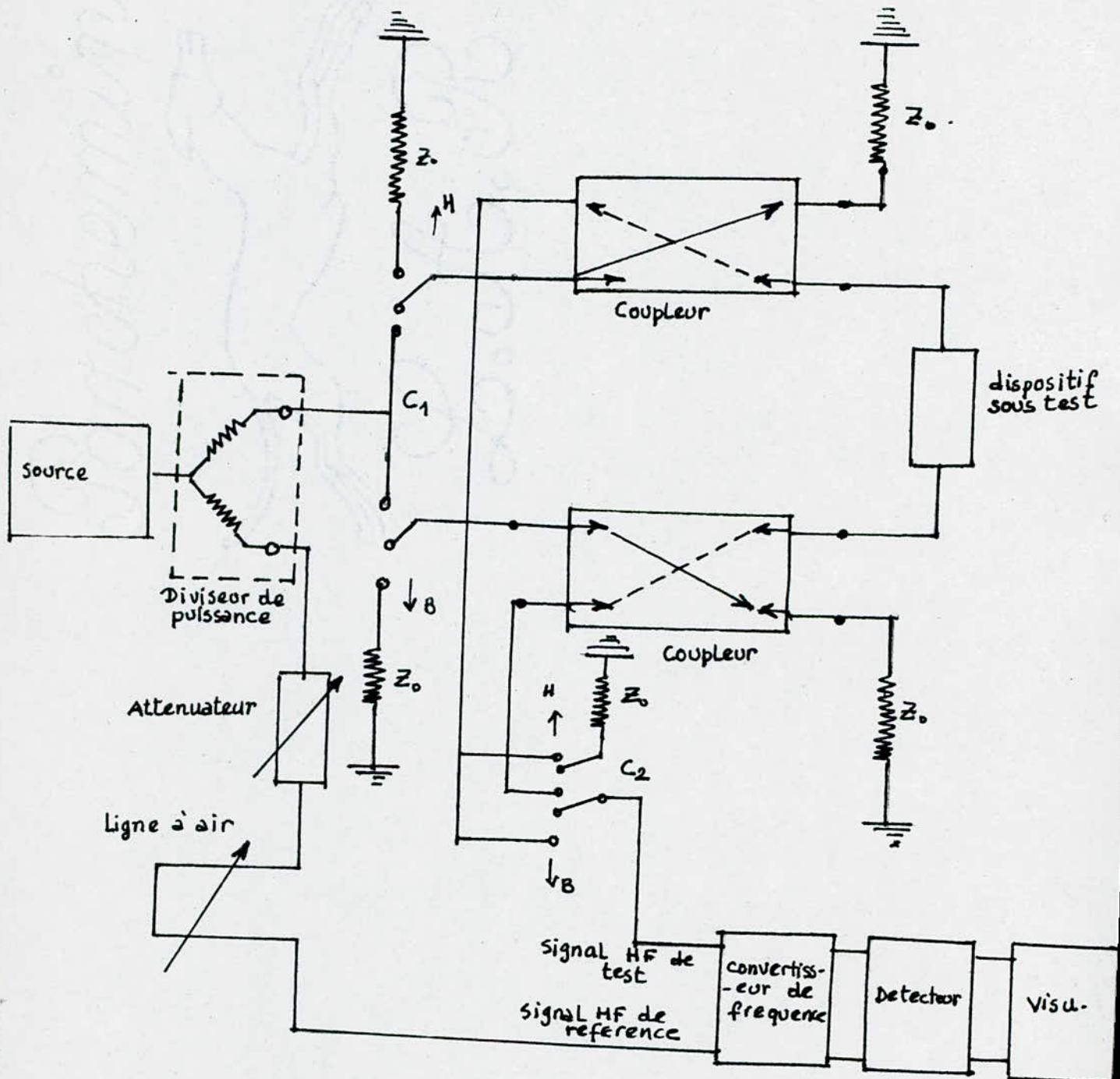
II-4 Système de visualisation

Un fois que l'amplitude et la phase en transmission ou en réflexion sont mesurées, il faut visualiser les données dans un format approprié à l'information demandée au dispositif testé. La visualisation cartésienne donne l'amplitude et la phase ou le temps de groupe en fonction de la fréquence. La phase ou le temps de groupe sont représentés en linéaire tandis que l'amplitude est représentée en échelle logarithmique. La visualisation en coordonnées polaires permet de visualiser une quantité complexe.

CHAPITRE II
 FONCTIONNEMENT D'UN ANALYSEUR DE RESEAU ET MESURE
 AUTOMATIQUE DES PARAMETRES DE DISPERSION

I - Principe de fonctionnement

I - 1 Schéma bloc



I-2 Fonctionnement

Une source permet de délivrer un signal hyperfréquence de fréquence F_0 et de puissance P_0 , qui sera divisé en deux signaux ayant même fréquence (F_0) grâce à un diviseur de puissance, l'un servant pour référence et l'autre attaque le dispositif micro-onde inconnu. Notons que la puissance de ces deux signaux vaut la moitié de P_0 .

Si on veut mesurer la réflexion du dispositif inconnu à l'entrée, alors les commutateurs C_1 et C_2 doivent être à l'état bas, et la sortie du dispositif inconnu est terminée par une charge adaptée. Cependant, le signal réfléchi par l'élément sous test sera comparé au signal de référence, mais avant toute comparaison ils doivent être convertis en signaux à fréquence intermédiaire constante (centaines de KHZ) et ceci afin qu'on puisse détecter le rapport de leur amplitude ou la différence de leur phase. Il en est de même pour la mesure du coefficient de réflexion du dispositif en sortie, mais dans ce cas, les commutateurs C_1 et C_2 sont mis à l'état haut. La mesure du coefficient de transmission du dipôle 1 vers le dipôle 2 se fait par mise à l'état bas du commutateur C_1 , avec C_2 à l'état haut, alors le signal transmis, sera comparé à celui de référence et après conversion des deux signaux en fréquence FI la détection donne l'amplitude ou la phase du coefficient de transmission du dipôle 1 vers le dipôle 2. Le coefficient de transmission du dipôle 2 vers le dipôle 1 s'obtient de la même manière, avec C_1 à l'état haut et C_2 à l'état bas. Cependant le tableau de vérité simplifie la manipulation du système.

Table de vérité

$C_2 \backslash C_1$	B	H
B	S11	S12
H	S21	S22

Remarquons l'existence d'une ligne à air réglable, une telle ligne, de longueur ΔL doit en effet permettre de compenser la différence des trajets électriques, entre la voie test et la voie référence, différence qui est à l'origine d'un déphasage $\Delta\phi$ proportionnel à la fréquence. La compensation est réalisée, si on satisfait à la relation :

$$\Delta\phi = \left(2\pi \frac{\Delta L}{c}\right) f$$

c représente la célérité de propagation dans la ligne à air ; si la ligne était remplie d'un diélectrique de permittivité ϵ_r , il conviendrait alors de multiplier la longueur par $\sqrt{\epsilon_r}$.

Notons d'autre part que la longueur électrique de la voie test et son atténuation propre doivent rester constantes quel que soit le paramètre sélectionné. L'existence d'un atténuateur réglable dans la voie référence compense la fraction du signal réfléchi.

Le dispositif micro-onde sous test doit être caractérisé dans une large gamme de fréquence, cependant l'existence d'un générateur de signaux hyperfréquence s'avère nécessaire, mais ceci exige que les coupleurs utilisés doivent être à large bande.

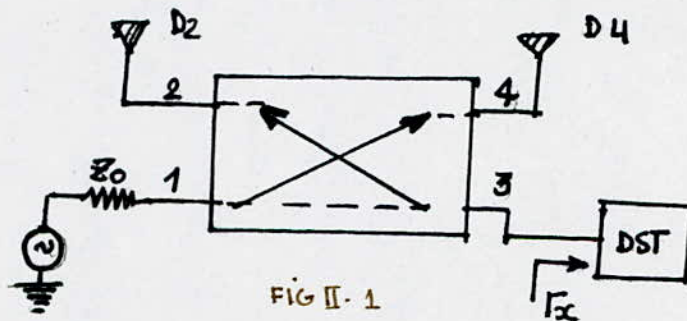
La vitesse de commutation doit être aussi rapide que le balayage en fréquence, car ceci évite des temps d'exécution de mesures énormes.

Une commande par ordinateur réponds aux besoins exigés à savoir : vitesse de commutation et de balayage grande. Cela nécessite un convertisseur analogique numérique, qui permet de donner aux divers constituants de l'analyseur de réseau, les mesures souhaitées et permet aussi une lecture rapide des données obtenues.

Enfin, un amplificateur doit être intégré dans le système de mesure et plus particulièrement dans la voie test, son rôle consiste à compenser les pertes dues aux imperfections du système de mesure, aux câbles utilisés, et aux éléments à mesurer eux-mêmes, ainsi qu'aux coupleurs. Par la suite, ces erreurs seront modélisées et déterminées et ceci pour caractériser exactement l'élément sous test.

II-2 Mesure du coefficient de réflexion à l'aide d'un coupleur directif

II-2-1 Montage



II-2-2 Principe de fonctionnement

Le cœur de l'analyseur de réseau est le coupleur directif. Il impose les fréquences extrêmes d'utilisation et fixe d'autre part la directivité maximale du dispositif, élément déterminant dans l'erreur faite sur la mesure des paramètres S.

La matrice de dispersion d'un coupleur réel, compte tenu de la réciprocity et supposant une double symétrie de forme (Voir Fig. II.1) aura pour expression :

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{11} & S_{12} \\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{pmatrix}$$

chaque accès présente en effet, lorsque les trois autres sont chargés par des terminaisons adaptées, un coefficient de réflexion devant satisfaire à

$$|S_{11}| \ll 1, |S_{12}| \ll 1$$

En envoyant en 1 une onde incidente a_1 , on recueille à la sortie principale 3 une onde $b_3 = S_{13} a_1$.

La transmission exprimée en décibels est définie par

$$T_{dB} = -20 \text{ LOG } |S_{13}|$$

En 4 sortie couplée, on recueille $b_4 = S_{14} a_1$ ainsi le couplage exprimé en décibels est défini par

$$C_{dB} = -20 \text{ LOG } (S_{14})$$

En 2, sortie isolée apparaît l'onde b_2 qui s'exprime par

$$b_2 = \frac{S_{12}}{S_{14}} b_4$$

On en déduit alors la directivité D :

$$D_{dB} = -20 \text{ LOG } \left(\frac{S_{14}}{S_{12}} \right)$$

Branchant maintenant aux accès 2 et 4 des détecteurs d'impédance Z_0 , et connectant l'élément dont on veut déterminer le coefficient de réflexion à l'accès 3.

$$a_2 = a_4 = 0$$

$$a_3 = \Gamma_x b_3$$

La relation matricielle $[b] = [S] \cdot [a]$ devient alors

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{13} b_3 \quad (1)$$

$$b_2 = S_{12} a_1 + S_{14} b_3 \quad (2)$$

$$b_3 = S_{13} a_1 + S_{11} b_3 \quad (3)$$

$$b_4 = S_{14} a_1 + S_{12} b_3 \quad (4)$$

De (3), on tire $b_3 = S_{13} a_1 / (1 - S_{11} \Gamma_x)$

$$b_2 = \left(S_{12} + \frac{S_{13} S_{14} \Gamma_x}{1 - \Gamma_x S_{11}} \right) a_1$$

$$b_4 = \left(S_{14} + \frac{S_{12} S_{13} \Gamma_x}{1 - \Gamma_x S_{11}} \right) a_1$$

⇒

$$\frac{b_2}{b_4} = \frac{1}{D} \cdot \frac{(1 + (S_{13} D - S_{11}) \Gamma_x)}{(1 + (\frac{S_{13}}{D} - S_{11}) \Gamma_x)} \quad \text{II-1}$$

Cette relation permet théoriquement d'accéder à Γ_x et si le coupleur avait été idéal, on aurait obtenu simplement :

$$\frac{b_2}{b_4} = \Gamma_x S_{13}$$

On peut développer la relation II-1, car pour un bon coupleur le module de $(\frac{S_{13}}{D} - S_{11})$ est $\ll 1$

Ainsi, le développement d'ordre 2 s'écrit

$$\frac{b_2}{b_4} = 1/D + S_{13}(1 - \frac{1}{D^2})\Gamma_x - \left(\left(\frac{S_{13}^2}{D} (1 - \frac{1}{D^2}) \right) - S_{13}S_{11} (1 - \frac{2}{D^2}) \right) \Gamma_x^2.$$

Pratiquement, on a tendance à considérer le système de l'extérieur et à le représenter par un graphe de fluence, ceci sera illustré en détail au Chapitre IV.

CHAPITRE III
ANALYSEUR DE RESEAU
HP 8408 B

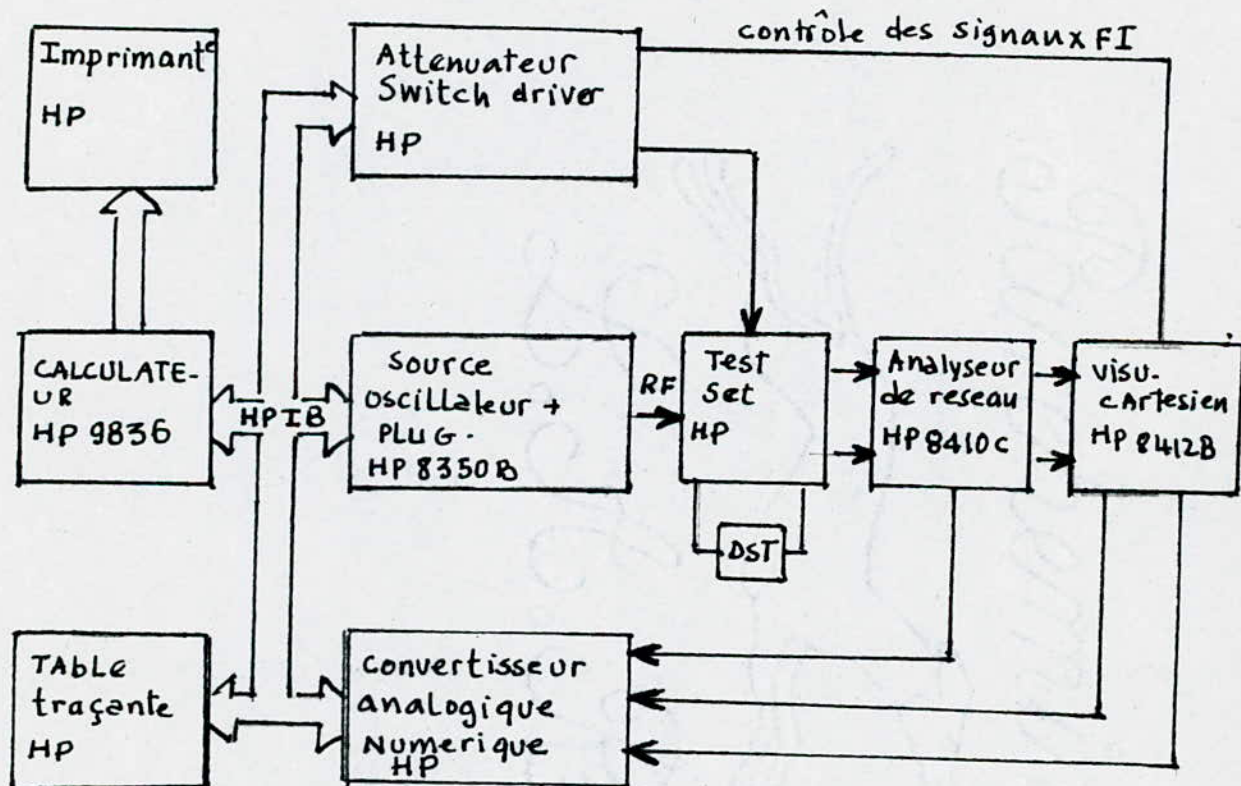
I - Introduction

Le HP 8408 B est un analyseur de réseau automatique, complet pour la mesure des circuits micro-onde, il est composé d'une source programmable, d'un récepteur, d'un équipement de test, d'un calculateur et d'un logiciel, permettant d'évaluer les termes d'erreurs affectant les mesures.

Les accessoires et les câbles sont nécessaires pour la mesure en transmission et en réflexion.

En utilisant une seule source, à large bande, et un équipement de test, le HP 8408 B mesure l'amplitude et la phase des paramètres de substitution en réflexion et en transmission entre 500 MHz et 18 GHz.

L'ensemble est constitué de différents organes qui sont liés entre eux comme le montre le schéma synoptique suivant :



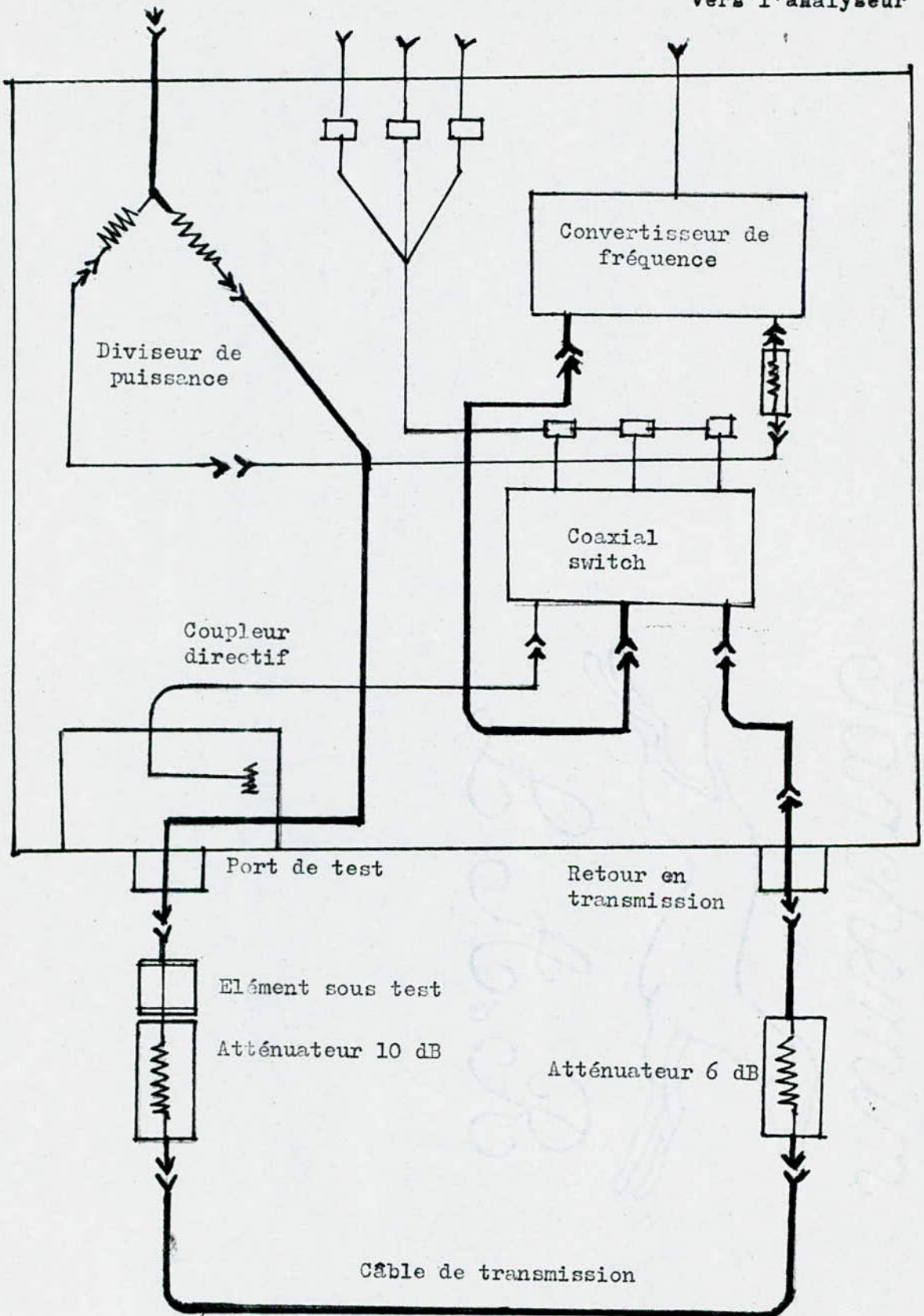


Fig. III-2

II-4 Fonctionnement

Le diviseur de puissance délivre deux signaux de même fréquence et de puissance égales, l'un est communiqué à la voie de référence du convertisseur de fréquence harmonique (HP 8411 A) et l'autre attaque le coupleur directif pour obtenir soit le signal réfléchi ou le signal transmis par l'élément sous test.

Les mesures en réflexion et en transmission se font l'une après l'autre grâce au système de commutation automatique (coaxial switch). La puissance réfléchie ou transmise est comparée à la puissance de référence au niveau de l'analyseur de réseau 8410 C, après conversion des signaux hyperfréquence en signaux basse fréquence (278 KHZ).

II-5 Caractéristiques

La puissance d'entrée à la porte de transmission retour est au maximum -10 dBm, ce niveau de puissance peut être contrôlé par l'ajustement de la puissance de la source RF, ou par l'utilisation des atténuateurs en transmission (Voir Fig. III-3).

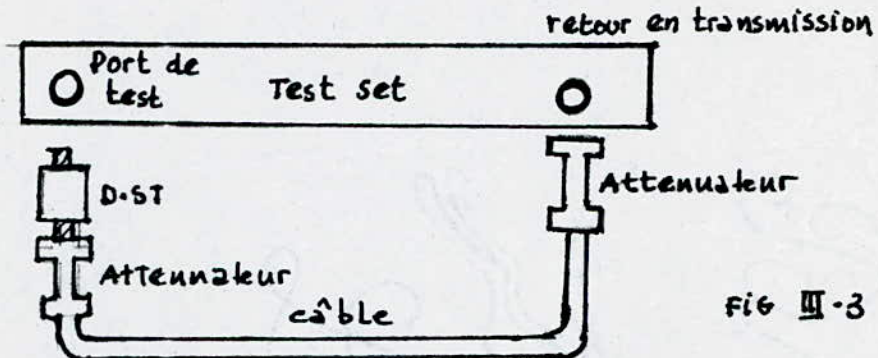


Fig III-3

- la bande de fréquence est de 0,5 à 18 GHz.
- la puissance maximale de la transmission retour est de -10 dB.
- pertes en puissance des différents constituants du HP 85040 B.
 - Câblage interne : quelques dixième de dB.
 - Diviseur de puissance : entre 6 et 8 dB.
 - Les connecteurs APC7 : quelques dixièmes de dB.
 - Coaxial switch : atténuation de 0,5 dB.
- pertes par le câble de transmission sont de l'ordre de 4 dB.
- couplage entre 17 et 23 dB.
- directivité 40 dB (du coupleur)
- puissance maximale à la sortie est 10 dBm.
- coefficient de réflexion de la source est 0,2.

III - Description et fonctionnement du PLUG-IN HP 83592 A

III-1 Introduction

Le HP 83592 A (PLUG-IN) délivre un signal de puissance suffisante pour le test d'un élément micro-onde inconnu. Ce signal attaque l'équipement de test afin d'obtenir soit le signal réfléchi, soit le signal transmis par l'élément sous test.

Les différents organes essentiels constituant le HP 83592 A sont montrés sur la Fig. III-4.

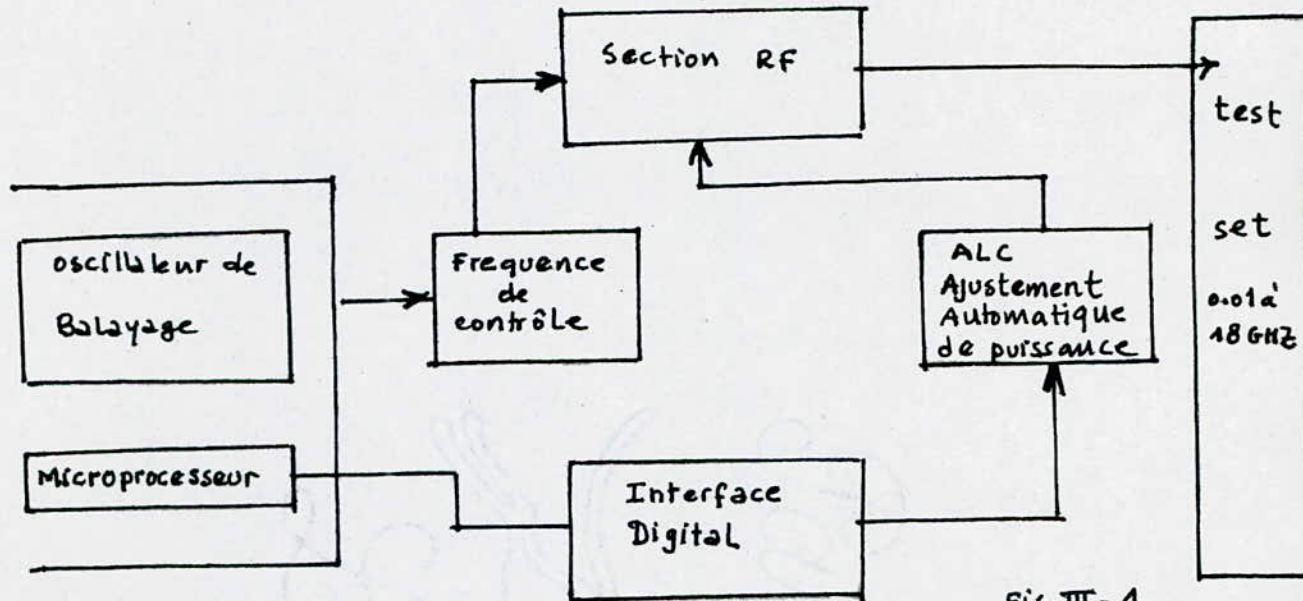


FIG III-4

III-2 Fonctionnement

Le modèle 83592 A couvre une bande de fréquence de 0,01 à 20 GHz, celle-ci sera donnée sous forme de quatre bandes (B0, B1, B2, B3). Un oscillateur YIG appartenant à la section RF est utilisé comme source de fréquence pour toutes les bandes citées précédemment.

La plus basse bande B0 est obtenue par mélange de la fréquence fixe d'un oscillateur local (3,8 GHz) et de l'oscillateur YIG.

L'oscillateur YIG permet de délivrer une bande de fréquence allant de 2,4 GHz à 7 GHz. Cette dernière sera réduite à (3,81 GHz à 6,2 GHz) par un diviseur de puissance et elle permet d'obtenir par mélange avec l'oscillateur une bande B0 qui s'étend de 0,01 à 2,4 GHz (Voir Fig. III-5).

La deuxième bande (B1) s'obtient directement sur la seconde voie du diviseur de puissance, et elle est égale à celle de la source YIG (2,4 GHz à 7 GHz).

La bande B2 s'obtient grâce à une source YTM qui utilise la première source YIG et par multiplication, permet de donner une bande de fréquence allant de 7,0 GHz à 13,5 GHz.

La bande B3 s'obtient de la même façon que la bande B2, elle s'étend de 13,5 GHz à 20 GHz.

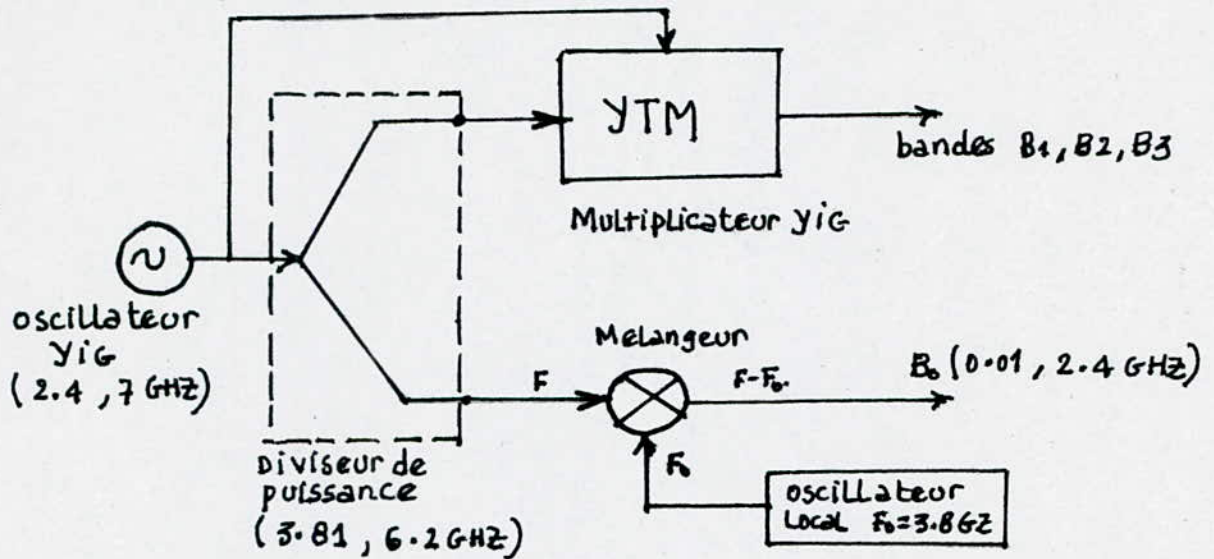


FIG III-5

L'utilisation des bandes B0, B1, B2, B3 sera actionnée par l'oscillateur de balayage 8350 B. Ce dernier transmet la bande de fréquence nécessaire au test fixée par le manipulateur.

La section de contrôle de fréquence a pour tâche la conversion des données issues de l'oscillateur de balayage pour actionner l'oscillateur YIG et le multiplicateur YTM de la section RF et ceci afin de sélectionner la bande désirée.

L'organe ALC (contrôle automatique de niveau) permet d'ajuster la puissance de chaque point de fréquence des différentes bandes. Généralement, cette puissance est nivelée à 10 dBm au niveau des détecteurs de la section RF.

La partie (contrôle digital) assure toute communication entre le PLUG-IN et les autres sections de l'analyseur de réseau.

Les commandes du microprocesseur sont décodées et transmises aux différents organes de traitement.

III-3 Caractéristiques générales du PLUG-IN HP 83592 A

Les principales caractéristiques du PLUG-IN sont données par le tableau suivant :

Bandes de fréquence GHZ	0,01 à 2,4	2,4 à 7	7,0 à 13,5	0,1 à 20
Maximum de niveau de puissance de sortie	+ 10 dBm	+ 10 dBm	+ 10 dBm	+ 8 dBm
Précision de niveau de puissance	\pm 1,5 dB	\pm 1,3 dB	\pm 1,3 dB	\pm 1,5 dB

Précision sur le balayage de fréquence :

Bande	Start (début)	Stop (fin)	Tolérance
Toute la bande	10 MHz	20,0 GHz	± 50 MHz
Bande B0	10 MHz	2,4 GHz	± 15 MHz
Bande B1	2,4 GHz	7,0 GHz	± 20 MHz
Bande B2	7,0 GHz	13,5 GHz	± 25 MHz
Bande B3	13,5 GHz	20,0 GHz	± 30 MHz

IV - Oscillateur de balayage HP 8350 B

IV-1 Introduction

Les mesures d'un élément inconnu doivent être faites sur une large gamme de fréquence, alors ceci nécessite une source de fréquence variable et de niveau de puissance constante.

Le HP 8350 B est un oscillateur programmable qui permet un balayage rapide des signaux provenant du PLUG-IN.

L'utilisateur peut choisir une gamme de fréquence pour la mesure d'un dispositif inconnu et ceci en faisant une programmation appropriée.

IV-2 Description interne

Il comprend essentiellement un microprocesseur permettant de transmettre les données codées, un interface, un générateur de balayage et un dispositif de régulation.

Le microprocesseur communique aussi avec tout le reste, c'est-à-dire les éléments constituant l'oscillateur de balayage et les bus externes qui assurent le contrôle par ordinateur.

Le générateur a pour tâche le balayage de la puissance issue du PLUG-IN dans la bande de fréquence choisie.

Après conversion des données fournies au PLUG-IN par le microprocesseur, un régulateur permet de rectifier ou d'ajuster les données reçues avant d'attaquer l'équipement de test. Enfin, l'oscillateur 8350 B peut couvrir une gamme de fréquence allant de 50 MHz à 20 GHz.

IV-3 Description externe

L'oscillateur HP 8350 B peut être soit commandé manuellement, dans ce cas la bande de fréquence choisie par l'utilisateur doit être programmée grâce aux boutons start/stop fréquence, soit commandée par ordinateur.

Pour effectuer les mesures en réflexion ou en transmission avec plusieurs points de fréquence, cinq (5) Marqueurs sont disponibles sur le front de l'oscillateur.

Plusieurs autres boutons peuvent aussi être sélectionnés par le manipulateur. Parmi ces derniers, notons la présence de neuf (9) boutons programmables manuellement assurant des mesures sur des bandes de fréquence séparées ainsi que deux autres boutons assurant le stockage ou le rappel des données. Enfin, l'utilisation de ces boutons en mode local sera détaillée dans les Chapitres suivants.

V - Analyseur de réseau HP 8410 C

V-1 Introduction

Le HP 8410 C est un analyseur de réseau intégré dans l'ensemble du HP 8408 B. Il reçoit les informations relatives de phase et d'amplitude, du convertisseur de fréquence HP 8411 A en terme de signaux à la fréquence de 20,278 MHz. Il assure de plus la détection de phase (différence de phase entre les signaux de la voie test et de la voie référence) ainsi que la détection du rapport d'amplitude qui caractérise l'élément sous test. Les résultats des mesures effectuées par le HP 8410 C seront transmis au système de visualisation (HP 8412 B) en signaux de fréquence constante FI.

V-2 Description externe

Sur le panneau avant de l'analyseur de réseau HP 8410 C, on note la présence d'un indicateur de niveau de la voie référence qui aboutit au convertisseur de fréquence HP 8411 A. Un pointeur est mis à la position "OPER ATE" pendant les mesures de phase et d'amplitude. Un vernier d'amplitude se trouve également sur le panneau avant de l'analyseur, il permet d'avoir une référence lorsqu'on envisage de faire les mesures manuellement, un tour complet équivaut à un décalage de deux dB.

Le vernier de phase a le même rôle que celui d'amplitude, il sert de référence pour les mesures de phase en manuelle. Deux boutons se trouvant sur le panneau avant de l'analyseur de réseau 8410 C, permettent soit le balayage automatique sur toute la bande de fréquence de travail, soit le balayage point par point, dans ce cas la trace observée sur l'écran est discontinue. Le bouton "sweep stability" assure une stabilité dans la gamme de fréquence de travail.

Notons enfin la présence d'un bouton qui permet de changer l'amplification de la voie test, variable entre 0 et 69 dB et un autre bouton qui permet un réglage fin de cette amplification.

Si l'élément sous test est passif, alors l'amplificateur de la voie test doit être fixé aux environs de 55 dB mais par contre pour les éléments actifs, l'amplification doit être aux environs de 20 dB.

Le bouton (normal/ ϕ Lock) permet de travailler soit avec une source contrôlée par une boucle d'asservissement (position ϕ lock), soit sans phase lock dans ce cas alors toute variation de la source est ignorée.

V-3 Description interne

V-3.1 Schéma synoptique de l'analyseur de réseau 8410 C (voir Fig III-6)

V-3.2 Fonctionnement

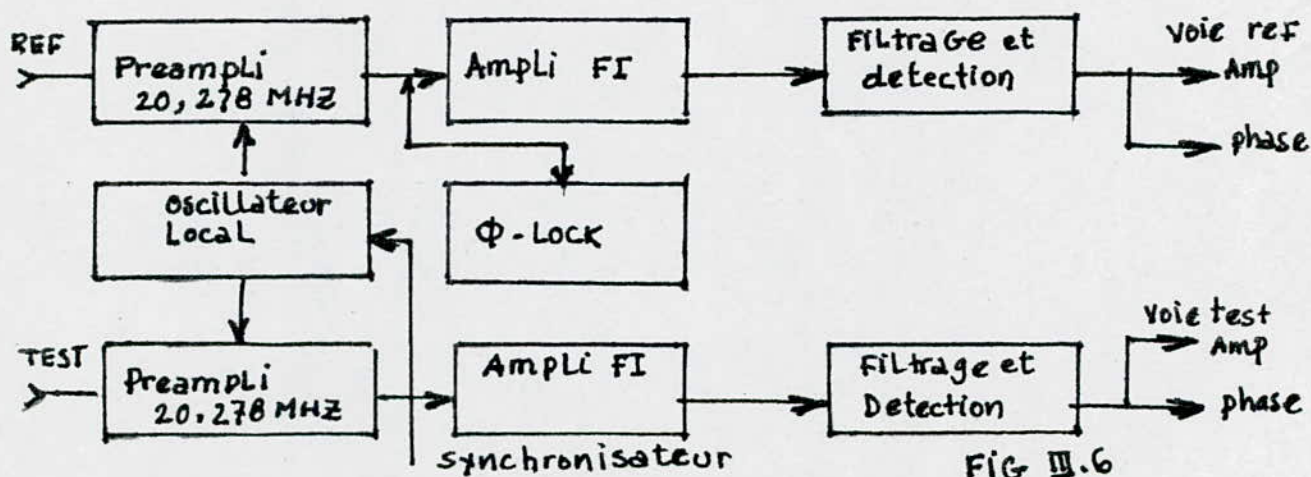
Le convertisseur de fréquence (HP 8411 A) permet d'élaborer deux signaux à une fréquence intermédiaire constante ($F = 20,278$ MHz). L'un des deux signaux est celui de référence, l'autre porte l'information (signal réfléchi par l'élément ou celui transmis) d'amplitude et de phase.

Deux préamplificateurs sont nécessaires dans les deux voies du fait que les deux signaux peuvent être atténués (pertes). Une seconde conversion en fréquence s'avère nécessaire car la détection des signaux à la fréquence de 20,278 MHz est très difficile pour cela un oscillateur local de fréquence 20 MHz mélangée avec les signaux des deux voies permet de délivrer deux signaux de fréquence basse 278 KHZ et la détection soit de phase ou d'amplitude serait plus facile. Les deux signaux à la fréquence intermédiaire subissent une amplification et un filtrage.

Les mesures de phase sont effectuées en comparant la phase du signal FI transmis (ou réfléchi) à celle du signal FI incident qui sert de référence. Le détecteur de phase est un bistable qui permet de mesurer les différences de période (phase) des deux signaux jusqu'à $+ 180^\circ$. De ceci résulte la visualisation avec transitions de phase de $+ 180^\circ$. Pour les mesures d'amplitude deux amplificateurs logarithmiques sont nécessaires après détection des informations d'amplitude des deux signaux de fréquence FI. La détection du rapport d'amplitude signal transmis/incident ou réfléchi sur incident, élimine les variations de puissance de la source et les réflexions entre le dispositif et la source. Enfin, le signal de sortie est à variation logarithmique (dB).

L'analyseur de réseau 8410 C est doté d'un système phase-lock. Après la première conversion de fréquence, le signal de référence est à la fréquence 20,278 MHz, une boucle d'asservissement permet de comparer la phase du signal référence à celle d'un oscillateur de référence très stable de fréquence local 20,278 MHz. Toute différence est injectée dans le dispositif test et, donc le système phase-lock assure la stabilité du signal référence après la première conversion de fréquence. Cette dernière s'obtient en mélangeant le signal référence ou le signal test avec un générateur d'harmonique qui en position phase-lock se trouve synchronisé grâce à un synthétiseur de fréquence externe au système.

La position normale fait que la boucle d'asservissement sera ignoré et les signaux à la fréquence 20,278 MHz subissent une deuxième conversion de fréquence à 278 KHZ et ceci avant toute détection (Voir Fig. III-7)



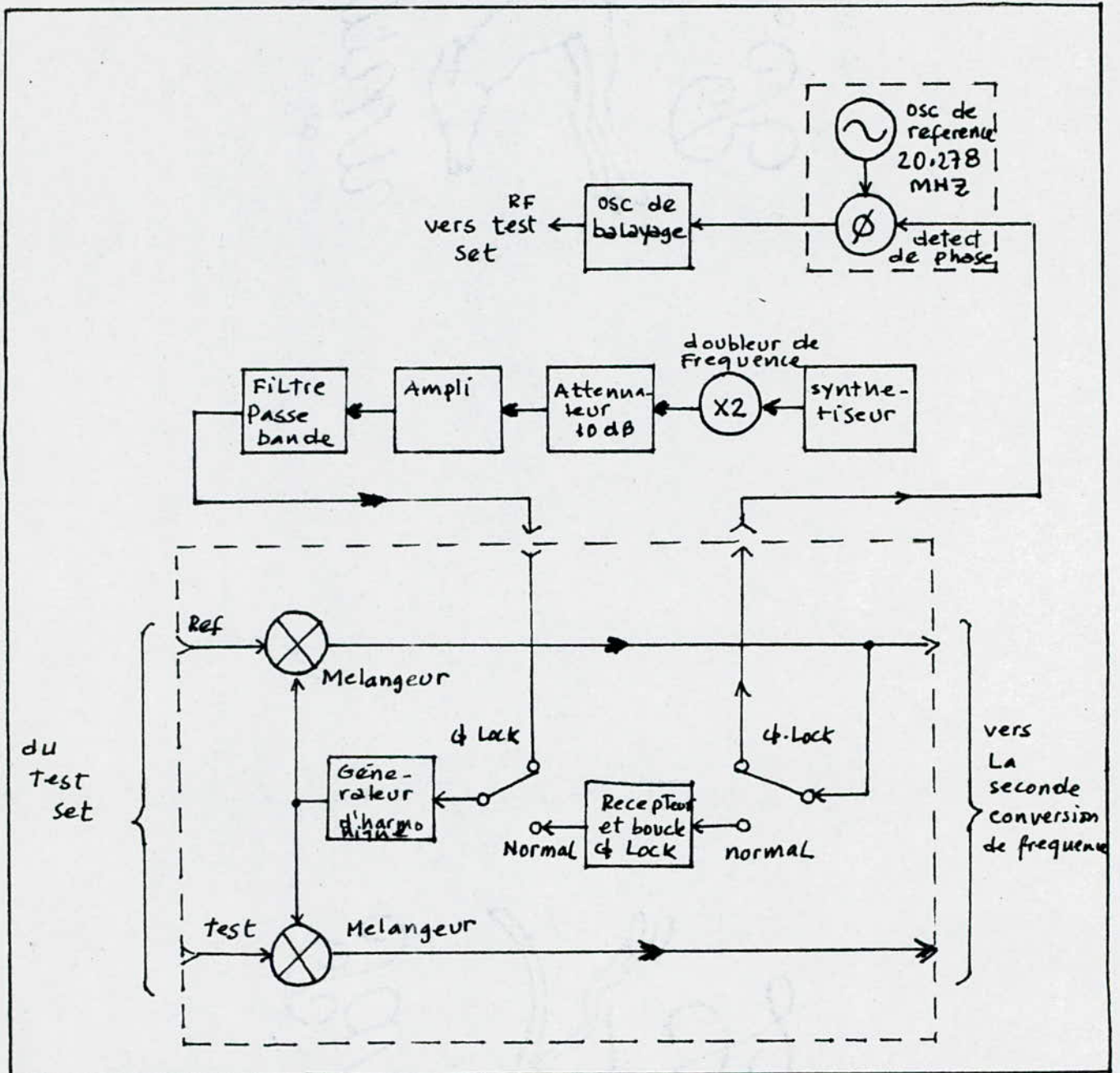


FIG III. 7

VI - Système de visualisation (HP 8412 B)

VI-1 Introduction

Le HP 8412 B représente un système de visualisation cartésien (amplitude ou phase en fonction de la fréquence).

Les signaux provenant de l'analyseur de réseau (HP 8410 C) à la fréquence intermédiaire de 278 KHZ attaquent l'équipement de visualisation composé d'un détecteur, de filtres, d'amplificateur ainsi que d'un tube cathodique pour donner soit l'amplitude ou la phase des coefficients de dispersions respectivement en décibels et en degrés.

De plus, le HP 8412 B est une unité de traitement du modèle HP 8410 des analyseurs de réseaux.

VI-2 Description externe

Le panneau avant du système de visualisation cartésien HP 8412 B présente un ensemble de boutons qui permettent la calibration sur écran, le choix de l'échelle d'amplitude ou de phase ainsi que la polarité de la phase offset.

VI-3 Description interne et fonctionnement

Les informations de l'élément sous test sont données par le rapport des signaux test et référence ou par la différence de phase de ces derniers.

Ces signaux sont à la fréquence de 278 KHZ et ceci après la deuxième conversion de fréquence.

Un dispositif de multiplexage intégré dans le système de visualisation HP 8412 B permet d'obtenir séparément l'amplitude du signal test ainsi que sa phase et permet également d'obtenir l'amplitude et la phase du signal référence qui est à la même fréquence que celui de test. Deux filtres sont nécessaires pour chaque voie et ceci afin que le signal test ou référence puisse être exempté d'harmoniques, leurs bandes sont donc éteintes (27 KHZ). Deux amplificateurs insérés dans chaque voie permettent d'augmenter le niveau de ces signaux pour pouvoir attaquer le tube cathodique. Enfin, ajoutons que les signaux à la fréquence intermédiaire FI sont contrôlés par deux atténuateurs X et Y (switch driver) qui assurent le maintien de ces signaux à un niveau bien déterminé.

Le bistable permet de donner la différence de période (phase) des signaux test et référence (Voir Fig. III-8-2) d'où résulte les transitions de phase de $\pm 180^\circ$. Le balayage de fréquence sur l'écran HP 8412 B est assuré par l'oscillateur de balayage programmable HP 8350 B.

La Fig. III-8-1 montre les constituants essentiels de ce système de visualisation.

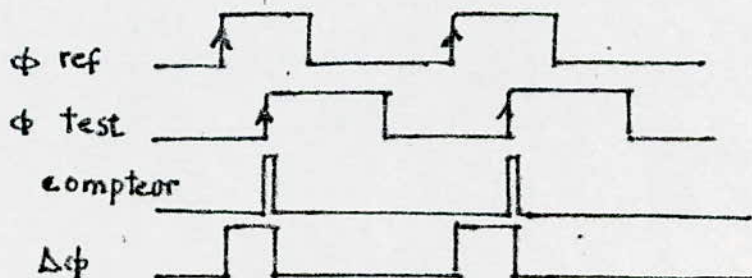
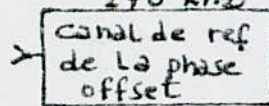
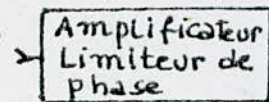


Fig III 8-2

Signal référence phase
278 KHZ



Signal test phase



Signal test amplitude

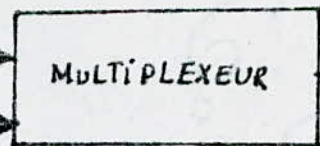
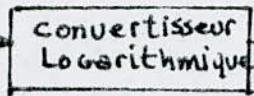
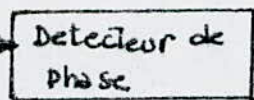
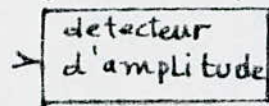


FIG III-8-b

VII - Attenuator / Switch Driver le HP 11713 A

VII-1 Introduction

L'atténuateur/Switch driver le HP 11713 A est désigné pour effectuer l'état de l'opération du RF coaxial switch (système de commutation), et les atténuateurs X et Y.

Le HP 11713 A est un instrument compatible avec le HP-IB par son circuit d'interface ou circuit logie, qui permet le contrôle des atténuateurs et le système de commutation. Il contrôle deux sections d'atténuateur programmable, et deux sources micro-onde, ce contrôle peut être facilement accomplie manuellement (par les boutons) ou par le fonctionnement automatique effectué par le calculateur à travers le bus d'interface.

Les boutons des atténuateurs permettent de contrôler le niveau du signal micro-onde, et le coaxial switch qui permet de définir le chemin du signal micro-onde (réflexion, transmission). Voir Fig.

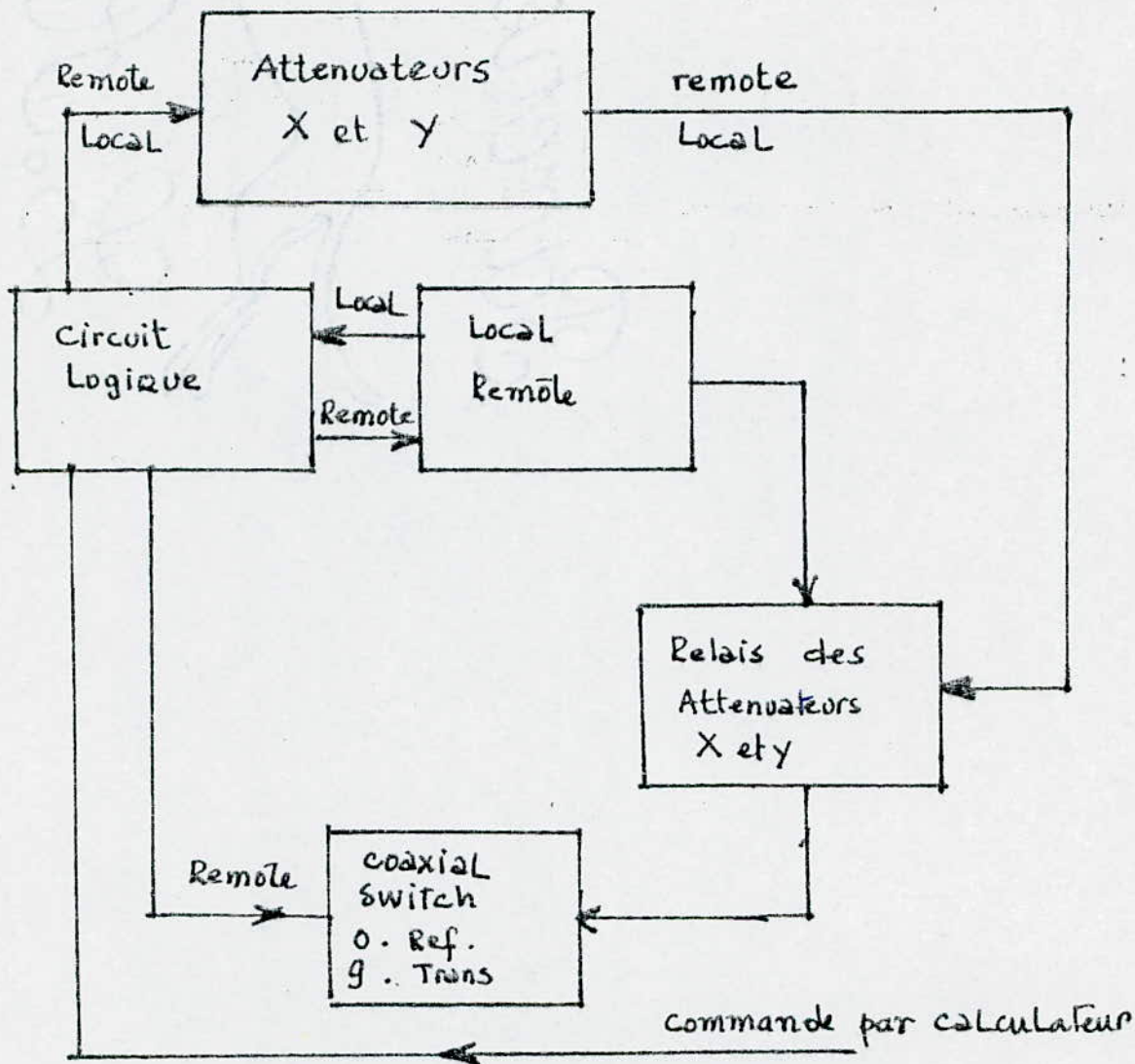
VII-2 Description externe

Sur le panneau avant du HP 11713 A figure quatre boutons (1, 2, 3, 4) de l'atténuateur X et quatre autres boutons (5, 6, 7, 8) de l'atténuateur Y. Les boutons 0 et 9 déterminent respectivement la nature de la mesure (transmission ou réflexion). Le bouton "local" indique que le fonctionnement est en mode local, et que la LED remote indique que le fonctionnement est commandé par le calculateur.

VII-3 Description interne

Le HP 11713 A contient un circuit logique ou circuit d'interface HP-IB, commandé par le calculateur, et un système de relais pour déterminer l'atténuation des atténuateurs X et Y. Ce dernier est un système de commutation pour l'ensemble des atténuateurs et un autre relai qui détermine la nature de la mesure (réflexion ou transmission).

Soit le schéma synoptique des organes essentiels :



VII-4 Fonctionnement

Sur le schéma synoptique figure le mode remote et le mode local, leurs fonctions respectives est indiquée par le sens des flèches. On remarque que l'organe essentiel du fonctionnement est le circuit logique ou l'interface HP-IB.

VII-4-1 Opération effectuée pendant le mode remote

Le HP 11713 A reçoit les commandes ou les messages du contrôleur à travers l'interface HP-IB, tout contrôle des atténuateurs X et Y, où la nature de la mesure se fait automatiquement par le logiciel HP.

Tout d'abord, il fixe les boutons des atténuateurs X et Y et ces derniers activent les relais pour fixer l'atténuation. La réflexion et la transmission se font l'une après l'autre par la commande du circuit d'interface

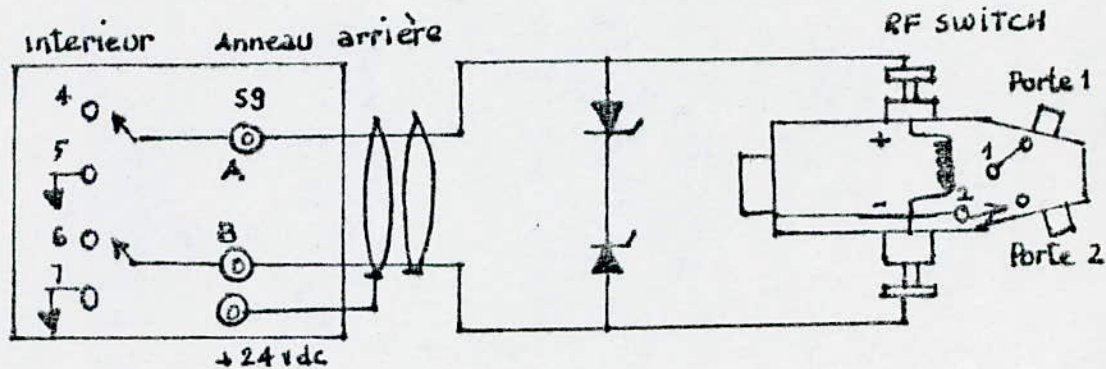
VII-4-2 Opération effectuée pendant le mode local

Tout contrôle des atténuateurs provient par les boutons du panneau avant fixé par l'opérateur, ces derniers sont transmis au circuit logique pour activer le relai (X et Y) afin de fixer l'atténuation.

Le choix de l'onde réfléchie ou transmise se fait respectivement par les boutons 0 et 9.

Remarque : Le passage du mode local au mode remote efface les données fixées par l'opérateur et toute donnée est contrôlée par le calculateur.

Schéma représentant le 9 en off :



Commande B9 du HP-IB, connection de la porte C et 2.

Le 9 en ON est représenté par le même schéma, seulement A et B sont reliés respectivement à 5 et 7, et la porte C est reliée à la porte 1 et est commandée par A9 du HP-IB.

VIII - Le convertisseur analogique digital : le HP 59313 A

VIII-1 Introduction

Le convertisseur analogique digital (HP 59313 A) convertit le signal analogique en données digitales, à savoir : les signaux contenant les informations d'amplitude et de phase.

Sur commande du contrôleur (calculateur HP 9836), l'instrument peut être programmé à travers le bus d'interface HP-IB pour exécuter une seule conversion ou une série de conversions dans toute sélection de quantités, proportionnelles de deux cent par seconde pour un seul canal ou de cinquante par seconde pour les quatre canaux.

Le convertisseur analogique digital a quatre canaux convertisseurs qui admettent les données analogiques et les digitalise avec une grande échelle. Il transmet les données digitalisées par le bus HP-IB au calculateur.

VIII-2 Description externe

L'ensemble du panneau avant indique l'état du fonctionnement du convertisseur, contenant respectivement quatre canaux (gain et zéro), une LED TALKER et une LED indiquant la mise en marche du HP.

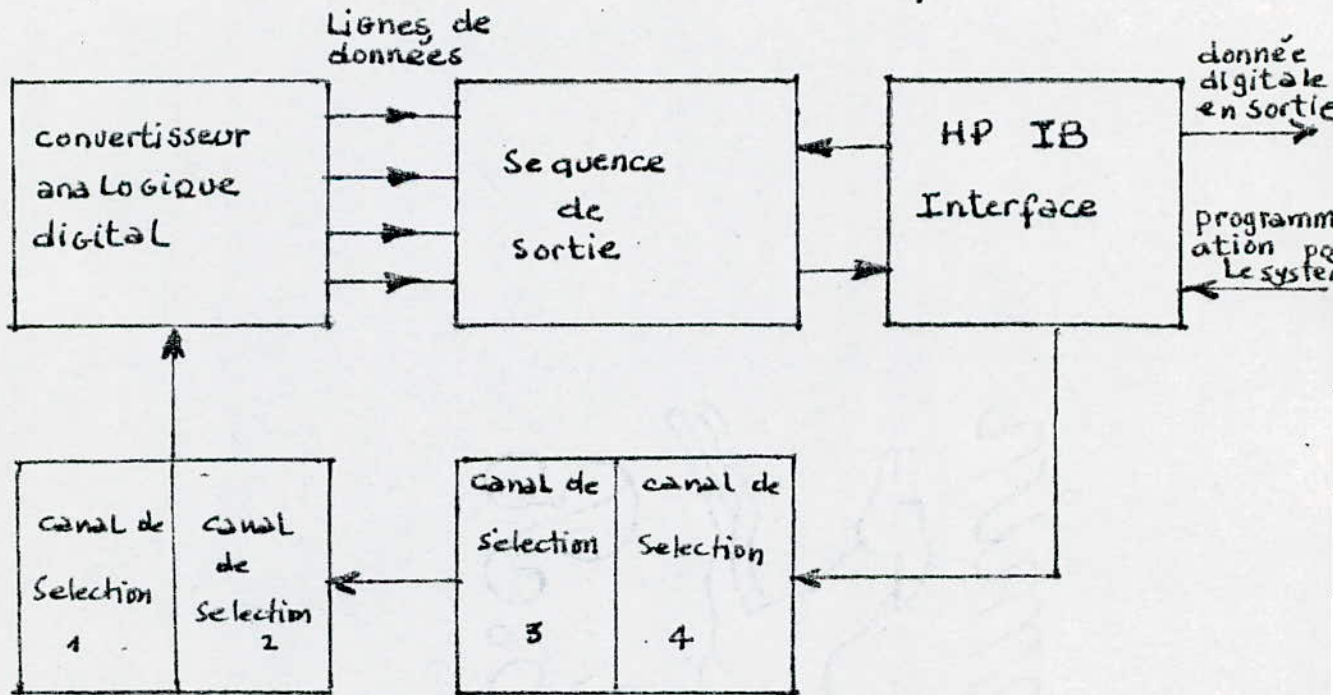
Les quatre canaux (gain et zéro) permettent indépendamment par le tournevis de mettre en ordre le gain du canal à $\pm 17\%$ et le zéro de $\pm 2\%$. L'ajustement de ces canaux est minutieuse par le tournevis, car celui-ci calibre les données vers le calculateur.

Le zéro règle la tension du signal analogique, le maximum de précision est obtenu au centre de la région zéro.

La LED TALKER indique que le HP 59713 A est en communication avec le calculateur et l'autre LED indiquant que le convertisseur est alimenté en puissance.

VIII-3 Description interne et fonctionnement

L'interface HP-IB permet par commande du calculateur de transmettre les données digitales à ce dernier, une fois que la conversion ait lieu par le convertisseur analogique digital, dont le signal analogique est converti en ligne de données digital, comme le montre le schéma synoptique suivant :



CHAPITRE IV

MODELISATION DES ERREURS PAR
GRAPHIE DE FLUENCE

I - Rappels

I - 1 Définitions

- un CHEMIN est une suite continue de branches.
- un CHEMIN DIRECT est un chemin connectant le noeud d'entrée au noeud sortie, pour lequel aucun noeud n'est rencontré plus d'une fois, et chaque branche étant parcourue dans son sens direct.
- le GAIN d'un chemin est le produit de tous les multiplicateurs des branches formant le chemin.
- une BOUCLE est un chemin direct qui trouve son origine et sa fin sur le même noeud, aucun noeud n'étant rencontré plus d'une fois.
- le GAIN d'une boucle est le produit de tous les multiplicateurs des branches formant la boucle.

I - 2 Règle de MASON

Soit T la fonction de transfert, ou gain entre deux noeuds

$$T = b_m/a_n \quad \text{Test complexe}$$

$$T = \frac{\sum_k T_k \Delta_k}{\Delta (V-1)}$$

Dans la Formule V - 1, k représente le nombre de chemins directs entre les deux noeuds considérés.

T_k : représente le gain ou la fonction de transfert du chemin d'ordre k, parcouru en sens direct, c'est-à-dire dans le sens indiqué par la flèche de chaque branche.

Δ : 1- (la somme de toutes les boucles du réseau) + (somme des produits des gains de boucles de toutes les combinaisons possibles de deux boucles sans contact) - (somme des produits des gains de boucles de toutes les combinaisons possibles de trois boucles sans contact), etc...

Δ_k : représente le déterminant des équations du graphe.

k : représente la valeur de Δ_k , dans laquelle on a exclu toutes boucles ou combinaisons de boucles touchant le chemin d'ordre k. (que ce soit par un noeud ou une branche).

Pour mieux comprendre les définitions citées ci-dessus, prenons un exemple simple.

- Mesure du coefficient de réflexion à l'entrée d'un quadripôle terminé par une charge Z_l (Voir Fig. IV-1).

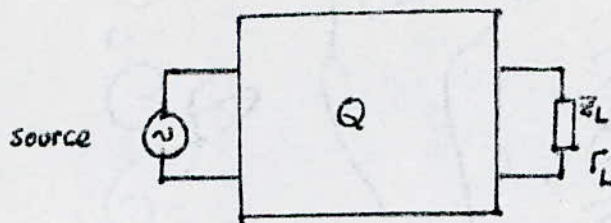


Fig. IV-1

La Fig. IV-1 peut être représentée par le graphe de fluence suivant (Voir Fig. IV-2).

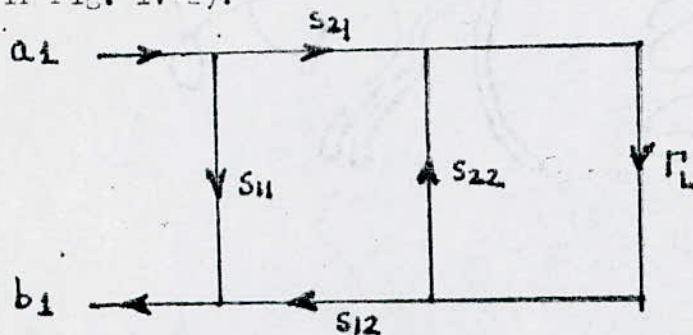


Fig. IV-2

En utilisant la règle de MASON vue précédemment, on détermine facilement le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle.

Deux chemins sont possibles :

- le premier chemin que peut parcourir l'énergie incidente a_1 est la branche qui a pour multiplicateur S_{11} .

- l'autre chemin possible est la branche qui a pour multiplicateur $S_{12} S_{21}$

- une seule boucle est possible, son multiplicateur est $1 - S_{22}$

alors le coefficient de réflexion mesuré est

$$S_{11m} = S_{11} + (S_{12} S_{21} \Gamma_L) / (1 - S_{22}) \quad \text{IV-2}$$

La relation IV-2 montre que le coefficient de réflexion à l'entrée dépend de la terminaison placée en bout de ligne (Z_L), donc la mesure de celui-ci nécessite une charge adaptée ($\Gamma_L = 0$)

II - Modélisation des erreurs

La mesure des coefficients de réflexion ou de transmission des dispositifs micro-ondes inconnus, nécessite des connecteurs et des câbles coaxiaux, ce qui entraîne des erreurs d'adaptation ou de désadaptation entre le système de mesure et le dispositif sous test. Par exemple, lors de la mesure du coefficient de réflexion d'un élément inconnu, ce dernier ne voit pas directement la source, donc le coefficient de réflexion mesuré n'est pas exactement celui du dispositif inconnu. Le quadripôle de la Fig. IV-3 est un modèle simple des erreurs engendrées par le système de mesure.

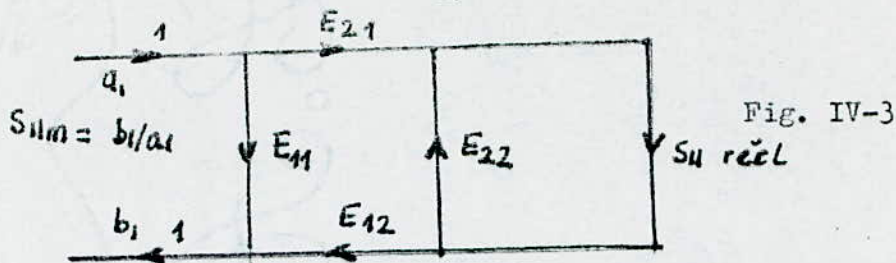


Fig. IV-3

L'utilisation de la règle de MASON donne :

$$S_{11m} = E_{11} + (E_{12} E_{21} S_{11a}) / (1 - E_{22} S_{11a}) \quad \text{IV-3}$$

où : E_{11} : représente l'erreur de directivité

$E_{12} E_{21}$: représente l'erreur de la réponse en fréquence, des câblages internes et des connecteurs

E_{22} : représente la réflexion due à la désadaptation de source.

La relation (IV-3) nous montre la différence entre la vraie valeur du coefficient de réflexion et la valeur mesurée. Ces erreurs seront plus détaillées dans le paragraphe qui suit.

III - Erreurs dues à l'imperfection du système de mesure

III - 1 Erreur de directivité

On symbolise cette erreur par E_{df} ou E_{dr} (erreur de directivité dans le sens direct ou inverse, selon que l'analyseur de réseau possède une ou deux portes).

Du fait qu'une partie du signal incident va se retrouver sur la voie affectée à la mesure du signal réfléchi, la première cause est à rechercher dans la directivité non infinie du coupleur directif ; mais ce serait compter sans autres fuites et surtout la réflexion du connecteur qui est inévitable. Une question se pose désormais : comment annuler cette erreur ?

Il existe en effet une méthode vectorielle, qui consiste à utiliser une charge coulissante qui permet d'adapter l'ensemble du système y compris les adaptateurs pour une fréquence unique. (Voir Fig. IV-4).

Physiquement, le réglage de la charge coulissante signifie la description d'un cercle dont le rayon représente le coefficient de réflexion de la charge coulissante, et le décalage entre le centre du cercle et celui de l'écran de visualisation donne la directivité.

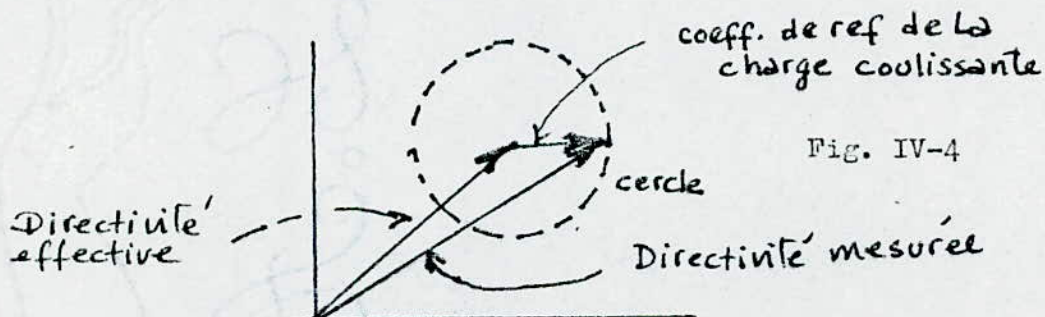


Fig. IV-4

III - 2 Erreur de désadaptation de la source

Ce type d'erreur est représenté par Esf ou Err selon que le système de mesure possède une ou deux portes. La source présente en effet un certain coefficient de réflexion, dans la mesure où son impédance n'est pas rigoureusement égale à l'impédance de référence ($Z_0 = 50$ ohms).

Ce type d'erreur peut être déterminé aisément en utilisant une calibration avec des éléments standards tel qu'une charge adaptée fixe ou coulissante, court-circuit, circuit ouvert.

III - 3 Erreur de la réponse en fréquence

Elle est symbolisée par Esf ou Esr. Les voies de référence et de test sont constituées de composants différents, responsables de variation de niveau en fonction de la fréquence. Cette erreur peut être aussi déterminée par calibration comme pour le cas de l'erreur de désadaptation de source.

Enfin, nous avons cité trois types d'erreurs (Edf, Esf, Erf), mais il en existe bien d'autres erreurs, parmi lesquelles on peut noter l'erreur due à la désadaptation de charge Elf, erreur de transmission Etf, et celle de rayonnement Exf.

Un tel modèle d'erreurs conduit à un graphe de fluence plus complet.

III - 4 Dépendance en fréquence des erreurs

- Les erreurs de directivité (Edf ou Edr) dépendent de la qualité de la charge de calibration qu'elle soit fixe ou coulissante, sont susceptibles de varier en fonction de la fréquence, et différentes d'un système de mesure à un autre ou entre deux calibrations de plus ou moins cinq dB.

- Les erreurs Esf ou Esr dépendent de la qualité du court-circuit et du circuit ouvert utilisés pendant la calibration. Elles sont susceptibles de changer avec la fréquence, et sont différentes d'un système de mesure à un autre ou bien d'une calibration à une autre.

- Les erreurs Erf ou Err sont aussi variables avec la fréquence de ± 2 dB et sont différentes entre deux calibrations. Ils dépendent de la qualité des éléments de calibrations (circuit ouvert et court-circuit), et sont normalisées par rapport à la fréquence centrale.

- Les erreurs Elf ou Elr varient avec la fréquence, et sont différentes entre deux calibrations de ± 5 dB et dépendent de la charge du système de mesure.

- Les erreurs Etf ou Etr varient de ± 5 dB avec la fréquence, et sont normalisées par rapport à la fréquence centrale. Ils dépendent de la qualité de transmission du câble et les câblages internes.

- Les erreurs Exf ou Exr sont susceptibles de changer avec la fréquence et sont différentes d'un système de mesure à un autre ou entre deux calibrations de ± 5 dB et peuvent être :

> à 65 dB à 6 GHz
 > à 60 dB à 12.4 GHz
 > à 50 dB à 18 GHz

une meilleure valeur est leur moyenne.

III - 5 Déterminations des erreurs Edf, Erf, Esf

Pour déterminer ces erreurs, considérons un système de contrôle à une porte. On a démontré précédemment que la valeur du coefficient de réflexion mesurée est différente de la valeur réelle.

$$S_{11m} = E_{11} + (E_{12} E_{21} S_{11a}) / (1 - E_{22} S_{11a}) \quad \text{IV-4}$$

où : E_{11} représente l'erreur de directivité, $E_{11} = E_{df}$

$E_{21} E_{12}$: représente l'erreur de la réponse en fréquence $E_{12} E_{21} = E_{rf}$

E_{22} : représente l'erreur de désadaptation de la source $E_{22} = E_{sf}$:

Donc la relation IV-4 devient :

$$S_{11m} = E_{df} + (E_{rf} S_{11a}) / (1 - E_{sf} S_{11a}) \quad \text{IV-5}$$

Cette nouvelle relation renferme trois inconnues. Pour les déterminer, on doit faire une calibration avec trois éléments connus de telle façon à trouver trois équations et de déduire les valeurs inconnues Edf, Erf, Esf.

- Calibration
1ère étape

Sachant que le coefficient de réflexion d'une charge adaptée est nul ($S_{11a} = 0$), remplaçant dans la relation IV.5 S_{11a} par 0, alors :

$$S_{11m}(0) = E_{df}$$

2ème étape

connectant maintenant un court-circuit : $S_{11a} = 1 \angle 180^\circ$, alors la relation IV.5 devient :

$$S_{11m}(-1) = E_{df} - E_{rf} / (1 - E_{sf}(-1))$$

3ème étape

connectant maintenant un circuit ouvert : $S_{11a} = -1 \angle 0^\circ$, alors la relation IV.5 devient :

$$S_{11m}(1) = E_{df} + E_{rf} / (1 - E_{sf})$$

Finalement, on a trois équations à trois inconnues. Les valeurs $S_{11m}(0)$, $S_{11m}(1)$, $S_{11m}(-1)$ sont mesurées par l'analyseur de réseau.

$$S_{11m}(0) = E_{df}$$

$$S_{11m}(-1) = S_{11m}(0) - E_{rf} / (1 + E_{sf})$$

$$S_{11m}(1) = S_{11m}(0) + E_{rf} / (1 - E_{sf})$$

$$S_m(0) - S_m(-1) = E_{rf} / (1 + E_{sf})$$

$$S_m(1) - S_m(0) = E_{rf} / (1 - E_{sf})$$

d'où : $(1 + E_{sf})(S_m(0) - S_m(-1)) = (1 - E_{sf})(S_m(1) - S_m(0))$

$$E_{sf}(S_m(1) - S_m(-1)) = S_m(1) + S_m(-1) - 2S_m(0)$$

alors :

$$E_{sf} = \frac{S_m(-1) + S_m(1) - 2S_m(0)}{S_m(1) - S_m(-1)}$$

$$E_{rf} = -2 \frac{(S_m(1) - S_m(0))(S_m(-1) - S_m(0))}{S_m(1) - S_m(-1)}$$

Donc les trois types d'erreurs sont déterminés grâce à la calibration en réflexion.

- Détermination de l'erreur de désadaptation de charge E_{lf} .

Ce terme représente un coefficient de réflexion, il est déterminé par connection de l'accès 2 à l'accès 1 de l'analyseur. Ceci entraîne donc : $S_{11} = S_{22} = 0$, $S_{12} = S_{21} = 1$. En utilisant le graphe de fluence de la Fig. IV-5 on trouve la relation

$$E_{LF} = (E_{lfm} - E_{df}) / (E_{rf} + E_{sf}(E_{lfm} - E_{df}))$$

E_{lfm} est la valeur mesurée.

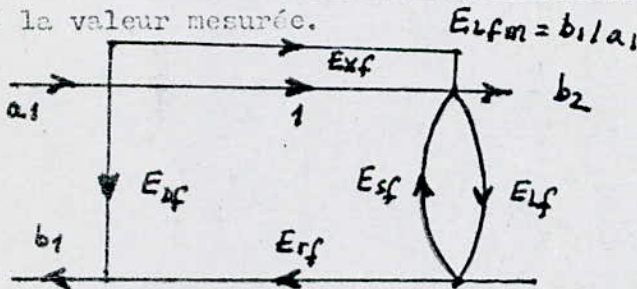


Fig. IV-5

- Détermination de E_{xf} (erreur due aux fuites)

Dans ce cas, les accès 1 et 2 sont déconnectés : $S_{12} = S_{21} = 0$ et on effectue une mesure en transmission, alors on mesure : $E_{xfm} = E_{xf}$.

- Mesure de l'erreur en transmission E_{tf}

Dans ce cas, on connecte à nouveau les accès 1 et 2, mais la mesure s'effectue cette fois en transmission. La règle de MASON donne :

$$E_{tfm} = E_{xf} + \frac{E_{tf}}{(1 - E_{xf} E_{lf})} \quad \text{d'où :}$$

$$E_{tf} = (E_{tfm} - E_{xf})(1 - E_{sf} E_{lf})$$

-IV - Détermination des paramètres de dispersion de l'élément inconnu (quadripôle)

Les six termes d'erreurs ont donc été évalués d'une part en ayant recours à trois charges de précision (éléments standards de calibration) et, d'autre part en réalisant trois "autocalibrations". Ces opérations préliminaires étant effectuées à chaque fréquence pour les douze termes d'erreurs (six dans le sens direct et six pour le sens inverse), alors on peut déterminer aisément les vraies paramètres de dispersion de l'élément inconnu à partir de ses quatre paramètres mesurés. L'expression de ces derniers s'obtient facilement en utilisant les graphes des Fig. IV-6 et IV-7 et en appliquant la Formule de MASON.

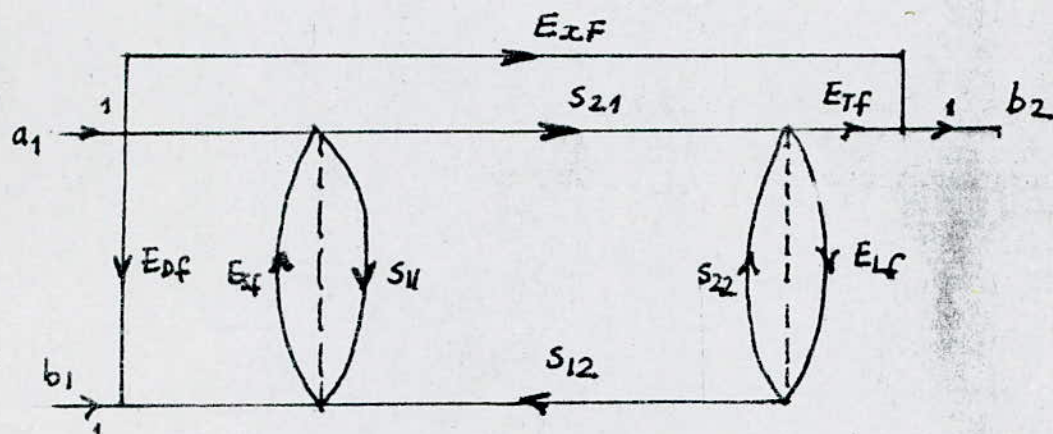


Fig-IV-6

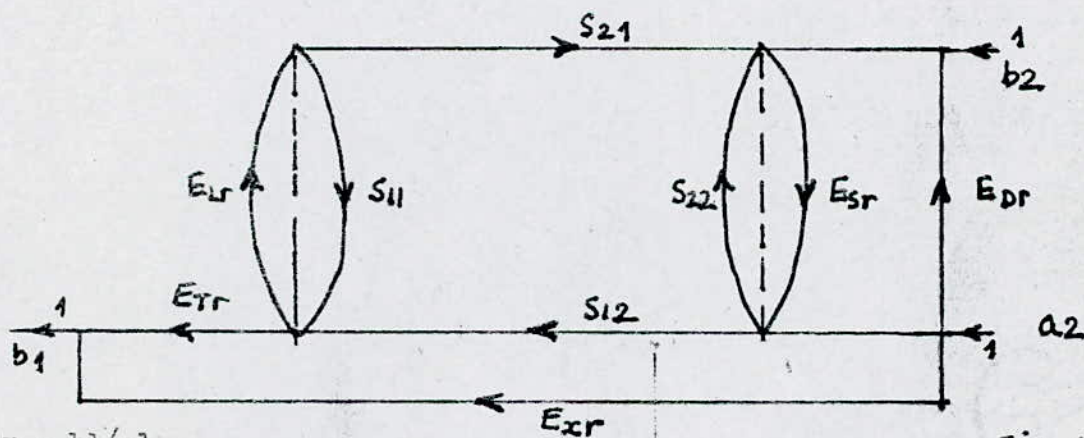


FIG IV.7

$$\begin{aligned}
 S_{11m} &= b_1/a_1 \\
 S_{21m} &= b_2/a_1 \\
 S_{12m} &= b_1/a_2 \\
 S_{22m} &= b_2/a_2
 \end{aligned}$$

Pour la mesure de S_{11m} , le graphe de fluence nous montre que l'onde a1 peut parcourir soit le chemin (1, Edf, 1) soit le second chemin (1, S_{11a} , Erf, 1) ou enfin le dernier chemin possible (1, S_{21a} , Elf, S_{12a} , Erf, 1).

La règle de MASON nous donne :

$$\Delta_f = 1 - (E_{sf} S_{11a} + S_{22a} E_{lf} + E_{sf} S_{21a} S_{12a} E_{lf}) + E_{sf} E_{lf} S_{11a} S_{22a}$$

soit $\Delta = S_{11a} S_{22a} - S_{12a} S_{21a}$ alors Δ_f s'écrit :

$$\Delta_f = 1 - E_{sf} S_{11a} - E_{lf} S_{11a} + \Delta E_{sf} E_{lf} \quad \text{d'où}$$

$$S_{11m} = E_{df} + E_{rf} (S_{11a} - E_{lf} \Delta) / \Delta_f$$

$$S_{21m} = E_{xf} + E_{tf} S_{21a} / \Delta_f$$

Pour la mesure de S_{22m} et S_{12m} , le graphe de fluence de la Fig. IV-6 et IV-7 nous donne :

$$\Delta_R = 1 - E_{sr} S_{22a} - E_{lr} S_{11a} + E_{sr} E_{lr} \Delta$$

donc :

$$S_{22m} = E_{dr} + E_{rr} (S_{22a} - E_{lr} \Delta) / \Delta_R$$

$$S_{12m} = E_{xr} + E_{tr} S_{12a} / \Delta_R$$

Chacun des vrais paramètres S de l'élément sous test (quadripôle) dépendra des douze termes d'erreurs et des quatre coefficients mesurés. Les systèmes de mesures récents (tel que l'analyseur HP8408B) sont gérés par un ordinateur qui prend en compte les calibrations introduites en début de mesure, restitue pratiquement en temps réel les paramètres vrais sélectionnés.

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

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

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

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

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

V-Temps de groupe

Le temps de groupe est défini comme étant la dérivée de la phase par rapport à la fréquence (voir fig IV-8)

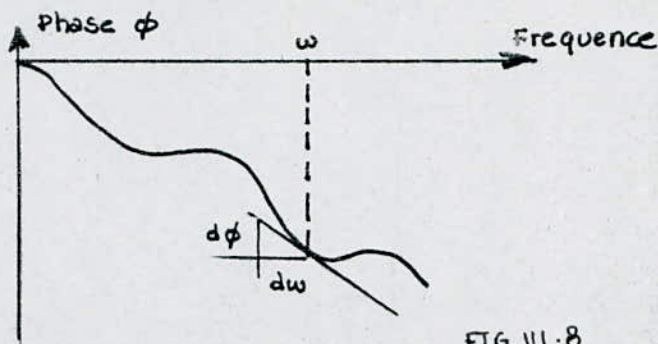


FIG VI-8

$$T_g = -d\phi/d\omega = -1/360 \cdot d\phi/df$$

La dérivée étant la pente instantanée ou la vitesse de variation de phase parfaitement linéaire aurait une pente constante et donc un temps de groupe constant.

La différenciation de ce dernier réduit la portion linéaire de la réponse en phase en une valeur constante et transforme les variations par rapport à une variation linéaire de phase, en variations par rapport à un temps de groupe constant qui nous permettent d'évaluer la distorsion.

Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour la mesure du temps de groupe, parmi lesquelles il existe un procédé qui implique la mesure de la phase, pour deux fréquences proches (voir fig V-9), puis le calcul de la pente

Puisque les mesures sont effectuées avec des fréquences fixes et qu'un calcul est nécessaire, cette technique ne donne pas de résultats en temps réel mais est largement utilisée dans les analyseurs de réseau automatique.

Suivant le type de source, l'utilisateur a presque un contrôle complet de fréquence Δf . Le fait de changer la fenêtre Δf (voir fig IV-10), le temps de n'est plus le même. Une diminution de Δf fait accroître la résolution en fréquence. Cependant les différences de phase éventuelles ne peuvent plus être obtenues et seul en résulte le bruit.

Un accroissement de Δf réduit la résolution demandée par le détecteur de phase et permet ainsi une meilleure résolution du temps de groupe.

La résolution en fréquence étant réduite alors les variations fines seront moyennées. Ces critères sont donc importants dans les mesures du temps de groupe. Pour toute comparaison des données du temps de groupe, il est nécessaire de connaître la fenêtre Δf utilisée lors des mesures faites.

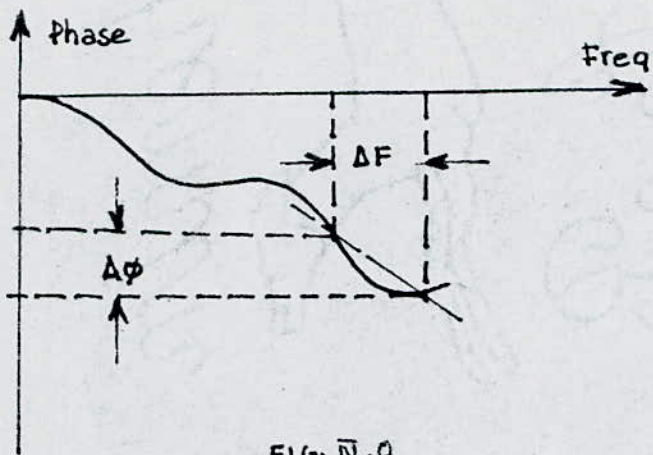


FIG. IV.9

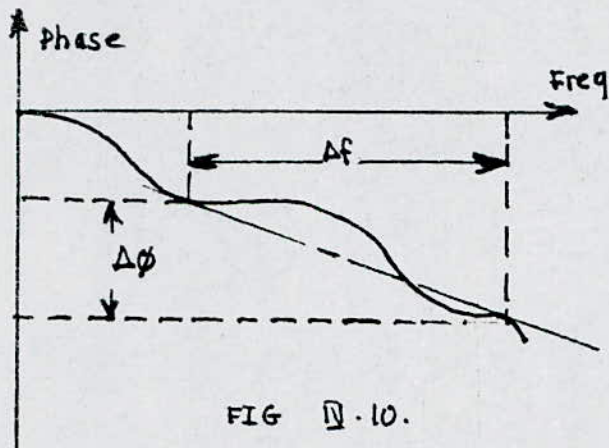


FIG IV.10.

CHAPITRE V

MESURES DES DISPOSITIFS PASSIFS

I - Introduction

Parmi les dispositifs passifs, ils existent ceux qui présentent un niveau de pertes faible et ceux qui sont à pertes élevées. La mesure des premiers peut se faire aisément avec l'analyseur de réseau HP 8408 B, mais les autres nécessitent un montage approprié.

II - Mesures des dispositifs à faibles pertes

Ces dispositifs sont en général des atténuateurs qui sont conçus en deux structures, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant.

II-1 Les atténuateurs

- Les atténuateurs peuvent être classés en deux catégories :

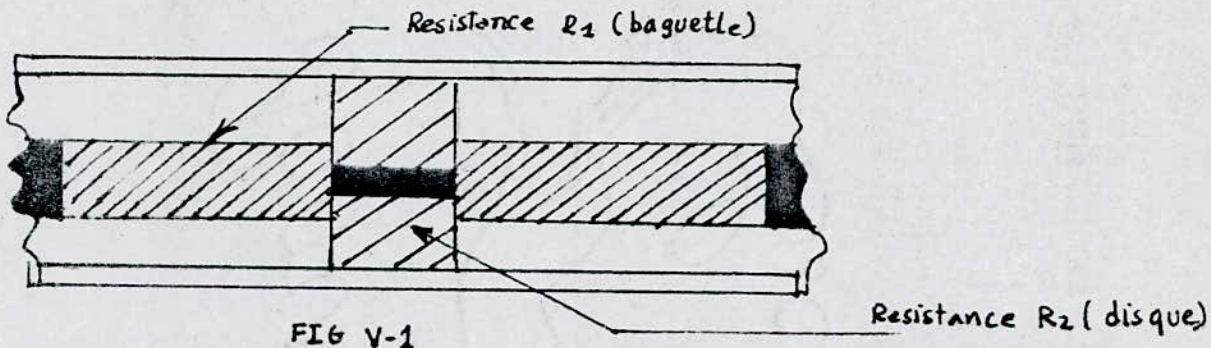
- Atténuateur à ligne de transmission coaxiale
- Atténuateur à ligne de transmission en guide d'onde.

Il existe encore un autre type d'atténuateur, ceux qui présentent une atténuation variable.

Les propriétés importantes des atténuateurs sont la bande de fréquence, précision d'atténuation, sa variation en fonction de la fréquence, les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie, le taux d'ondes stationnaires, les pertes par insertion. Ces propriétés présentent un grand intérêt en micro-onde.

II-2 Atténuateur à ligne de transmission coaxial

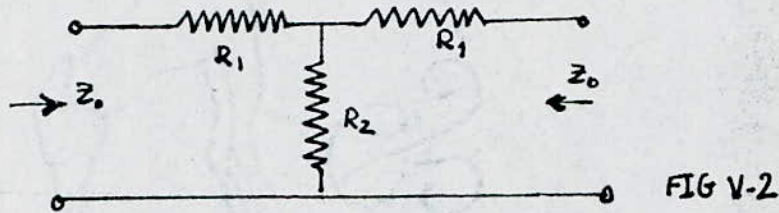
Ces atténuateurs sont à large bande multi-octave, et sont accomodés à usage très large. Dans la ligne de transmission coaxiale, la propagation est principalement électromagnétique (mode TEM), alors la solution est évidente de concevoir les éléments constituant l'atténuateur. Ce sont deux résistances R_1 et R_2 respectivement en baguette et disque comme le montre la Figure V-1.



On doit excessivement prévenir la valeur de la réactance qui cause la variation de l'atténuation aux deux portes.

Nous envisageons alors deux structures, l'une en "T" et l'autre en "TT".

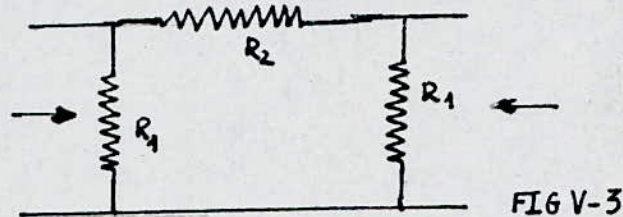
Soit le circuit de l'atténuateur en T (Fig. V-2)



Les valeurs des deux résistances R_1 et R_2 sont :

$$R_1 = Z_0 \frac{K - 1}{K + 1} \quad \text{et} \quad R_2 = Z_0 \frac{2K}{K^2 - 1}$$

Soit le circuit de l'atténuateur en "TT" (Fig. V-3)



Les valeurs des deux résistances R_1 et R_2 sont :

$$R_1 = Z_0 \frac{K + 1}{K - 1} \quad \text{et} \quad R_2 = \frac{K^2 - 1}{2K}$$

ou K est le coefficient de transmission de la ligne.

L'atténuation est en décibels, elle est donnée par l'expression suivante :

$$\text{atténuation (dB)} = 20 \text{ Log}_{10} K$$

Les atténuateurs à ligne de transmission coaxial dont la géométrie est en "T" et en "TT" sont très performants aux fréquences élevées, alors leur utilité aux très hautes fréquences est meilleure.

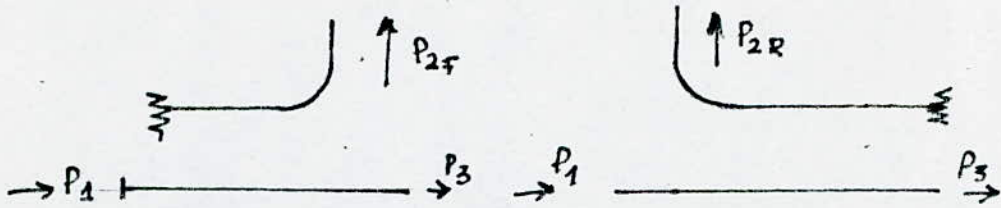
II-3 Atténuateur à ligne de transmission en guide d'onde

La bande de fréquence des lignes de transmission en guide d'onde est limitée à la moitié d'une octave. Les atténuateurs à base de guide d'onde couvrent une faible bande de fréquence qui est celle du guide d'onde.

II-4 Exemple d'atténuateur en guide d'onde

Soit le coupleur directif dont l'accès quatre est terminé par une charge adaptée (Voir Fig. V-4).

Soit le schéma : Fig V-4.



L'atténuation est caractérisée par le facteur de couplage ou le facteur de directivité, du coupleur directif.

$$\text{facteur de couplage (dB)} = 10 \text{ Log}_{10} \frac{P_1}{P_2 F}$$

$$\text{facteur de directivité (dB)} = 10 \text{ Log} \frac{P_{2F}}{P_{2R}}$$

Généralement, ces atténuateurs ne sont pas pratiques car ils couvrent une bande de fréquence étroite ; néanmoins, ils peuvent être utilisés pour des fréquences fixes ou à variation faible.

III - Mesure de dispositifs à pertes élevées

De telles mesures nécessitent une source délivrant un maximum de puissance, un amplificateur dans la voie test et un coupleur externe qui permet de faire les mesures en réflexion (Voir Fig. V-5).

Cet exemple nous montre la mesure d'un élément qui présente 100 dB de pertes. La puissance délivrée par la source RF (10 dBm) est amplifiée à 40 dBm. Cette dernière puissance est atténuée à 30 dBm par un atténuateur 10 dB et sera appliquée à l'élément sous test alors à la sortie de ce dernier on recueille un niveau comparable après une atténuation éventuelle à - 80 dBm qui sera admise sur la voie test et par conséquent la mesure en transmission se trouve aisée.

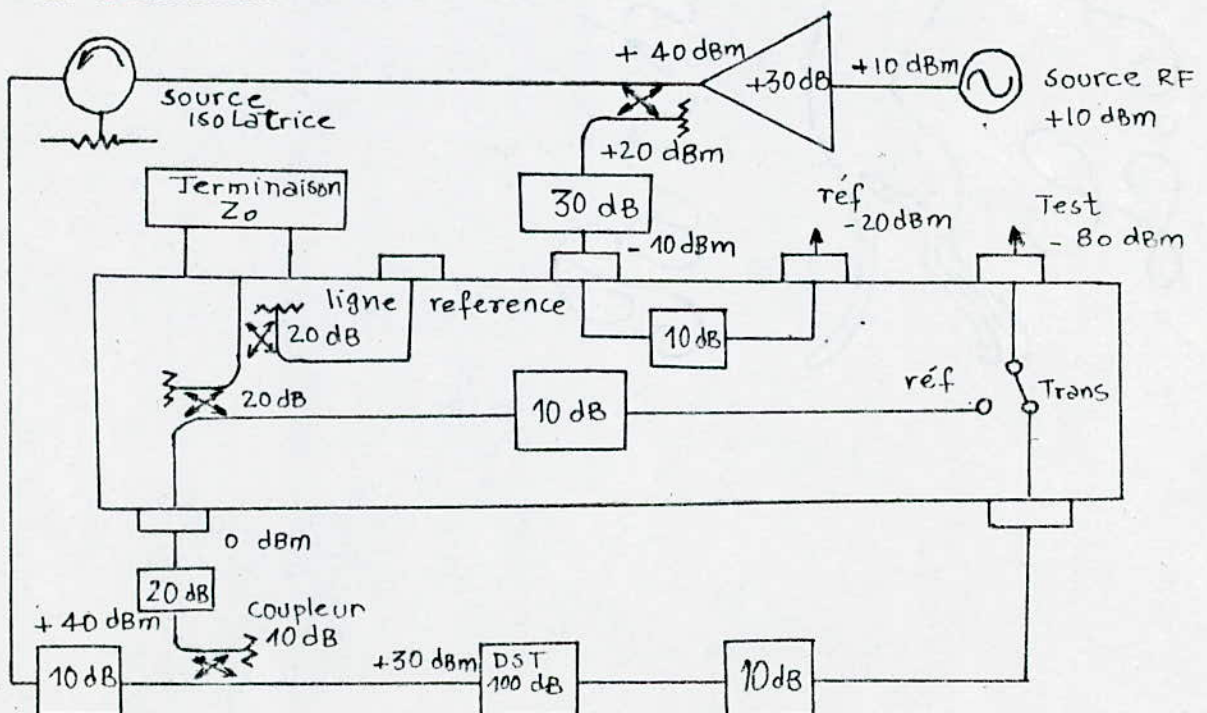


FIG. V.5

CHAPITRE VI

MESURE DES AMPLIFICATEURS

I - Introduction

Lors de la mesure des dispositifs ayant des gains tel que les ~~AMPLIFICATEURS~~ amplificateurs, il serait nécessaire de tenir compte du niveau de puissance de la source. En effet, le niveau de la source RF peut varier de - 5 dBm à + 12 dBm, de plus les niveaux de puissance de la voie référence et de la voie test sont respectivement - 18 dBm à - 35 dBm et - 10 dBm à - 75 dBm. Cependant, l'utilisation éventuelle d'atténuateur approprié s'avère nécessaire.

Parmi les amplificateurs, on distingue ceux qui présentent un gain faible et travaillant dans le domaine des faibles signaux (transistors), ainsi que ceux qui présentent un gain élevé et enfin les amplificateurs de puissance.

II - Mesures des amplificateurs

II-1 Amplificateurs à faible gain (transistor)

La mesure des éléments inaccessibles nécessite des supports généralement constitués de lignes microrubans et parfois des lignes coaxiales.

Les analyseurs de réseaux possèdent des accès (port de test) en structure coaxiale type APC 7. Il sera donc nécessaire de concevoir des supports adaptés à ce genre de connexion ; par conséquent, il faut minimiser les réflexions dues aux transitions coaxiales-microrubans et microruban-élément sous test. Alors, il faut que le plan de masse soit continu et les dimensions du support soient faibles pour annuler la propagation du mode parasite.

La hauteur du couvercle du support doit être comparable à celle du couvercle du dispositif que l'on projette de mesurer car les lignes microrubans rayonnent et cette hauteur conditionne la valeur du paramètre d'isolation. Des Tés de polarisation peuvent être réalisés sur le support de test, mais il serait préférable d'alimenter le transistor par un système de polarisation incluant dans l'analyseur de réseau. En calibrant ce dernier tiendra compte des erreurs de ces tés de polarisation.

La calibration comme nous l'avons déjà vu, permet de trouver douze termes d'erreurs. Enfin, on mesure les paramètres S, non pas du transistor seul mais de l'ensemble, c'est-à-dire tés, support et élément inaccessible (transistor). Néanmoins, une technique permet de déterminer les paramètres S du transistor seul, cette technique est appelée "Technique d'épluchage" qui serait illustrée dans ce qui suit :

II-1-1 Technique d'épluchage

II-1-2 Illustration (FIG VI-1)

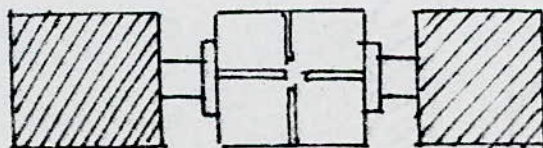


FIG VI-1

On a deux transitions : 1- coaxial - u-ruban
2- u ruban - composant

Alors soient S_{ci} et S_{co} , les matrices S de l'entrée et sortie de la première transition et S_{Mi} et S_{Mo} celles de l'entrée et sortie de la ligne u - ruban d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$.

Pour faciliter le problème, on travaille avec les matrices chaînes, soit : $R_i = R_{ci} R_{Mi}$ matrice chaîne correspondante à la transition 1 et 2.
 $R_o = R_{co} R_{Mo}$

soit : R_G la matrice chaîne de l'ensemble transitions plus élément à mesurer de matrice chaîne R_T , alors il vient :

$$R_G = R_i R_T R_o$$

$$R_i^{-1} R_G = R_T R_o \quad R_T = R_i^{-1} R_G R_o^{-1} \quad \text{VI-1}$$

II-1-3 Caractérisation de la ligne microruban et de la transition

La technique utilisée est celle de G. DESCHAMPS.

- Un quadripôle inconnu est caractérisé par des mesures successives du coefficient de réflexion à l'entrée lorsque une charge ayant un TOS constant et une phase du coefficient de réflexion variable (exp C-C variable) est fixée à la sortie.

Ainsi, pour un quadripôle réciproque $S_{12} = S_{21}$ fermés sur une charge dont le coefficient de réflexion est Γ_L , on mesure un coefficient de réflexion en entrée égal à :

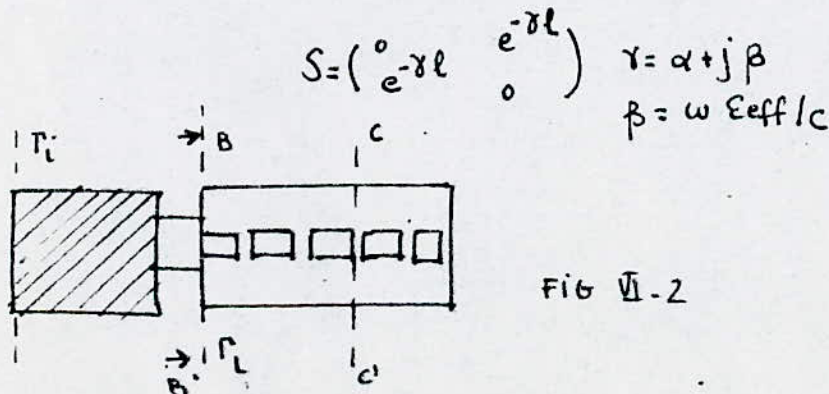
$$\Gamma_i = \frac{b_i}{a_i} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad \text{VI-2}$$

II-1-4 Caractérisation de la ligne de transmission

La charge variable en phase est un circuit ouvert dans ce cas. Sa longueur est variable, elle est constituée de sections de lignes de 2 mm de long séparées par des intervalles de 1 mm.

L'ensemble est gravé sur un substrat approprié (allumine de 0,635 mm d'épaisseur).

-La matrice S de la ligne adaptée de longueur l est :



On mesure d'abord un coefficient de réflexion Γ_0 en reliant toutes les sections par une ligne conductrice. Par suite, on retire cette ligne conductrice en trois étapes de manière à décroître à chaque fois la longueur totale d'un pas constant d et on mesure les nouveaux coefficients de réflexion $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$ et par conséquent on déterminera la constante de propagation γ . Pour cela, soit la méthode suivante, puisque en bout de ligne on a un circuit ouvert (plan CC'), ramenons l'impédance réduite de ce plan BB' on mesure alors le coefficient de réflexion Γ_0 .

$$\Gamma_0 = \frac{z-1}{z+1} \quad z = \frac{1}{j\gamma z l} \quad \text{alors:}$$

$$\Gamma_0 = \frac{\frac{1}{j\gamma z l} - 1}{\frac{1}{j\gamma z l} + 1} = \frac{\frac{1}{\text{th}\gamma l} - 1}{\frac{1}{\text{th}\gamma l} + 1} = \frac{\text{th}\gamma l - 1}{\text{th}\gamma l + 1} = \frac{\frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}} - 1}{\frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}} + 1}$$

d'où: $\boxed{\Gamma_0 = -e^{-2\gamma l}}$ VI-3

Déplaçant le circuit ouvert d'un pas d constant et mesurons à nouveau le coefficient de réflexion au plan BB' en procédant de la même manière, on trouve :

$$\boxed{\Gamma_1 = -e^{-2\gamma(l-d)}} \quad \text{VI-4.}$$

Il en est de même si on déplace le C-O de $2d$ et $3d$.

$$\boxed{\Gamma_2 = -e^{-2\gamma(l-2d)}} \quad \text{VI-5}$$

$$\boxed{\Gamma_3 = -e^{-2\gamma(l-3d)}} \quad \text{VI-6}$$

de VI-3 et VI-5, on tire

$$\Gamma_0 - \Gamma_2 = e^{-2\gamma l} (e^{4\gamma d} - 1) \quad \text{VI-7}$$

de VI-4 et VI-6, on tire

$$\Gamma_1 - \Gamma_3 = e^{-2\gamma l} e^{2\gamma d} (e^{4\gamma d} - 1) \quad \text{VI-8}$$

VI-7 et VI-8 donnent

$$(\Gamma_0 - \Gamma_2)(\Gamma_1 - \Gamma_3) = e^{-4\gamma l} e^{2\gamma d} (e^{4\gamma d} - 1)^2 \quad \text{VI-9.}$$

soit :

$$(\Gamma_0 - \Gamma_1)(\Gamma_2 - \Gamma_3) = e^{-4\gamma l} e^{4\gamma d} (e^{2\gamma d} - 1)^2 \quad \text{VI-10}$$

Les relations VI-9 et VI-10 donnent

$$\frac{(\Gamma_0 - \Gamma_2)(\Gamma_1 - \Gamma_3)}{(\Gamma_0 - \Gamma_1)(\Gamma_2 - \Gamma_3)} = \frac{e^{-4\gamma l} e^{2\gamma d} (e^{2\gamma d} + 1)^2 (e^{2\gamma d} - 1)^2}{e^{-4\gamma l} e^{4\gamma d} (e^{2\gamma d} - 1)^2} = 4(\text{ch}\gamma d)^2$$

donc :

$$\boxed{(ch \gamma d)^2 = \frac{(\Gamma_0 - \Gamma_2)(\Gamma_1 - \Gamma_3)}{4(\Gamma_0 - \Gamma_1)(\Gamma_2 - \Gamma_3)}} \quad \text{VI.11}$$

d'où la relation qui lie la constante de propagation γ de la ligne microruban et les coefficients de réflexions mesurés.

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

α = Attenuation

$\beta = \omega/c \cdot \epsilon_{\text{eff}}$.

avec

$$\omega = 2\pi f.$$

La relation nous permet de déterminer les valeurs de α et β

soit $4(ch \gamma d)^2 = \frac{R + jX}{R' + jX'}$

avec :

$$\begin{aligned} R &= \Gamma_0 \Gamma_1 \cos(\theta_0 + \theta_1) - \Gamma_0 \Gamma_3 \cos(\theta_0 + \theta_3) - \Gamma_1 \Gamma_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) + \Gamma_2 \Gamma_3 \cos(\theta_2 + \theta_3) \\ X &= \Gamma_0 \Gamma_1 \sin(\theta_0 + \theta_1) - \Gamma_0 \Gamma_3 \sin(\theta_0 + \theta_3) - \Gamma_1 \Gamma_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) + \Gamma_2 \Gamma_3 \sin(\theta_2 + \theta_3) \\ R1 &= \Gamma_0 \Gamma_2 \cos(\theta_0 + \theta_2) - \Gamma_1 \Gamma_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) - \Gamma_0 \Gamma_3 \cos(\theta_0 + \theta_3) + \Gamma_1 \Gamma_3 \cos(\theta_1 + \theta_3) \\ X1 &= \Gamma_0 \Gamma_2 \sin(\theta_0 + \theta_2) - \Gamma_1 \Gamma_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) - \Gamma_0 \Gamma_3 \sin(\theta_0 + \theta_3) + \Gamma_1 \Gamma_3 \sin(\theta_1 + \theta_3) \end{aligned}$$

d'après la relation, ^{VI.11} on obtient :

$$ch 2\alpha d \cos 2\beta d = a \quad \text{VI.12}$$

$$sh 2\alpha d \sin 2\beta d = b \quad \text{VI.13}$$

avec : $a = \frac{(RR1 + XX1)}{2(R1^2 + X1^2)} - 1$

$$b = \frac{R1X - RK1}{2(R1^2 + X1^2)}$$

$$c = a^2 + b^2 + 2$$

La solution du système formé par les équations VI-12 et VI-13 est :

$$\alpha = \frac{1}{2d} \ln \left(\frac{a}{\cos 2\beta d} + \sqrt{\frac{a^2}{\cos^2 2\beta d} - 1} \right) \quad \text{VI.14}$$

$$\beta = \frac{1}{2d} \arccos \sqrt{\frac{c + \sqrt{c^2 - 4a^2}}{2}} \quad \text{VI.15}$$

avec $C = a^2 + b^2 + 2$.

Un programme simple a été mis au point pour déterminer aisément les paramètres α et β pour chaque fréquence (Voir Logiciel I).

Remarque : Une méthode plus générale peut être utilisée, elle est simulée aussi par un autre programme (Voir Logiciel II) et permet de donner directement les paramètres de dispersion du quadripôle inconnu

(amplitude en dB et phase en deg). Cette méthode est basée sur une résolution matricielle (Matrice chaîne).

II-1-5 Mesure d'un transistor monté sur support idéal

- Hypothèses :

Le support utilisé dans cette technique ne présente ni pertes ni réflexions, de plus la phase varie linéairement avec la fréquence.

- Procède :

en plaçant un court-circuit au plan de mesure, on calcule facilement la longueur équivalente du premier tronçon de ligne qui lie l'entrée du support au transistor et ceci en utilisant le logiciel qui permet de calculer la longueur parcourue par le signal réfléchi (Voir Fig. VI-3). Cette dernière est le double de celle liant l'entrée du support et l'élément sous test.

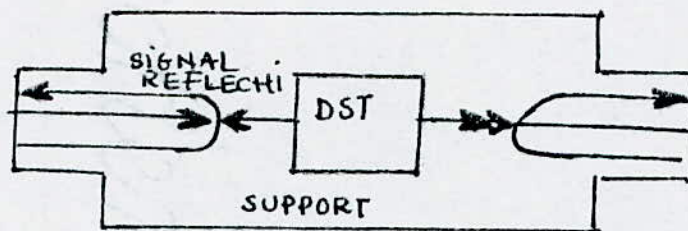


Fig. VI-3

- Dans le logiciel, on utilise la relation suivante :

$$L(\text{cm}) = \frac{\Delta\phi}{\Delta f \cdot 0,00420085}$$

En effet, connaissant cette longueur, on peut déplacer le plan de référence **jusqu'à** l'entrée du transistor, ainsi les paramètres de dispersion du transistor seul ne seront point erronés.

Notons enfin que des connecteurs appropriés sont utilisés lors de ces mesures, de plus le constructeur doit fournir des supports qui répondent aux critères exigés, à savoir : absence de pertes et de réflexions et que la phase doit varier linéairement avec la fréquence.

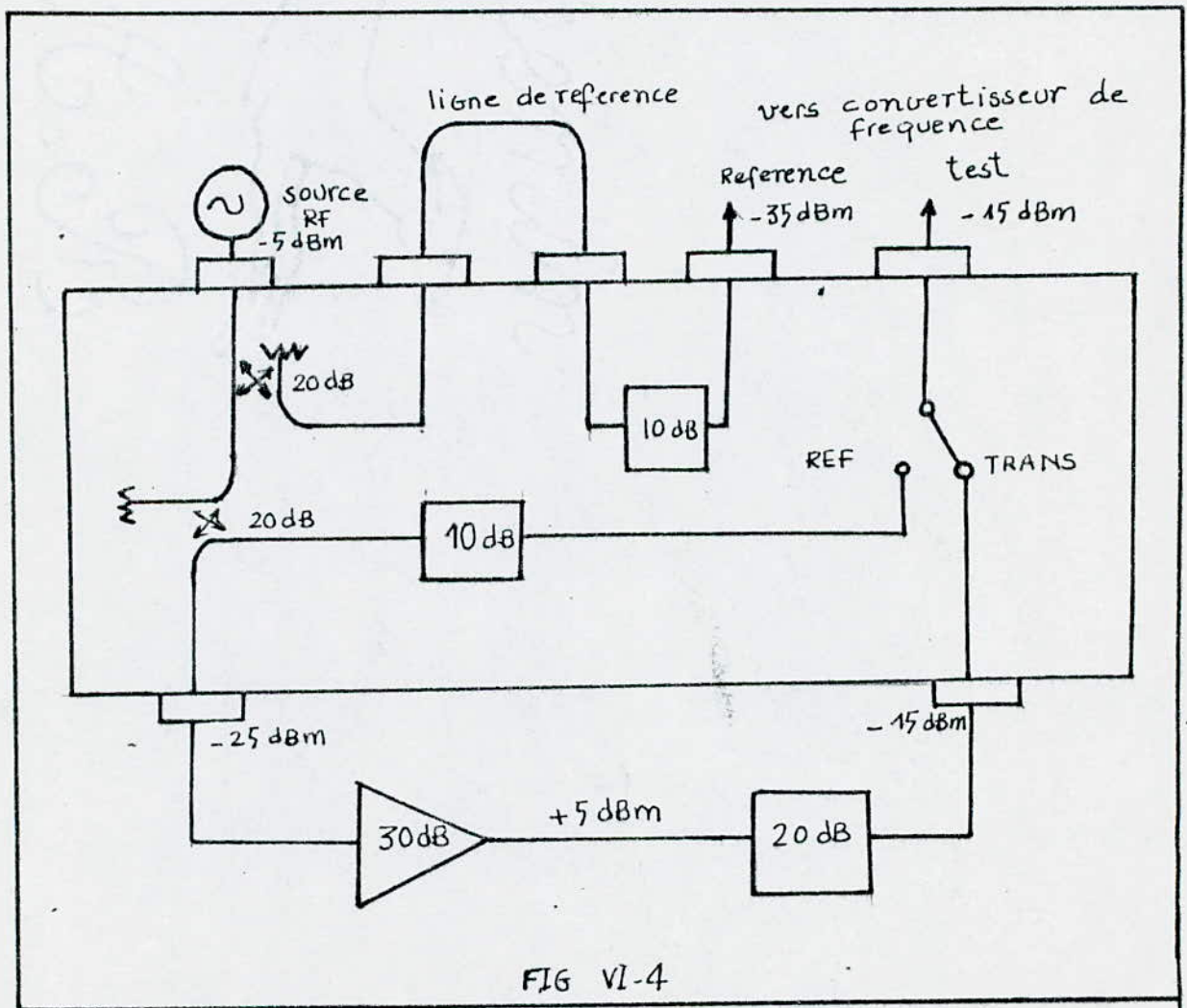
Dans le paragraphe qui suit, la même technique doit être utilisée pour la mesure des amplificateurs à gain élevé pour des signaux bas ou élevés.

II-2 Mesure d'amplificateur à faible gain pour des signaux faibles

La Fig. VI-4 nous montre un exemple de mesure d'un amplificateur 30 dB. Le niveau de puissance qui attaque l'amplificateur étant de - 25 dBm, l'emplacement d'un atténuateur 20 dB est nécessaire et ceci pour ne pas saturer la voie test, car cette dernière admet au maximum un niveau comparable à - 10 dBm. La puissance dans la voie test est de - 15 dBm, donc la mesure en transmission peut se faire sans autant saturer la voie test.

III - Mesure d'amplificateurs de puissance

L'amplificateur mesuré dans cet exemple (Voir Fig. VI-5) présente un gain élevé de 50 dB. Bien que l'utilisation d'un atténuateur 40 dB permette d'avoir un niveau de puissance 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 qui serait insupportable et risque de détériorer l'amplificateur. Pour y remédier, un montage plus performant (Voir Fig. VI-6) permet de mesurer un tel amplificateur, en utilisant une source isolatrice, un atténuateur variable et enfin un coupleur directif externe au système.



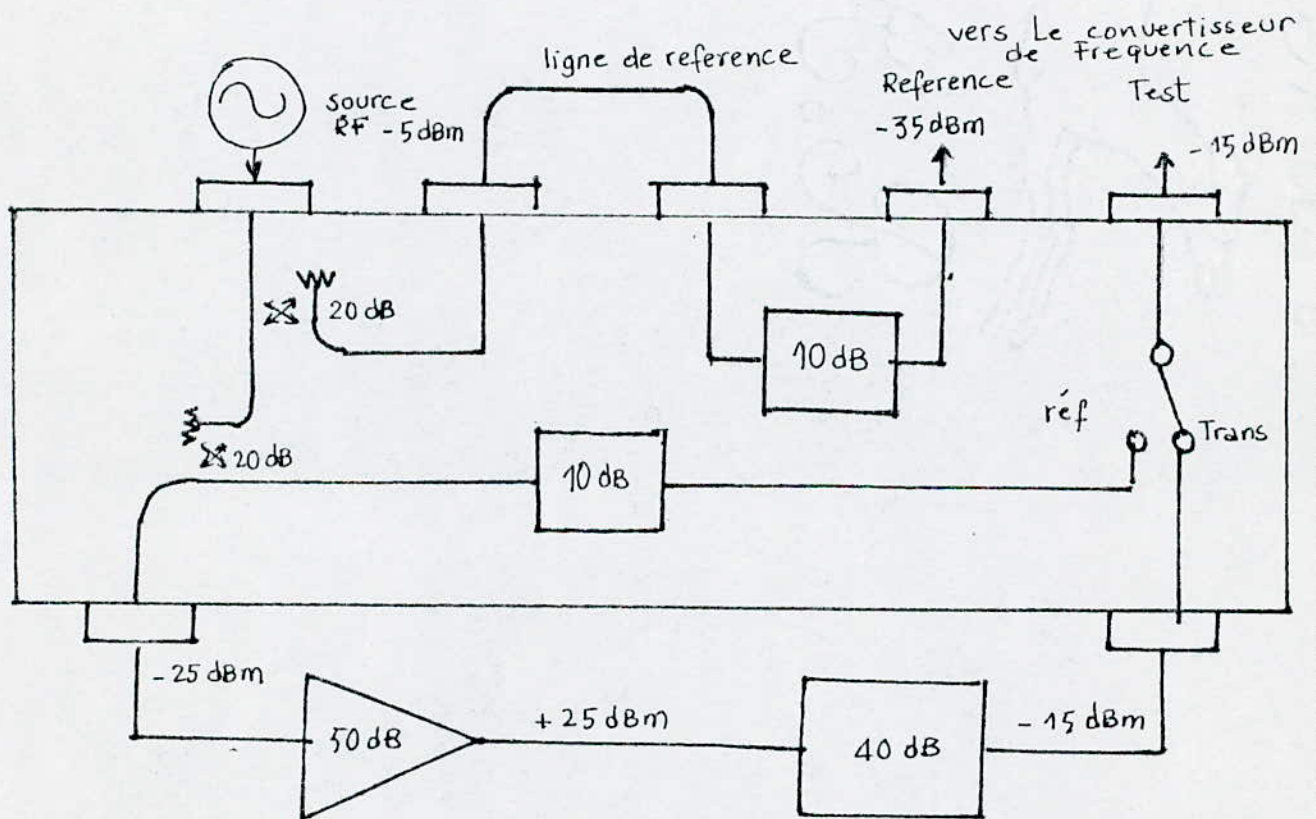


FIG VI-5

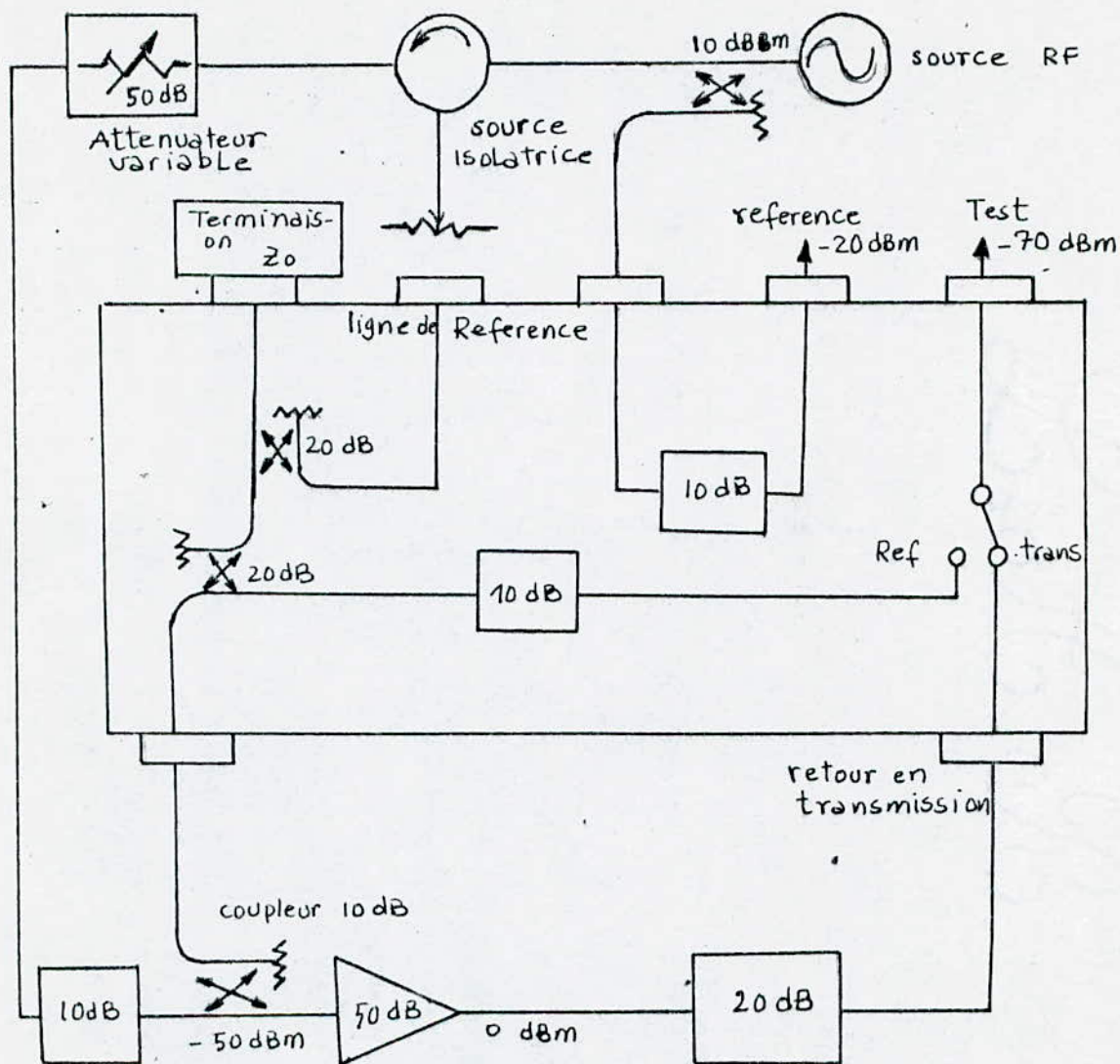


FIG VI-6

***** P A R T I E I I *****

CHAPITRE I

UTILISATION DES LOGICIELS

I - Introduction

L'analyseur de réseau HP 8408 B est conçu pour travailler soit en mode local soit contrôlé par un calculateur qui gère toutes les mesures effectuées par le manipulateur. Ce dernier mode est appelé mode REMOTE.

La liaison entre le calculateur et l'analyseur de réseau est assurée par le bus HP IB (Interface Bus).

Dans notre cas, le calculateur utilisé est le HP 9836. Plusieurs autres calculateurs peuvent être adaptés à l'analyseur de réseau HP 8408 B.

Le calculateur HP 9836 peut être connecté à 15 périphériques au maximum grâce au bus HP IB. La reconnaissance du périphérique est déterminée par l'adresse ou le code attribué à ce dernier. Cependant, les organes essentiels de l'analyseur de réseau doivent être adressés en conséquence.

Ces organes sont l'oscillateur de balayage (HP 8350 B), le convertisseur analogique numérique (HP 59313A) et l'atténuateur switch driver (HP 11713A). Deux bus HP IB peuvent être utilisés (bus 7 ou 8). Enfin, deux logiciels de mesures sont utilisés, l'un en langage basic et l'autre en langage HPL. La structure de ces deux logiciels sera détaillée dans ce qui suit :

II - Utilisation du langage BASIC

II-1 Initialisation des organes de l'analyseur de réseau

Les adresses attribuées à l'oscillateur de balayage, au convertisseur analogique numérique, et à l'atténuateur switch driver sont illustrées par le tableau I-1.

organe programmable	Adresse
oscillateur de balayage HP 8350 B	819 / 719
Atténuateur Switch driver 11713 A	816 / 716
convertisseur A/N HP 59313 A	810 / 710

II-1-1 Commande de l'oscillateur de balayage HP 8350 B

Le contrôle de l'oscillateur de balayage se fait en deux modes :

- mode écouteur (Listen) : dans ce mode, le 8350 B écoute les commandes du calculateur (par exemple le manipulateur choisit une gamme de fréquence).

- mode Talker : dans ce mode, le 8350 B informe le calculateur de son état présent par une valeur numérique ou une chaîne de caractères.

Avant de programmer l'oscillateur pour différents balayages, la position "REMOTE" doit être validée. Si le bouton "LCL" est sélectionné, l'oscillateur

revient de la position "REMOTE" et ne sera pas commandé. La commande "LOCAL LOCKOUT" permet d'inhiber la clé local (LCK) et le 8350 B sera contrôlé.

Programme 1

```

1Ø    REMOTE 719
2Ø    DISP "REMOTE"
3Ø    PAUSE
4Ø    REMOTE 719
5Ø    LOCAL LOCKOUT
6Ø    DISP "LOCAL LOCKOUT"
7Ø    PAUSE
8Ø    LOCAL 719
9Ø    DISP "LOCAL"
10Ø   PAUSE
11Ø   OUTPUT 719 ; "IP"
12Ø   END.

```

Pour vérifier le programme 1, appuyer sur la touche "INSTR PRESET" et exécuter le programme et vérifier que le 8350 B est en mode remote et que tous les autres boutons sont inhibés excepté le bouton "LCL" alors le 8350 B est en mode local et tout changement de fréquence est maintenant possible.

D'autres programmes sont nécessaires pour mettre en oeuvre le 8350 B parmi lesquels notons que le manipulateur peut choisir une gamme de fréquence de travail en utilisant le Programme 2.

```

1Ø    OUTPUT 719 ; IPMDIF 1Ø
2Ø    INPUT "START FREQ (GHZ) = ?" ; A
3Ø    INPUT "STOP FREQ (GHZ) = ?" ; B
4Ø    INPUT "STEP SIZE (GHZ) = ?" ; C
5Ø    D = (B - A) / C
6Ø    OUTPUT 719 ; "CWSS" ; C ; "GZ"
7Ø    OUTPUT 719 ; "CW" ; A ; GZ
8Ø    FOR I = 1 TO D
9Ø    OUTPUT 719 ; "UP"
10Ø   WAIT 20
11Ø   NEXT I
12Ø   GOTO 7Ø

```

Ligne 10 : permet de mettre l'oscillateur de balayage en mode diagnostic, valide la modulation par un signal rectangulaire, et inhibe le filtre.

Ligne 20 : le calculateur affiche "START FREQ en (GHZ) = " alors on fait entrer la fréquence initiale voulue.

Lignes 30 et 40 : le calculateur affiche la fréquence finale et le pas de fréquence, alors on fait entrer les valeurs de ces paramètres en conséquence.

Ligne 50 : détermine le nombre de fréquences à balayer.

Ligne 60 : valider le bouton "STEP SIZE".

Ligne 70 : mettre le bouton CW à la fréquence initiale.

Ligne 80 : itérations du bouton CW pour "D" temps.

Ligne 90 : valider le bouton d'incrémentation.

Ligne 100 : attendre 20 millisecondes.

Ligne 110 : continuer le nombre d'itération en rebouclant grâce à la ligne 110 GOTO à la ligne 70.

Enfin, les autres organes de l'analyseur de réseau en l'occurrence le convertisseur switch driver doivent être mis en oeuvre grâce à des programmes similaires à ceux de l'oscillateur de balayage 8350 B.

III - Programmes

Quatre programmes sont disponibles pour gérer l'analyseur de réseau HP 8408 B par le calculateur HP 5836, ce sont :

- AUTOSTART
- CAL (CALIBRATION)
- MEAS (MESURES)
- TEST.

Le programme autostart (AUTOST) est le programme main, c'est-à-dire tous les autres seront chargés et exécutés à partir de lui.

III-1 Programme calibration (CAL)

III-1-1 Organigramme

(Voir Fig. I-a)

III-1-2 Commentaires sur le programme (CAL)

Pour calibrer en réflexion, plusieurs types de connecteurs peuvent être utilisés :

Connecteur type : APC 7
 " " : N
 " " : SMA
 " " : APC - 3 - 5

Autres connecteurs par exemple guide d'ondes.

D'après l'organigramme de la Fig. on peut calibrer soit en réflexion, en transmission soit en réflexion et transmission à la fois.

Par la suite, il faut choisir le type de charge pour la calibration en réflexion. Deux charges sont possibles :

- charge fixe
- charge coulissante.

Si on choisit la charge coulissante, alors il faut déplacer le curseur six fois c'est-à-dire compter la directivité pour chaque fréquence six fois et en faire le moyenne.

L'autre étape indiquée par l'organigramme est celle de la connection respective du court-circuit et circuit ouvert.

La calibration en ~~réflexion~~ ^{TRANSMISSION} consiste à utiliser le câble.

La dernière étape de l'organigramme est soit le chargement du programme mesure soit refaire la calibration.

III-2 Programme MEAS / Mesure

III-2-1 Organigramme

(Voir Fig. I-b)

III-2-2 Commentaires

La première étape de cet organigramme consiste à donner un nom pour l'élément sous-test, choisir le type de mesure :

- réflexion
- transmission et réflexion

Dans la seconde étape, il faut connecter le câble puis l'élément à tester.

Après les mesures effectuées par l'analyseur de réseau, il faut sélectionner la fonction désirée. Cette dernière consiste, soit à tracer l'amplitude ou la phase sur imprimante, table traçante soit les visualiser sur l'écran.

On peut également visualiser ou tirer les résultats respectivement sur écran, table traçante ou imprimante.

Une autre possibilité de le programmer est de refaire les mesures soit pour le même élément ou pour autres éléments, pour cela on doit recharger le programme calibration vu précédemment.

Toutes ces possibilités constituent le premier menu.

Un second menu nous offre l'avantage de sauvegarder les résultats sur un fichier ou les rappeler d'un fichier. On peut également utiliser ce menu pour ajuster le plan de référence, en ajoutant des longueurs en transmission et en réflexion, ou changer le temps de groupe en agissant sur le pas de fréquence.

La dernière étape de ce second menu consiste soit à revenir au premier menu soit à charger le programme test, qui assure le diagnostic de l'analyseur de réseau.

III-3 Programme test

III-3-1 Organigramme

(Voir Fig. I-c)

III-3-2 Commentaires

Ce programme nous permet de tirer les différentes erreurs ainsi que la vérification des organes constituant l'analyseur de réseau, à savoir : convertisseur analogique numérique, atténuateurs, test set et le système de visualisation.

Il nous offre aussi la possibilité de recharger le programme mesure et calibration.

Enfin, ces programmes sont complets et permettent de gérer les mesures, vérifier les organes de l'analyseur et stocker les résultats dans un format approprié.

IV - Utilisation du Langage HPL

Le programme en langage HPL assure les mesures en réflexion et en transmission des éléments inconnus.

La syntaxe de ce langage peut être étudiée, car elle diffère de la syntaxe basic (Voir Bibliographie).

Tous les organes de l'analyseur de réseaux doivent être initialisés par des instructions similaires à ceux vues lors de l'utilisation du langage basic.

Les instructions doivent être écrites en minuscules. Par exemple, si on veut dérouler le programme à partir d'une ligne, on écrira :

Cont (numéro de ligne)

Pour la visualisation, on utilise : disp. Il en sera de même pour toutes les instructions utilisées. Enfin, après les numéros de lignes, on doit mettre deux points, par exemple :

10 : wrt 71Ø

Pour mieux comprendre ce langage, il convient de voir le "chapitre mesure", dans lequel la majorité des explications sont données sous forme simple à assimiler.

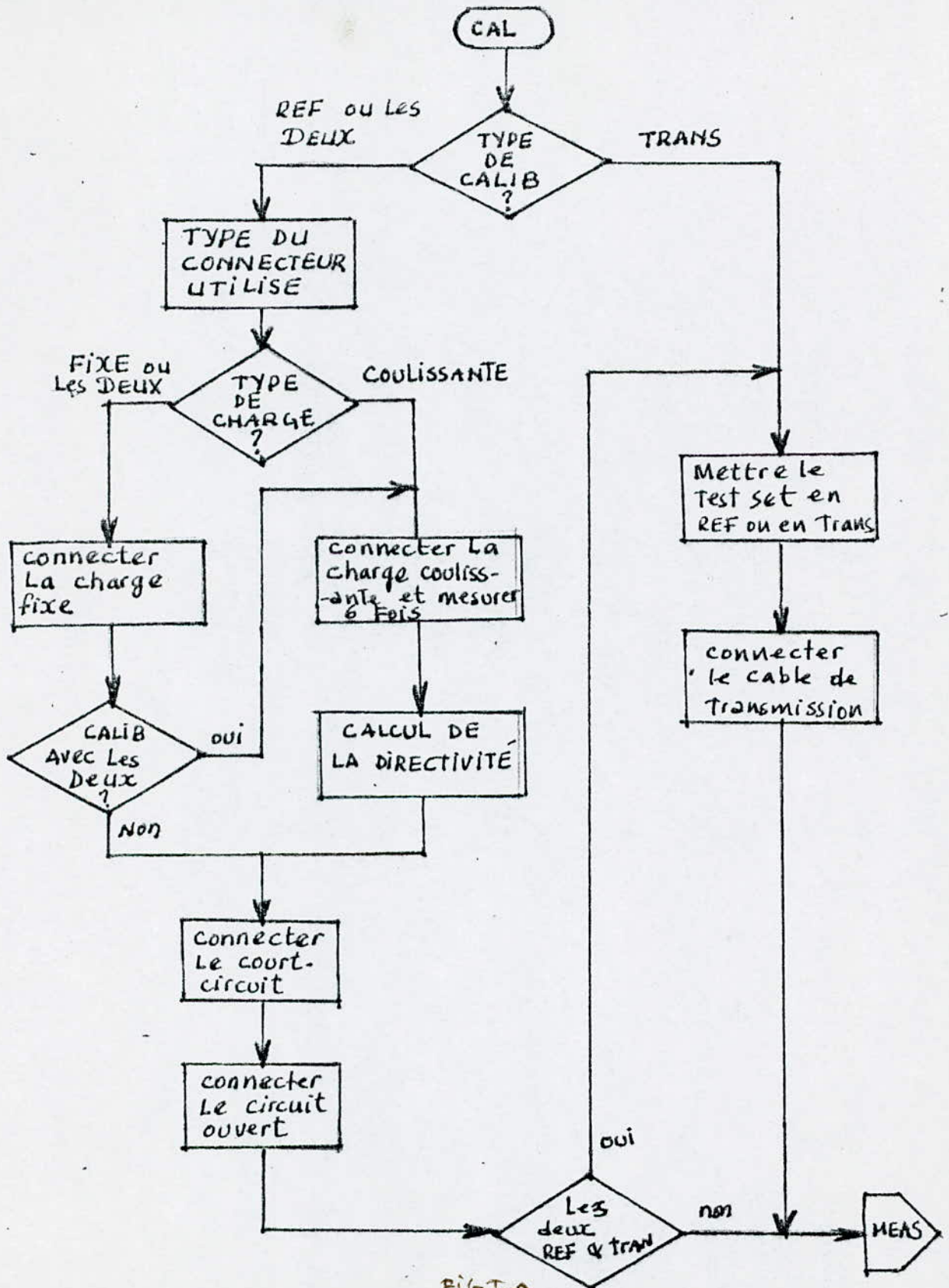


FIG 1a

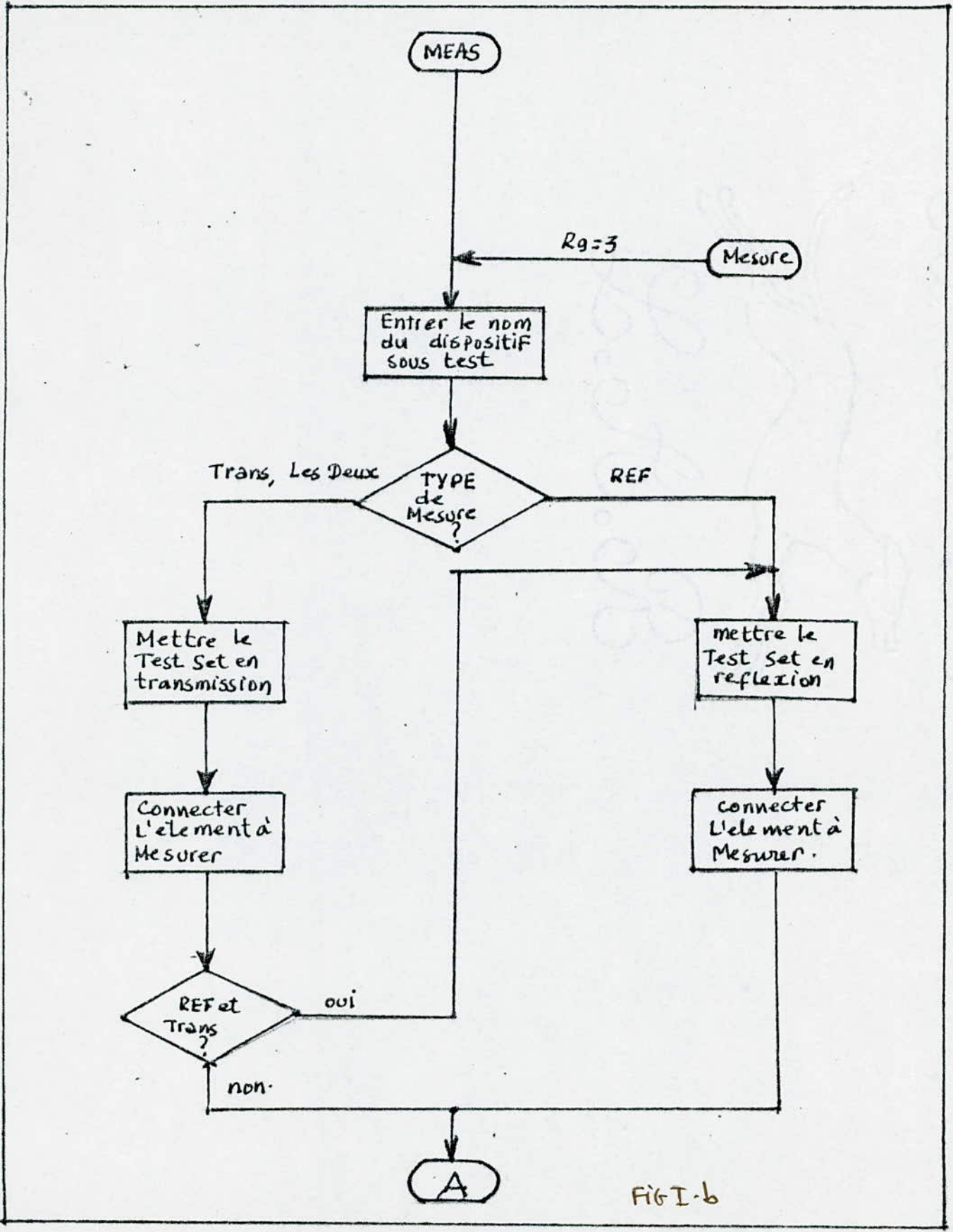
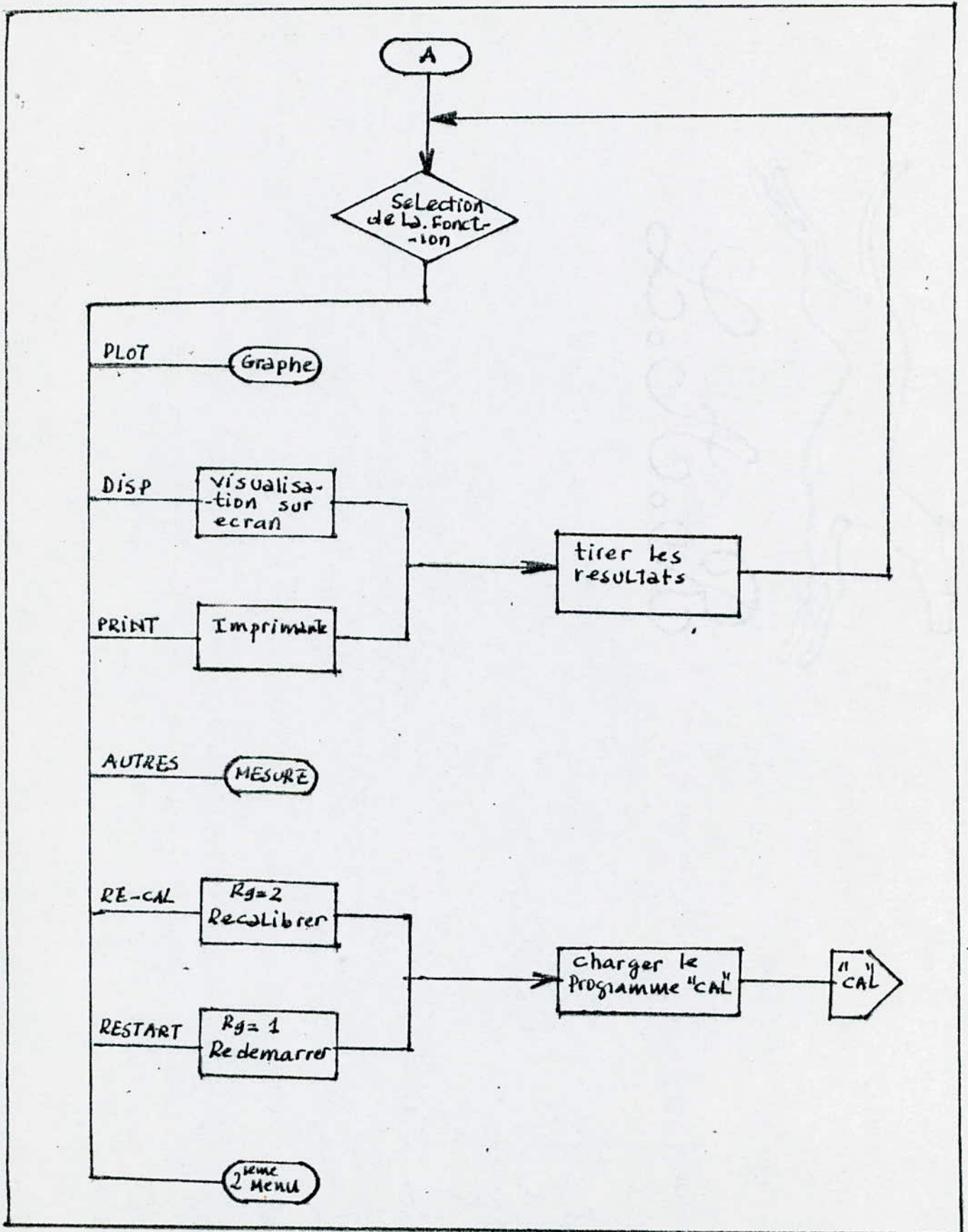
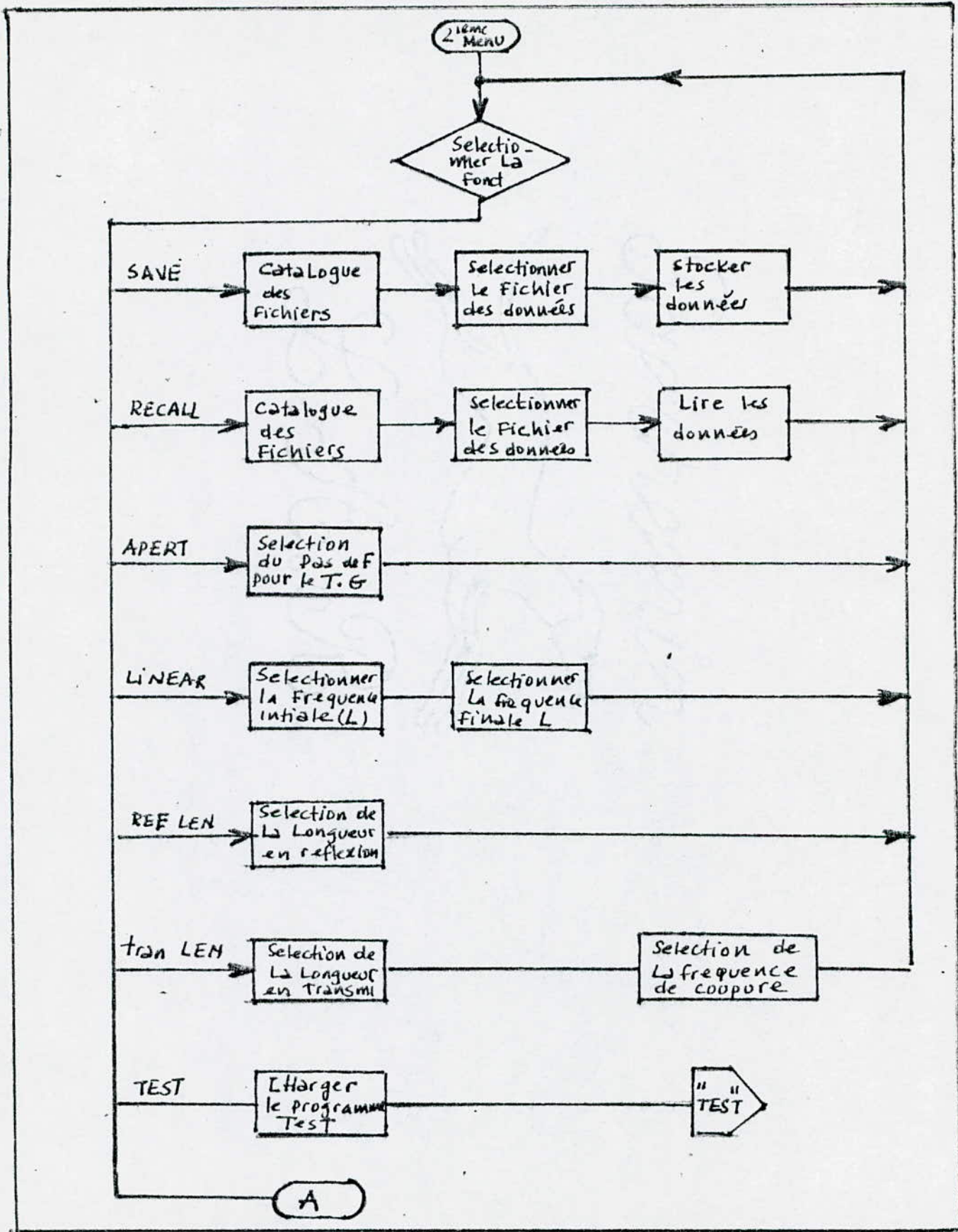
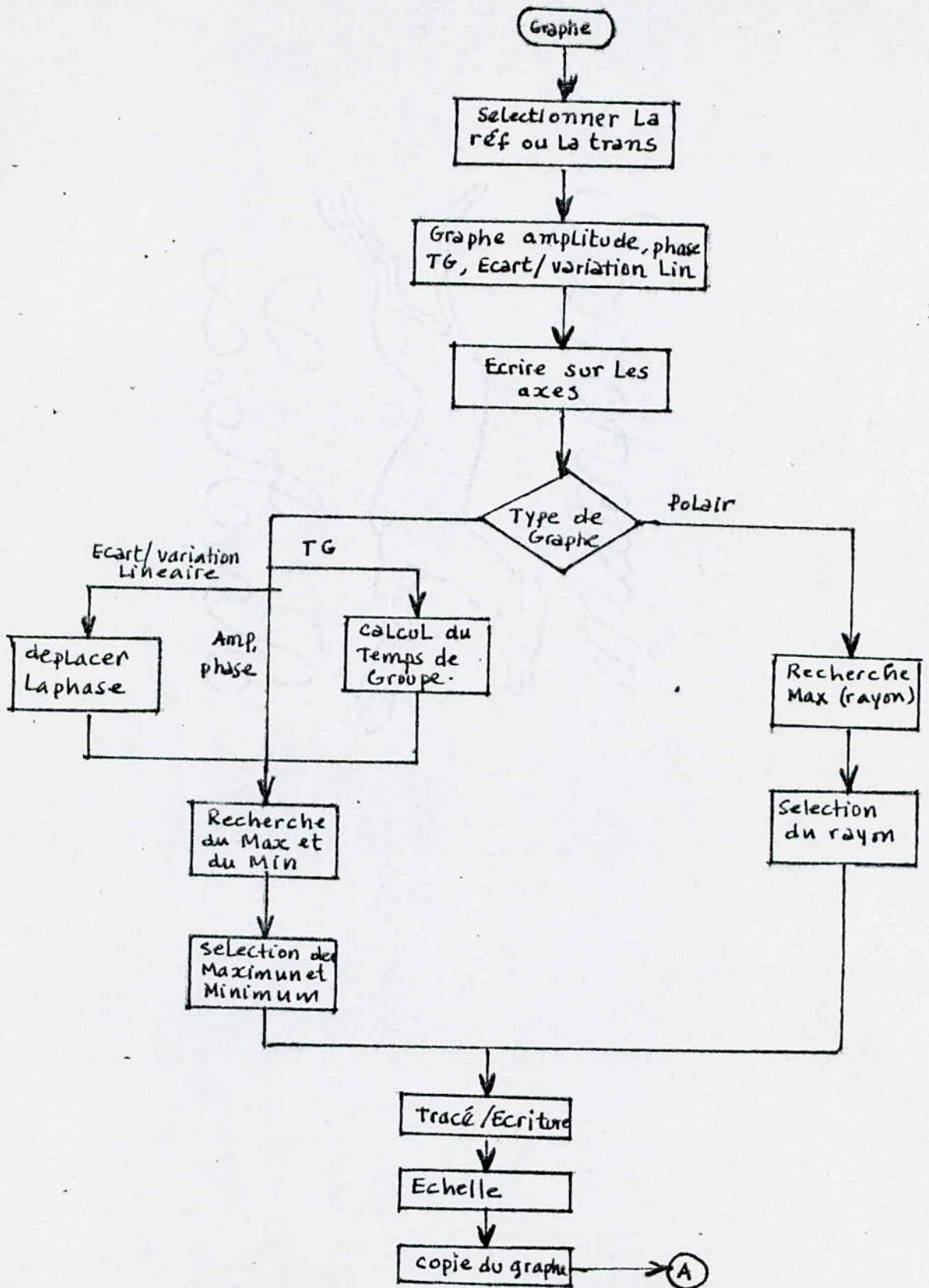
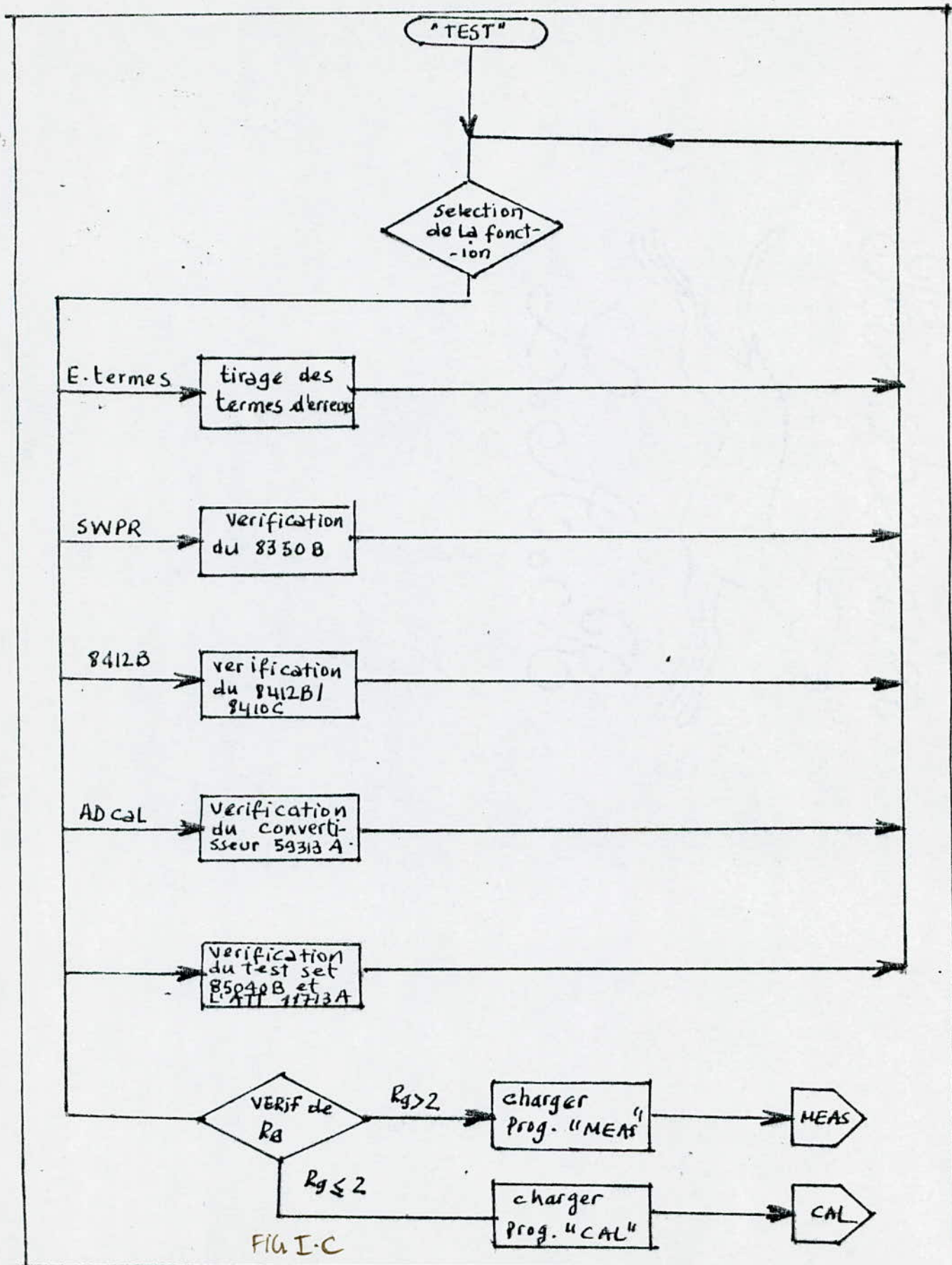


FIG I-b









CHAPITRE II

MESURES PAR L'ANALYSEUR DE RESEAU
HP 8408 B CONTROLE PAR LE CALCULA-
TEUR HP 9836

I - Instrumentation

- Il ne faut pas changer le gain de la voie test de l'analyseur de réseau 8410 C, la stabilité de balayage, les verniers d'amplitude et de phase ainsi que le niveau de puissance de l'oscillateur après la calibration. Tout changement affecte les mesures.

- Le test set 85040 B est commandé par ordinateur quand le 11713 A (Atténuateur / Switch driver) est utilisé, il travaille alors soit en réflexion soit en transmission suivant l'instruction donnée au ordinateur. Par contre, quand le test set 85040 A est utilisé, le manipulateur doit configurer lui-même la fonction, à savoir : réflexion ou transmission.

II - Erreurs

Le message d'erreur "8410 not phase Locked" indique que le 8410 C n'a pas achevé la phase-Lock pour un point de fréquence. Il faut alors mettre le bouton "Normal / \emptyset lock" dans la position normale.

Un second message d'erreur peut avoir lieu ("HP-IB error"), il indique que l'un des instruments n'est pas alimenté ou le bus est mal connecté. Cependant, il faut s'assurer que chaque bloc de l'analyseur de réseau est alimenté et veiller à la bonne connection du bus HPIB.

III - Calibration

- Calibrer le système en utilisant les mêmes adaptateurs. Pour avoir une bonne mesure, les adaptateurs et les câbles doivent être dans de bonnes conditions de propreté.

- Durant la calibration, le connecteur approprié doit être sélectionné pour la porte de test, les connecteurs utilisés sont de type APC-7, type N, APC-3,5 et le SMA. Le programme tient compte de la charge adaptée, c'est-à-dire est ce qu'elle est fixe ou coulissante, il tient compte aussi des autres éléments de calibration au plan de référence tel que le court-circuit et le circuit ouvert.

- Il faut observer le CRT 8412 B après connection des éléments standards de calibration ou de l'élément à tester, car si les éléments sont mal serrés on n'observerai alors que du bruit.

IV - Chargement du programme

IV-1 Programme en langage BASIC

- Tous les instruments doivent être éteints avant toute manipulation.

- Vérifier que l'oscillateur 8350 A, le convertisseur 59313 A et l'atténuateur switch driver 11713 A sont bien connectés au bus HPIB.

- Eteindre le calculateur HP 9836.
- Mettre la disquette.
- Allumer le calculateur.

Le programme "Autost" se charge automatiquement, il faut s'assurer que l'analyseur de réseau est bien connecté au calculateur.

Pour charger le programme autostart, il faut exécuter les instructions suivantes :
 MSI "INTERNAL"
 LOAD "AUTOST"
 EXECUTE

La Fig. II-1-a représente l'organigramme du programme mesure et les différentes étapes.

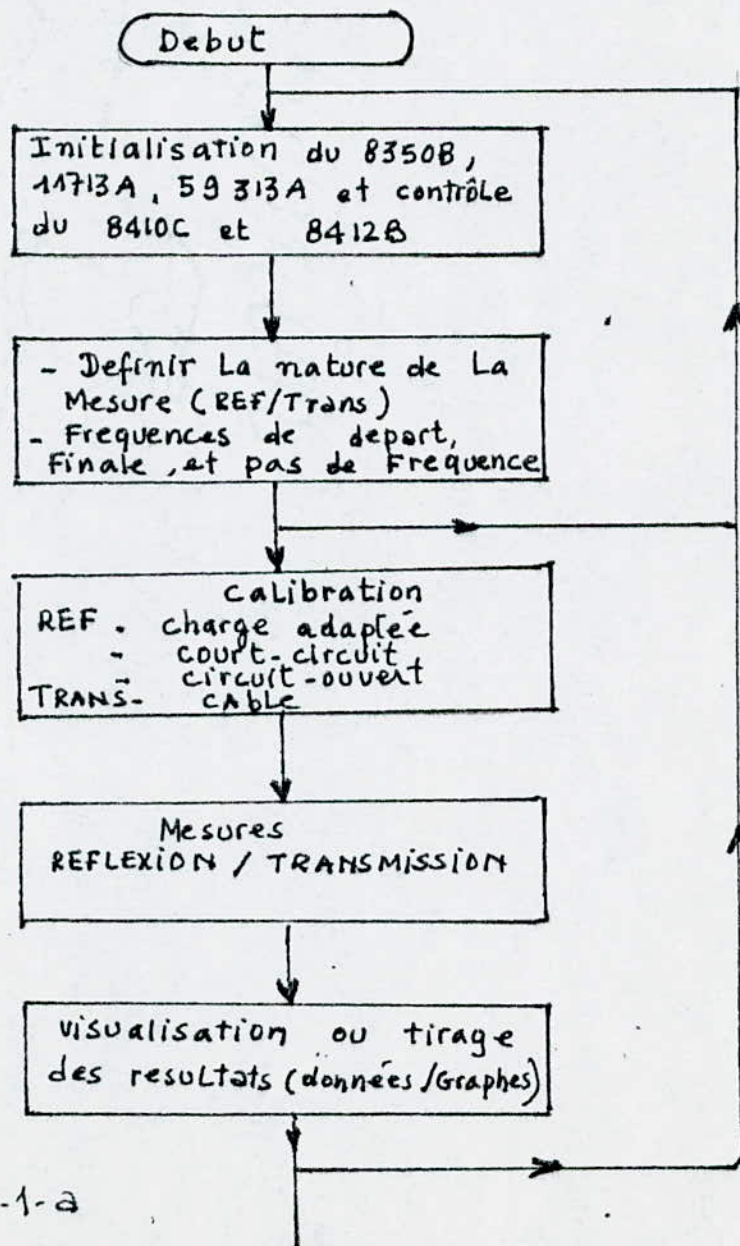


FIG II-1-a

IV-2 Initialisation

- Dans cette étape, le calculateur initialise l'oscillateur de balayage (8350 A), l'atténuateur switch driver ainsi que le convertisseur analogique numérique.

Le HP 8350 A et le plugin sont interrogés pour fixer la fréquence de départ et la fréquence finale.

- Dans la seconde étape, on doit préciser le numéro du test set utilisé (85040 B ou 85040 A). L'analyseur de réseau 8408 B utilise le 85040 B pour test set alors la réponse à la question (quel test set utilisez-vous ?) serait simple :

On appuie sur B puis CONTINUE.

IV-3 Contrôle des organes de l'analyseur de réseau

- Contrôle de l'analyseur de réseau 8410 C.

- Mettre le gain de la voie test à 55 dB.

- Le bouton source à normal.

- Le bouton fréquence à auto.

- La stabilité à CW.

- Contrôle du CRT 8412 B.

- Phase offset à +.

- BW (KHZ) à 10.

- Contrôle du test set 85040.

- La porte de test déconnectée.

Enfin, si toutes ces instructions sont exécutées, on appuie alors sur CONTINUE. Le gain de la voie test de l'analyseur de réseau 8410 C est mis à 55 dB, ceci n'est valable que pour les éléments passifs, si l'élément sous test a son propre gain alors il faut diminuer le gain de la voie test.

IV-4 Sélection de la gamme de fréquence

Le calculateur nous affiche :

- START frequency en GHZ : fréquence de départ.

- STOP frequency en GHZ : fréquence finale.

- FREQUENCY STEP (GHZ) : pas de fréquence.

La fréquence finale doit être supérieure à celle de départ et le nombre maximum de points de fréquence est défini par la relation :

$$N = (F_{\text{finale}} - F_{\text{départ}}) / (\text{Pas}) \text{ tl.}$$

L'utilisateur peut sélectionner une ou plusieurs gammes de fréquence en appuyant sur la touche CONTINUE.

Les fréquences de départ et finale ne doivent pas comporter des décimales après la virgule.

IV-5 Sélection de la mesure

Le calculateur nous demande le type de mesure qu'on veut faire.

K1 : réflexion

K2 : transmission

K3 : les deux.

Alors le manipulateur choisit la clé en conséquence.

L'utilisation des tests set 85040 A/B nous permet de mesurer que les paramètres S11 et S21 de l'élément sous test. Pour mesurer les deux autres paramètres, il faut inverser l'élément.

- Calibration :

Ces différentes étapes permettent de donner les erreurs soit en réflexion soit en transmission. On doit utiliser les mêmes adaptateurs ainsi que le câble en transmission.

La Fig. II-1-b nous montre les connections recommandées.

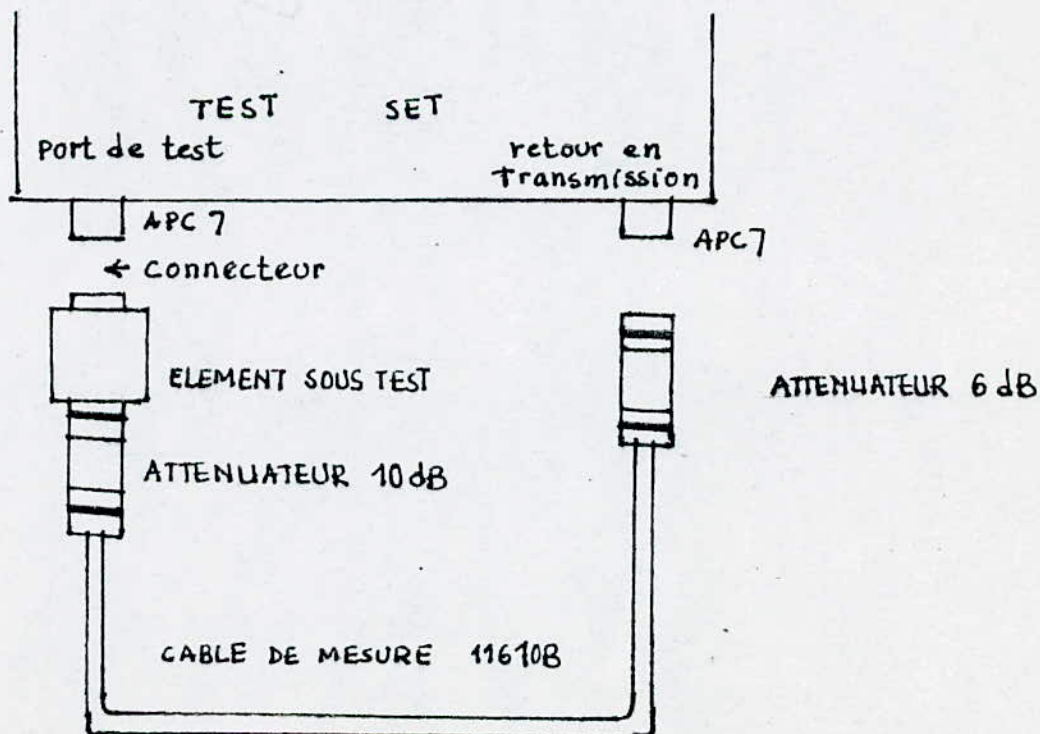


FIG II-1-b

V - Calibration

V-1 Calibration en réflexion

- Type du connecteur utilisé :

- K1 : APC-7
- K2 : Type N
- K3 : SMA
- Ku : APC-3,5
- K8 : Autres connecteurs

On appuie sur la clé correspondante au connecteur utilisé.

- Type de la charge adaptée utilisée :

Charge coulissante (S), fixe (F) ou les deux (D).

Si on utilise la charge coulissante, on appuie sur S.

Si on utilise la charge fixe, on appuie sur F.

Si on utilise les deux charges, on appuie sur B.

La charge utilisée pour déterminer la directivité dans le plan de référence peut être fixe, coulissante ou les deux.

Généralement, on utilise la charge fixe pour la mesure de directivité quand la fréquence de travail est inférieure à 2 GHz. Dans le cas contraire, on utilise la charge coulissante qui présente une bonne qualité aux fréquences hautes.

- Connecter la charge coulissante sur le port de test puis appuyer sur (CONT).

- Déplacer six fois le curseur et ceci chaque fois que le calculateur affiche "SLIDE".

Les six positions sont "0, 0,5, 1, 3, 5, 6".

- Connecter le court circuit (SHORT) et appuyer sur "CONT".

- Connecter le circuit ouvert (SHIELDED OPEN) et appuyer "CONT".

Remarque : après chaque étape, il faut appuyer sur la touche continue du calculateur pour que le programme puisse se dérouler normalement.

Cette première étape consiste à déterminer les erreurs et le plan de phase au niveau de la sortie du connecteur utilisé.

V-2 Calibration en transmission

Dans cette séquence, le calculateur demande de connecter le câble sur le port de test :

"CONNECT THRU" then press cont.

La Fig. II-1-b montre comment procéder quant à la connexion du câble de transmission.

Puis on appuie la touche (CONT).

Quand la calibration est terminée, le programme mesure "MEAS" se charge automatiquement et s'exécute. Il prend environ 30 secondes, ceci peut être visualisé sur l'écran du calculateur.

- CALIBRATION COMPLETE
- CHARGEMENT DU PROGRAMME MEAS.

V-3 Mesures

Quand le calculateur affiche sur l'écran :

"DEVICE MEASUREMENT" (élément à mesurer).

On écrit alors le nom de l'élément à tester sans dépasser 28 caractères, par exemple :

"ATTENUATEUR 6 dB".

Pendant la seconde étape, le calculateur affiche :

"TRANSMISSION MEASUREMENT" (mesure de transmission).

On connecte alors l'élément à mesurer et on appuie sur (CONT).

On procède de la même façon quand le calculateur affiche :

"REFLECTION MEASUREMENT" (mesure de réflexion).

VI - Résultats des mesures

Plusieurs fonctions peuvent être assurées par ce programme, le calculateur affiche après les mesures.

K1 : PLOT DATA AND HALT PROGRAMM (faire les graphes amplitude, phase en fonction de la fréquence et arrêt du programme).

K2 : DISPLAY TABULAR DATA (visualisation des résultats sur écran).

K3 : -PRINT TABULAR DATA (imprimer les résultats obtenus).

K4 : MAKE NEXT MEASUREMENT (faire d'autres mesures).

K5 : RE-CAL SYSTEM (refaire la calibration).

K6 : RESTART PROGRAMM (redémarrer le programme).

K8 : VIEW SECOND SELECTION MENU (utiliser le second menu).

Alors, selon ce qu'on veut, on appuie sur la touche en conséquence.

Le second menu offre plusieurs autres possibilités, comme nous le verrons par la suite.

Quand la clé K2 est sollicitée, on a l'avantage de visualiser le temps de groupe pour chaque fréquence, il est exprimé en secondes.

La clé K1 offre la possibilité de visualiser les graphes sur écran ; le calculateur affiche quand K1 est sélectionnée.

PLOT WHAT : REFLECTION OR TRANSMISSION (R OR T) ?

On réponds par R si on veut l'amplitude ou la phase des paramètres de dispersion en réflexion, et on réponds par T si on veut faire la même chose mais en transmission.

On appuie alors soit sur R ou T.

Après ceci, le calculateur affiche :

PLOT : MAGNITUDE, ANGLE, POLAR (M, A OR P).

On choisit alors entre le graphe d'amplitude phase ou polaire par la lettre M, A ou P.

L'instruction qui suit est :

LABELED AXES DESIRED (Y or N).

Si on veut écrire sur les axes, on réponds par Y. L'autre étape consiste à graduer les axes.

Le calculateur affiche :

MAX VALUE = (dB or deg)
MIN VALUE = (dB or deg).

ENTER BOTTON SCALE VALUE OF PLOT or JUST PRESS (ENTER) FOR AUTO SCALING.

ENTER TOP SCALE VALUE OF PLOT.

Dans ce cas, on fait entrer les valeurs minimales et maximales de l'amplitude ou la phase mais on peut répondre par "ENTER" si on veut que la graduation se fait automatiquement.

Si on veut tirer des copies de ces graphes sur imprimante, on table traçante. Le calculateur affiche :

HARD COPY PLOT DESIRED (Y or N), on répond alors par Y ou N.

La clé K4 nous offre la possibilité de refaire les mesures en graduant les mêmes points de fréquence.

La clé K5 permet de refaire la calibration en gardant le même nombre de points de fréquence et en mesurant les mêmes paramètres. Elle permet également de faire les mesures pour plusieurs plans de référence et par différents connecteurs.

Si on est amené à changer la gamme de fréquence ou les paramètres S à mesurer, il faut exécuter à nouveau le programme mesure "MEAS" et ceci peut se faire par le biais de la clé "RESTAR" qui est la clé K6 et l'utilisateur peut changer des nouvelles gammes de fréquence ou paramètres à mesurer.

Les principales étapes vues appartiennent au menu n° 1 mais néanmoins un second menu permet plusieurs autres avantages. Ces derniers seront obtenus par sélection de la clé K8. Alors le calculateur affiche les différentes fonctions possibles :

- K1 : SAUE DATA ON TAPE
- K2 : RUN FUNCTIONAL TEST PROGRAMM
- K3 : SET REFLECTION SIGNAL PATH ELECTRICAL LENGTH
- K4 : RETURN TO MAIN MENU
- K5 : RECALL DATA FROM TAPE
- K6 : CATALOG OF FILES ON TAPE
- K7 : SET TRANSMISSION SIGNAL PATH ELECTRICAL LENGTH.

Les clés K1 et K5 (SAUE or RECALL) permettent à l'utilisateur à stocker ou rappeler les résultats d'un fichier se trouvant sur une disquette. Il est utile de garder en mémoire les résultats dans un fichier qui sera exploité par la suite à long terme.

Par la suite, le calculateur affiche :

ENTER NAME OF DATA FILE.

Alors, on fait entrer le nom du fichier (6 lettres au maximum).

Le programme "TEST" est chargé et exécuté automatiquement. Toute calibration ou mesure est préservée pendant que le programme test est en déroulement.

Les clés K3 et K7 permettent à l'utilisateur d'entrer des valeurs pour ajouter des longueurs en réflexion ou en transmission.

Le calculateur affiche :

REFERENCE PLANE EXTENSION :

The present value of the total
Reflected signal path length is xxcm.

ENTER a new value (en cm).

Dans ce cas, on modifie le plan de phase en ajoutant une longueur en cm.

Quand le calculateur affiche :

"ENTER desired aperture in number of frequency steps"

On peut calculer dans ce cas le temps de groupe pour un pas ou plusieurs pas de fréquence.

La variation de ce temps de groupe est visible quand le pas choisi est faible, mais par contre pour plusieurs pas (par exemple : 5), la variation est presque constante.

Remarque : Dans tout ce qui précède, on a vu l'exploitation maximum des programmes en langage basic gérant les mesures effectuées. Pour s'habituer à ces mesures, on reviendra dans le paragraphe qui suit à des exemples faits à l'aide du programme HPL qui est plus souple que le précédent et on donnera quelques tableaux des résultats obtenus.

VII- Mesures effectuées par utilisation du langage HPL

Pour charger le programme en langage HPL gérant les mesures effectuées par l'analyseur de réseau HP 8408 B, il faut s'assurer d'abord que le calculateur et le disque dur sont éteints et que tous les organes de l'analyseur sont bien connectés par le bus HPIB.

Deux disquettes sont nécessaires, l'une contient le langage et l'autre le programme.

Mettre la disquette langage dans l'unité disque du calculateur HP 9836 (il convient deux unités, on utilise l'une ou l'autre) et allumer le calculateur.

Le chargement s'effectue en 50 secondes. L'autre étape consiste à enlever la première disquette et en mettre l'autre (disquette programme) et exécuter les instructions suivantes :

- GET "8408 t"
- EXECUTE
- RUN.

"8408 t" est le nom du programme assurant les mesures. L'organigramme de la Fig. montre les différentes étapes du déroulement du programme ainsi que celles des mesures.

C'est un organigramme complet pour les mesures.

VII-1 Commentaires

- 1ère étape : il faut choisir une ou plusieurs gammes de fréquences d'utilisation en utilisant le MHZ pour unité. (Fig. II-2-a)

Par exemple :	START FREQ (MHZ)	2000 (Fréquence de début)
	STOP FREQ (MHZ)	4000 (Fréquence finale)
	FREQ STEP (MHZ)	500 (Pas de fréquence).

- 2ème étape : il faut préciser quel paramètre on veut mesurer :
WHAT S(11, 21, 12, 22) ?

Par exemple : 11 cont
21 cont
12 cont
22 cont.

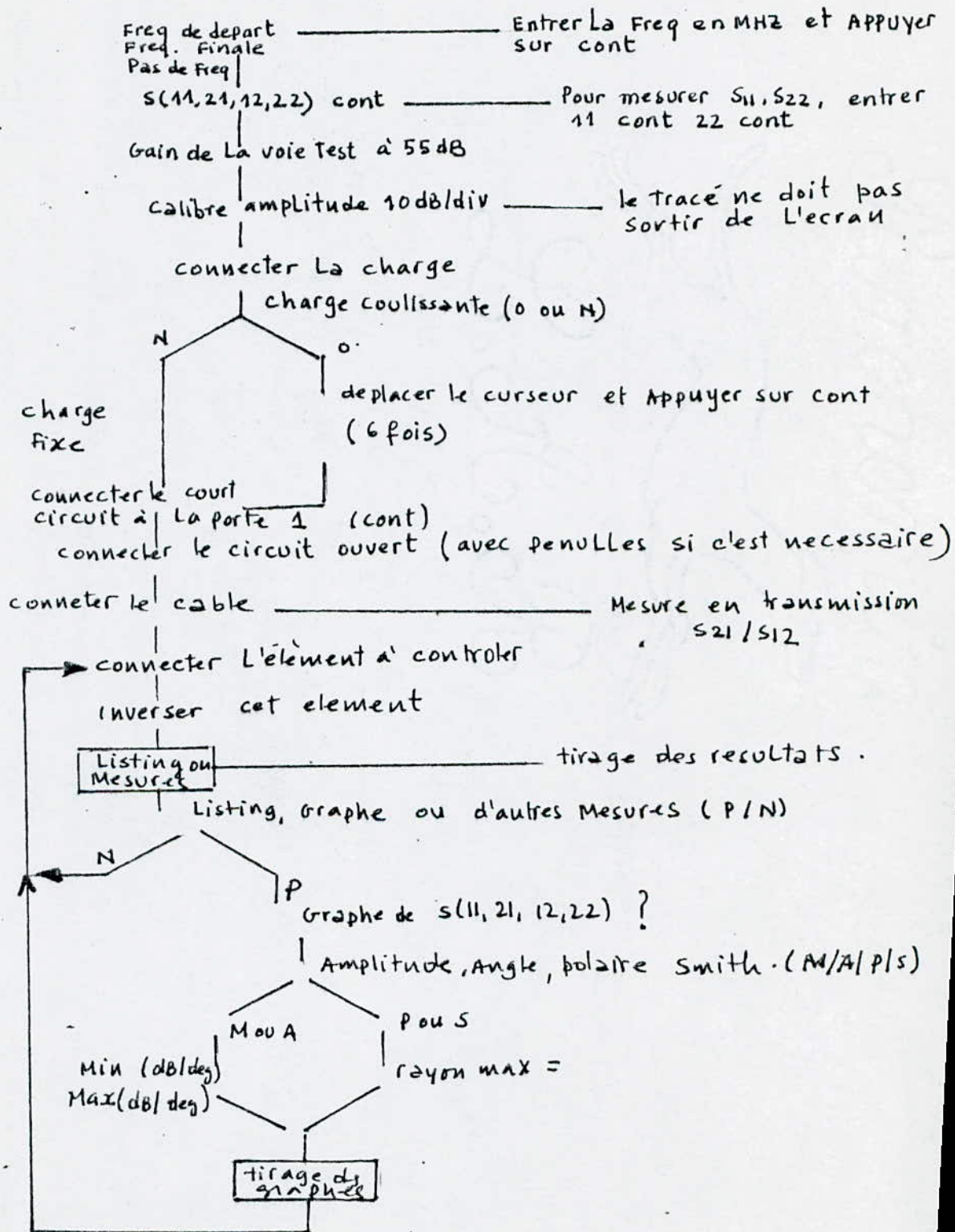


FIG II-2-a

- 3ème étape : choix du connecteur utilisé :

APC-7
Type N
APC 3,5
SMA
Autres.

Si on choisit par exemple APC 3,5, il faut préciser son sexe : masculin ou féminin par (M ou F).

→ 4ème étape : étape calibration.

Choix de la charge fixe ou coulissante :

Si on utilise la charge fixe, on met (F).

Si on utilise la charge coulissante, on met (S) et dans ce cas, on doit déplacer le curseur 6 fois et ceci chaque fois qu'on rencontre l'instruction "slide".

Dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque la charge fixe est utilisée, on mesure qu'une seule fois la directivité. Par suite, il faut connecter le court-circuit quand on rencontre l'instruction "SHORT" puis le circuit ouvert "OPEN".

L'instruction qui suit est : "Connect cable for isolation CAL" (connecter le câble pour la mesure de l'isolation). Dans ce cas, on connecte le câble comme le montre la Fig. II-1-b et ceci pour mesurer les fuites ou la désadaptation de charge.

Après cela, on rencontre l'instruction "Connect thru" (connecter le câble). Se référer à la Fig. II-1-b

- 5ème étape : c'est l'étape mesure.

Connecter l'élément à tester comme suit puis inverser cet élément quand le calculateur affiche "REVERSE DEVICE" (inverser l'élément).

- 6ème étape : visualisation des résultats et graphes des paramètres S mesurés ou nouvelles mesures ; "PLOT, LIST, or NEXT MEAS".

Si on veut voir les résultats sur écran, on répond par "L" ; si on veut les graphes paramètres en fonction de la fréquence, il faut répondre par "P".

Si on répond par "P", l'instruction donnée par le calculateur est :

PLOT WHAT "S(11, 21, 12, 22)".

On choisit alors le graphe voulu, par exemple (S11). Par la suite, le calculateur affiche : "MAG, ANGLE, POLAR, SMITH", c'est-à-dire on veut l'amplitude, la phase ou les graphes en polaire ou sur abaque de SMITH.

Enfin pour faire sortir les termes d'erreurs sur imprimante, on procède comme suit:

PAUSE
cont 870

- CW : sélectionne la fréquence centrale de bande utilisée.

Exemple : la bande utilisée étant de 2 à 4 GHz, on pousse la touche CW, on aura la fréquence centrale qui est :

$$f_{CW} = \frac{2 + 4}{2} = 3,0 \text{ GHz}$$

- CF : est la fréquence centrale qui est la même que f_{CW} .

- CF/DF : sélectionne une nouvelle bande de fréquence dont la gamme est :

$$\left[CF - DF/2, CF + DF/2 \right]$$

- VERNIER offset : permet de donner une bonne résolution de l'un des trois modes (CF/DF, CW, START/STOP). Cette résolution peut être donnée au minimum à $\pm 0,05\%$.

Exemple : choix de la résolution de la fréquence CF :

- pousser la touche VERNIER (la LED s'allume).
- pousser la touche CF.
- entrer la fréquence de résolution en MHz. Cette dernière peut être entrée par le bouton 1, par le tableau d'entrée des données ou par le pas (incrémentation).

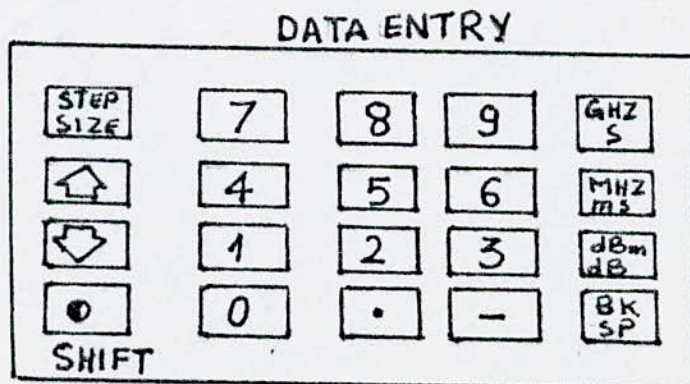
La valeur de la résolution est visualisée sur l'afficheur Frequency.

2-1-2 Tableau d'entrée des données

2-1-2-1 Introduction

Ce bloc contenant le tableau d'entrée des données numériques avec l'unité désirée (MHZ, GHz, dB, dBm, S, mS), ainsi que des touches permettant de choisir le pas du balayage et incrémente ou décrémente la fréquence de la valeur du pas préselectionnée.

Schéma :



2-1-2-2 Rôle de chaque touche

- STEP SIZE : cette touche a pour fonction de fixer le pas de la fréquence ou du niveau de puissance (en MHz, GHz, dBm).

: Cette touche a pour fonction d'incrémenter la fréquence ou la puissance de la valeur du pas choisi.




: Cette touche permet de décrémenter la fréquence ou la puissance de la valeur du pas choisi.

Exemple 1 : soit la bande de fréquence B = (2 GHz, 5 GHz) et le pas est de 500 MHz.



Après avoir entré la bande B et le pas, on procède de la façon suivante pour incrémenter ou décrémenter :

en MAN, la fréquence affichée FCW = 3,5 GHz.

Pour décrémenter :

- 1) pousser  la fréquence affichée est $3,5 - 0,500 = 3$ GHz
- 2) pousser  la fréquence affichée est $3 - 0,5 = 2,5$ GHz
- 3) pousser  la fréquence affichée est $2,5 - 0,5 = 2$ GHz.

Pour incrémenter :

- 1) pousser  la fréquence affichée est $2 + 0,5 = 2,5$ GHz
- 2) pousser  la fréquence affichée est $2,5 + 0,5 = 3$ GHz

Et ainsi de suite.

- BK SP (Back Space) : Cette touche permet d'effacer la dernière donnée d'entrée qui est sans unité

- SHIF (touche bleue) : Ce bouton permet de changer le rôle de la même touche (bleue).

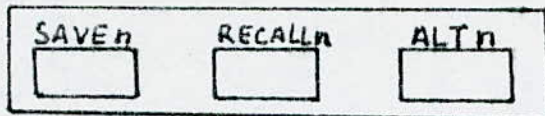
Remarque : la valeur du pas doit être inférieure à la bande de fréquence sélectionnée. Une valeur négative doit être précédée d'un signe moins (-).

2-1-3 Registre de stockage

2-1-3-1 Introduction

Ce bloc a pour fonction de mémoriser les données fixées par l'opérateur pour le test, à savoir : la bande de fréquence avec le pas, le niveau de puissance et il a la possibilité de les rappeler afin de les utiliser pour le balayage.

Schéma du tableau d'utilisation :



2-1-3-2 Rôle de chaque touche

- SAVE : cette touche permet de mémoriser les données fixées par l'opérateur, à savoir : la bande de fréquence pour le test, ainsi que le niveau de puissance.

On a la possibilité de mémoriser neuf bandes de fréquence.

- RECALL : cette touche permet de rappeler les bandes mémorisées afin de les utiliser pour le test.

Remarque : chaque bande est mémorisée dans une adresse mémoire.

Exemple : soit trois bandes à mémoriser B1, B2, B3.

B1 = (2 GHz, 5 GHz, pas 500 MHz)

B2 = (5 GHz, 9 GHz, pas 1 GHz)

B3 = (9 GHz, 12 GHz, pas 200 MHz).

Pour mémoriser ces bandes, on procède de la façon suivante :

bande B1

START 2 GHz, STOP 5 GHz, STEP SIZE 500 MHz, SAVE 1

pour la bande B2

START 5 GHz, STOP 9 GHz, STEP SIZE 1 GHz, SAVE 2

pour la bande B3

START 9 GHz, STOP 12 GHz, STEP SIZE 200 MHz, SAVE 3.

Pour rappeler ces bandes, on procède de la façon suivante :

pour B1, par RECALL 1

pour B2, par RECALL 2

pour B3, par RECALL 3

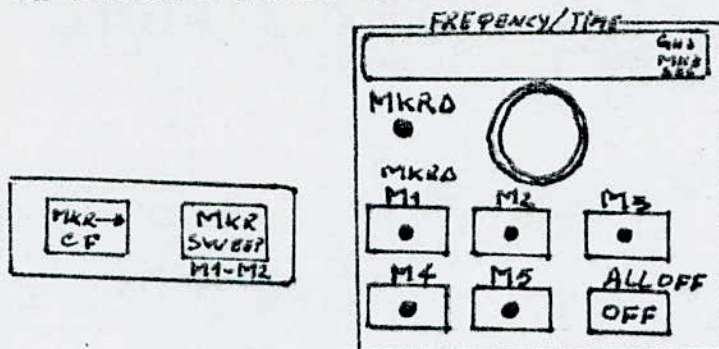
ALTERNATE (ALT) : cette touche est utilisée dans le HP 8408 B ~~est~~ utilisé pour des applications externes. Elle permet de rappeler les bandes mémorisées pour balayer le signal le long de ces bandes.

2-1-4 Marqueurs de fréquence/balayage en temps réel

2-1-4-1 Introduction

Ce bloc contient les marqueurs de fréquence, ainsi que le balayage entre deux points de fréquence de ces fréquences. Il détermine aussi la fréquence centrale entre deux marqueurs de fréquence.

Schéma du tableau d'utilisation :



2-1-4-2 Rôle des touches

Marqueur de 1 à 5 (M1.....M5) : chaque marqueur peut être disposé d'une fréquence désirée par l'opérateur ; le dernier marqueur actionné visualise sa fréquence sur l'afficheur Frequency/TIME. Cette dernière peut être changée par le bouton ou le pas.

Exemple : soit cinq fréquences (3,5 GHZ, 4 GHZ, 6 GHZ, 7,5 GHZ, 13 GHZ) à mémoriser sur les cinq marqueurs (M1, M2, M3, M4, M5). On procède de la façon suivante :

pour $f_1 = 3,5$ GHZ, on pousse M1 et on agit sur les touches $\boxed{3}$, $\boxed{.}$ $\boxed{5}$ GHZ du tableau des valeurs d'entrée.

$f_2 = 4$ GHZ, on pousse M2 et on agit sur les touches $\boxed{4}$ $\boxed{\text{GHZ}}$ et de même pour les autres fréquences.

- Marqueur Delta (MKR) : cette touche a pour fonction de déterminer la différence entre deux marqueurs de fréquence.

Exemple : soit les deux marqueurs M3 et M4.

On agit sur SHIFT et MKR après ces deux dernières instructions, la différence des marqueurs M3 et M4 et est visualisée sur l'afficheur de Frequency/Time $7,5 - 6 = 1,5$ GHZ.

- MKR CF : cette touche permet de déterminer la fréquence centrale entre deux marqueurs.

Exemple : M3, M4 et MKR CF, on aura : $\frac{7,5 - 6}{2} = 0,75$ GHZ.

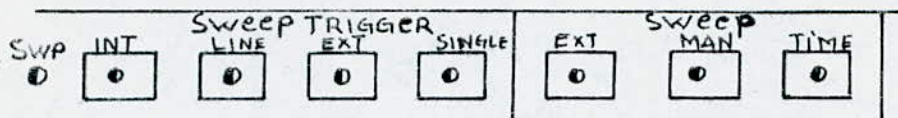
MKR (Sweep) M1 - M2 : cette touche permet de réaliser le balayage en temps réel entre les fréquences des marqueurs M1 et M2.

2-1-5 Balayage/balayage trigger

2-1-5-1 Ce bloc contient sept touches qui contrôlent le balayage de la source et le balayage en temps réel.

Les touches du balayage (Sweep) sélectionnent le mode du balayage désiré (externe, manuel, temps) et les touches du balayage trigger (sweep trigger) sélectionnent la nature du balayage (interne, externe, ligne, source unique).

Schéma du tableau d'utilisation



2-1-5-2 Rôle de chaque touche

- EXT (balayage externe): cette touche est utilisée quand l'oscillateur de balayage HP8350 B travaille en externe .

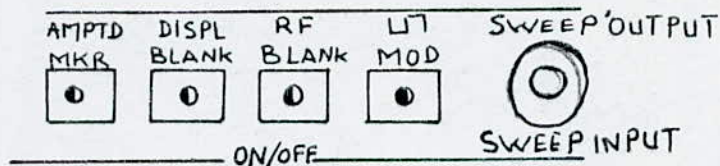
- MAN (balayage temps) :Une fois sélectionnée, elle permet le balayage manuel de fréquences point par point et ceci par utilisation des marqueurs, boutons rotatoires ou enfin les touches de données.

- TIME (balayage temps) :Elle assure le balayage en temps réel des données de l'élément sous test .Quand elle est active ,l'afficheur frequency/time indique le temps de balayage qui peut se trouver changé en utilisant l'incrementation dupas .

2-1-6 Types de modulations

2-1-6-1 Introduction

Ce bloc renferme plusieurs modes, ce sont l'amplitude des marqueurs utilisés, la source RF , ainsi que la voie externe du CRT.



2-1-6-2 Rôle des touches

-AMPT MKR :lorsu'elle est active, les différents marqueurs sont actionnés, et permettent ainsi le contrôle du CRT

--DISP BLANK :permet le retour de trace sur le CRT .

-RF BLANK :Lorsque la puissance de la source RF est insuffisante cette touche assure le balayage de toutes les fréquences sur le CRT.

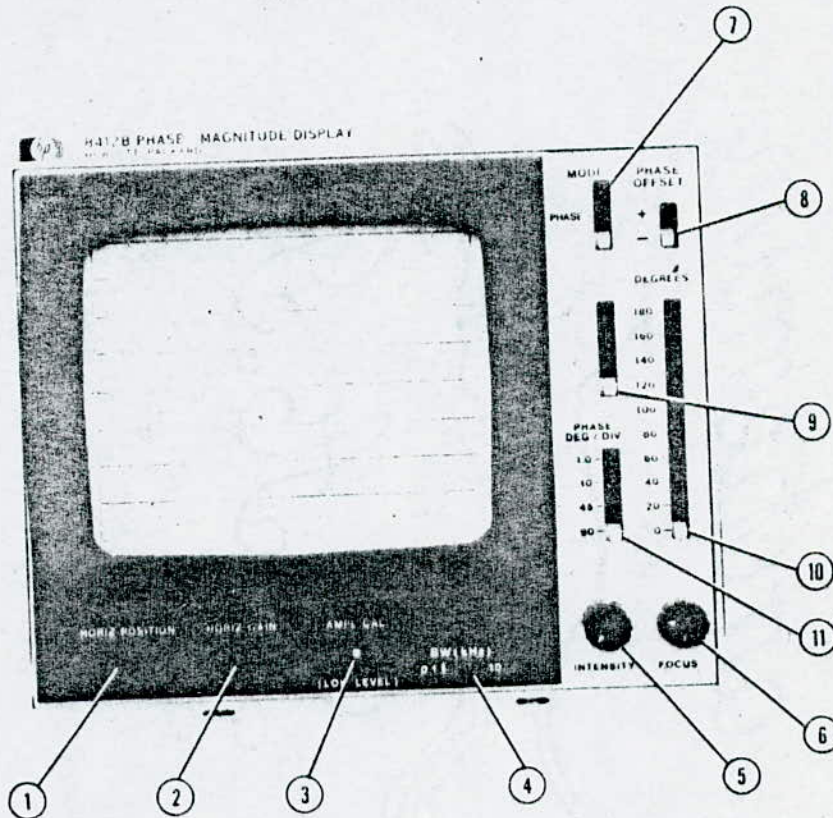
- MOD : cette touche a pour fonction de délivrer un signal carré dont la fréquence est de 27,8 KHZ, utilisée généralement pour la modulation d'amplitude.

III-3 Schéma externe du panneau avant du HP 8412 B

Model 83525A

Operation

FRONT PANEL



III-4 Description externe et rôle des différentes touches

Sur le panneau avant, figure l'ensemble des switches, des voies, des boutons, ces derniers sont nécessaires pour l'opérateur afin qu'il détermine les mesures à travers le visu.

Explication et intérêt de chaque touche :

- 1 - HORIZ POSITION : contrôle le tracé horizontal sur le visu.
- 2 - HORIZ GAIN : ajustement du gain horizontal, cette amplification permet de changer la longueur du balayage sur le visu.
- 3 - AMPL CAL (LOW LEVEL) : ajuste et libère l'amplification du signal visualisé sur le CRT.
- 4 - BW (MHz) : ce switch sélectionne la bande passante du signal de référence et du signal test ; cette bande est très étroite afin de filtrer le signal bruit.
- 5 - INTENSITY : contrôle la luminosité du tracé.
- 6 - FOCUS : règle l'acuité.
- 7 - MODE SWITCH : sélectionne AMPL (amplitude), phase ou les deux pour les visualiser sur le CRT.
- 8 - Phase offset : sélectionne le zéro dans la direction positive ou négative, la polarité détermine cette direction pour l'utilisation dont la sélection du zéro est en degré.
- 9 - AMPL DB/DIV : calibre la résolution d'amplitude sur le CRT.
- 10 - PHASE offset degré : sélectionne la compensation par pas de 20 degrés, avec la polarité de la phase offset qui détermine le signal à plus de 180° avec la phase offset degré détermine la mesure de la phase.
- 11 - PHASE DEG/DIV : sélectionne ou calibre la résolution de la phase.

III-5 Principe de mesure en mode local

5-1 Principe de mesure en réflexion

5-1-1 Equipement utilisé :

Analyseur de réseau HP 8408 B
 Court-circuit (Kit 11866 A) HP 11565 A

5-1-2 Calibration pour la mesure d'amplitude

1) pousser le bouton local du HP 11713 A ainsi que le bouton "0" si sa LED est allumée.

2) connecter le court-circuit à la porte réflexion/transmission du HP 84040 B.

3) mettre le bouton 7 en amplitude (AMPL) et l'échelle à 10 dB/div du bouton 9.

4) ajuster alternativement le gain et le vernier d'amplitude du HP 8410 C, jusqu'à ce que le tracé de l'amplitude soit au milieu de l'écran du HP 8412 B.

5) après avoir calibré l'amplitude, n'agissez plus sur les boutons (gain, le vernier).

5-1-3 Test d'amplitude :

1) connecter l'élément à tester à la porte réflexion/transmission du HP 85040 B.

2) mettre le bouton 7 en mode AMPL et choisissez une bonne échelle dB/div.

3) sélectionner les points de fréquence (voir le mode de balayage et marqueurs de fréquence) pour les visualiser sur le CRT afin qu'on puisse déterminer l'amplitude en fonction de la fréquence.

On lit l'amplitude sur le CRT en se servant de l'échelle dB/div et de la calibration.

On lit les dB (négatif) au-dessus de la ligne de calibration et au-dessous des dB (positif).

5-1-4 Calibration de la phase :

1) connecter le court-circuit à la porte réflexion/transmission du HP 85040 B.

2) mettre le bouton 7 en mode phase et le bouton 11 à 90° Deg/div.

3) ajuster par le vernier de la phase du HP 8410 C la phase sur le CRT.

4) sélectionner la polarité de la phase offset (+ ou -).

4-1-5 Test de la phase :

1) connecter l'élément à tester à la porte réflexion/transmission, l'autre accès de l'élément sous test est relié soit à une charge adaptée soit à un câble.

2) déterminer la phase à des points de fréquence désirés par les marqueurs en se servant de l'échelle choisie et de la calibration.

au-dessus de la ligne (phase), les degrés négatifs.
au-dessous de la ligne (phase), les degrés positifs.

Remarque : les mesures de la phase et de l'amplitude peuvent être faites simultanément.

Généralement, on connecte une fois le court-circuit et on effectue simultanément la calibration de la phase et de l'amplitude.

5-2 Principe de mesure en transmission

5-2-1 Équipements utilisés :

Analyseur de réseau automatique	HP 8408 B
Atténuateur 10 dB	HP 8492 A option 010
Atténuateur 6 dB	HP 8492 A option 006
Câble d'extension	HP 11610 B.

5-2-2 Calibration d'amplitude :

1) connecter le câble aux deux portes réflexion/transmission et transmission retour, en mettant respectivement aux deux portes les atténuateurs de 10 dB et 6 dB.

2) pousser le bouton local (LED allumée), ainsi que le bouton "0" (LED allumée).

3) mettre le bouton 7 en amplitude et le bouton 9 en 10 (10 dB/div).

4) ajuster alternativement par le gain et le vernier d'amplitude du HP 8410 C afin d'obtenir le tracé au milieu de l'écran du HP 8412 B.

5) durant le test, ne touchez plus aux boutons (gain, vernier).

4-2-3 Test d'amplitude :

1) connecter l'élément sous test entre la porte réflexion/transmission du HP 85040 B et l'atténuateur 10 dB qui est connecté au câble, lequel est connecté à la porte transmission retour par l'atténuateur 6 dB.

2) mettre le bouton 7 en amplitude et choisissez une bonne échelle dB/div.

3) sélectionner les points de fréquences pour déterminer l'amplitude : de même que pour 4-1-3-3.

4-2-4 Calibration de la phase :

1) connecter le câble aux deux portes réflexion/transmission et transmission retour en mettant respectivement aux deux portes les atténuateurs de 10 dB et de 6 dB.

2) mettre le bouton 7 en mode phase et le bouton 11 à 90 (90° Deg/div)

3) ajuster par le bouton 10 du HP 8412 B et le vernier de la phase du HP 8410 C, le tracé sur l'écran.

5-2-5 Test de la phase :

1) connecter l'élément sous test entre la porte réflexion/transmission et l'atténuateur 10 dB et l'ensemble câble et atténuateur 6 dB.

2) on détermine la phase à des points de fréquence sélectionnés en utilisant les marqueurs ou le déplacement du pas déjà choisi.

La phase est déterminée comme 4-1-5-2.

Remarque : la calibration et le test de l'amplitude et de la phase peuvent se faire simultanément.

Lors des mesures en réflexion, on doit soit connecter soit la charge adaptée, soit le câble de transmission à l'autre accès du dispositif sous test.

III-6 Mesure des paramètres de dispersion de l'atténuateur

6 dB pour les points de fréquence suivants :
(2, 3, 4.5, 5.5, 6.5, 7, 9, 11, 15) GHz.

Pour effectuer les mesures à ces points de fréquence, on considère trois bandes de fréquence B1, B2, B3.

B1 pour les points (2), (3), (4,5) GHz
B2 pour les points 5.5, 6.5, 7 GHz
B3 pour les points 9, 11, 15 GHz.

Alors, nous devons choisir les bandes comme suit :

B1 = (2 GHz, 5 GHz, pas 500 MHz)
B2 = (5 GHz, 9 GHz, pas 500 MHz)
B3 = (9 GHz, 15 GHz, pas 1 GHz).

Ces bandes sont obtenues comme indiqué en 2-1-1-2 et en 2-1-3-2.

5-1 Calibration de l'amplitude et de la phase en réflexion

5-1-1 Calibration de l'amplitude :

- après avoir effectué les conditions de 4-1-2, on fixe le gain à 20 dB et l'échelle à 10 dB/div.

5-1-2 Calibration de la phase :

Les conditions posées en 4-1-4 étant satisfaites, nous fixons le bouton 10 à 0° degré et le bouton 11 à 90° deg/division.

Une fois que la calibration est terminée, nous passerons au test.

5-2 Test d'amplitude et de phase

6-2-1 Test d'amplitude :

Après avoir mis le bouton 1 en AMPL, on détermine l'amplitude à partir de l'écran du HP 8412 B en utilisant successivement les trois bandes B1, B2, B3 comme indiqué au 2-1-3-2.

Et pour visualiser l'amplitude pour les points de fréquence de chaque bande, on procède comme indiqué au 2-1-2-2 et c'est ainsi qu'à chaque fréquence, on détermine l'amplitude.

5-2-2 Test de la phase :

Après avoir mis le bouton 1 en PHASE, nous devons satisfaire toutes les conditions posées précédemment (5-2-1).

Une fois que les mesures d'amplitude et de phase sont effectuées pour un accès, inverser l'élément sous test pour effectuer les mesures de l'autre accès.

Les mesures des paramètres de dispersion (S11 et S22) sont finalement déterminées en amplitude et en phase et sont données sur le tableau suivant :

Bandes de fréquence		B ₁			B ₂			B ₃		
Points de fréquence		2	3	4,5	5,5	6,5	7	9	11	15
- S11	Amplitude (dB)	33	32	28	34	33	28	32	22	26
	Phase degré	180	-72	126	162	-126	-90	108	-20	36
- S22	Amplitude (dB)	34	33	27	32	40	38	32	24	20
	Phase degré	180	-72	126	168	-18	-90	54	-20	108

6-3 Calibration de l'amplitude et de la phase en transmission

6-3-1 Calibration de l'amplitude :

- Après avoir effectué les conditions de 4-2-2, on fixe le gain à 15 dB et l'échelle à 2,5 dB/div, cette dernière étant choisie pour avoir une bonne résolution sur le visu.

5-3-2 Calibration de la phase :

- Après avoir effectué les conditions de 4-2-4, nous fixons le bouton 10 à 180° et le bouton 11 à 90° degré/div.

L'étape de la calibration étant terminée, nous passerons à l'étape test.

6-4 Test d'amplitude et de la phase en transmission

6-4-1 Test d'amplitude :

Après avoir mis le bouton 1 en AMPL, on détermine l'amplitude à partir de l'écran du HP 8412 B, en se servant des trois bandes B1, B2, B3 et en suivant les instructions énoncées en 2-1-3-2.

Pour la visualisation de l'amplitude en fonction de la fréquence, on procède comme indiqué en 2-1-2-2.

6-4-2 Test de la phase :

Après avoir mis le bouton 1 en PHASE, vérifier les conditions précédemment énoncées (5-4-1).

Une fois que les mesures d'amplitude et de phase du paramètre de dispersion (S₂₁) de l'accès 1 vers l'accès 2, inverser l'élément sous test pour effectuer les mesures de transmission de l'accès 2 vers l'accès 1 (S₁₂).

Le tableau de mesure des paramètres de transmission est :

Bandes de fréquence		B ₁			B ₂			B ₃		
Points de fréquences		2	3	4,5	5,5	6,5	7	9	11	15
S ₂₁	Amplitude (dB)	5,5	5,6	6	6	6,5	6	6,5	7	6,8
	Phase de gré	-50	81	-68	72	-54	-81	-162	126	-10
S ₁₂	Amplitude (dB)	5,5	5,5	5,8	5,8	6,3	6	6,5	6	6,5
	Phase de gré	-45	85	-67,5	72	-54	-70	-156	126	-10

***** C O N C L U S I O N *****

Ce projet constitue en quelque sorte un document important pour la compréhension et surtout l'utilisation de l'analyseur de réseau HP 8408 B. En plus de l'étude faite sur cet analyseur, nous avons montré une technique générale appelée technique d'épluchage ou de désenrembage qui permet à partir de la caractérisation des circuits associés au transistor, à mesurer tels que les connecteurs et les lignes micro-rubans d'obtenir les paramètres de dispersion du transistor seul.

Par la suite nous avons élaboré un programme en langage basic permettant de caractériser une ligne micro-ruban sur une large gamme de fréquence. Ce dernier a été établi par le micro-ordinateur TEKTRONIX 4052 disponible au laboratoire de télécommunication de la post-graduation.

Nous aurions bien aimé faire des mesures d'amplificateurs ou d'antennes, mais vu les moyens dont nous disposons, on a limité notre étude à l'utilisation et l'exploitation de l'analyseur et à l'établissement du programme précédent.

L'analyseur de réseau peut aussi faire partie d'un banc de mesure de bruit. Enfin notons que les logiciels gérant les mesures faites par le HP 8408B PEUVENT être modifiés et enrichis et ceci afin de caractériser au mieux les éléments contrôlés.

Programme 1

```
80 PRINT "*****"
81 PRINT "CALCUL DE LA MATRICE DE DISPERSION D'UN QUADRIPOLE NON ACCESSI
B"
82 PRINT "*****"
"
90 DIM A(2,2),A1(2,2),B(2,2),B1(2,2),C(2,2),C1(2,2),M(2,2),F(2,2)
92 DIM R(2,2),R1(2,2),T(8,8),U(8,8),V(8,1),P(2,2),P1(2,2),K(2,2)
100 PRINT "ENTRER MOD DE LA MAT DE DISP DE A EN DB "
110 INPUT M
120 PRINT " ENTRER ARG DE A EN DEGREES"
130 K(1,1)=10^(-M(1,1)/20)
140 K(1,2)=10^(-M(1,2)/20)
150 K(2,1)=10^(-M(2,1)/20)
160 K(2,2)=10^(-M(2,2)/20)
170 INPUT F
180 GOSUB 1230
181 A(1,1)=R(1,1)
182 A(1,2)=R(1,2)
183 A(2,1)=R(2,1)
184 A(2,2)=R(2,2)
185 A1(1,1)=R1(1,1)
186 A1(1,2)=R1(1,2)
187 A1(2,1)=R1(2,1)
188 A1(2,2)=R1(2,2)
190 PRINT " ENTRER MOD DE LA MAT DE DIS B EN DB "
200 INPUT M
210 K(1,1)=10^(-M(1,1)/20)
220 K(1,2)=10^(-M(1,2)/20)
230 K(2,1)=10^(-M(2,1)/20)
240 K(2,2)=10^(-M(2,2)/20)
245 PRINT "ENTRER LA MAT ARGU DE B EN DEGREES"
250 INPUT F
260 GOSUB 1230
261 B(1,1)=R(1,1)
262 B(1,2)=R(1,2)
263 B(2,1)=R(2,1)
264 B(2,2)=R(2,2)
265 B1(1,1)=R1(1,1)
266 B1(1,2)=R1(1,2)
267 B1(2,1)=R1(2,1)
268 B1(2,2)=R1(2,2)
270 PRINT "ENTRER MOD DE LA MAT TOTALE DE DIS C EN DB "
280 INPUT M
290 K(1,1)=10^(-M(1,1)/20)
```

```

300 K(1,2)=10^(-M(1,2)/20)
310 K(2,1)=10^(-M(2,1)/20)
320 K(2,2)=10^(-M(2,2)/20)
325 PRINT " ENTRER LA MAT ARGU TOTALE EN DEGREES"
330 INPUT F
340 GOSUB 1230
341 C(1,1)=R(1,1)
342 C(1,2)=R(1,2)
343 C(2,1)=R(2,1)
344 C(2,2)=R(2,2)
345 C1(1,1)=R1(1,1)
346 C1(1,2)=R1(1,2)
347 C1(2,1)=R1(2,1)
348 C1(2,2)=R1(2,2)
350 SET DEGREES
360 T(1,1)=A(1,1)*B(1,1)*COS(A1(1,1)+B1(1,1))
370 T(1,2)=A(1,1)*B(2,1)*COS(A1(1,1)+B1(2,1))
380 T(1,3)=A(1,2)*B(1,1)*COS(A1(1,2)+B1(1,1))
390 T(1,4)=A(1,2)*B(2,1)*COS(A1(1,2)+B1(2,1))
400 T(1,5)=-A(1,1)*B(1,1)*SIN(A1(1,1)+B1(1,1))
410 T(1,6)=-A(1,1)*B(2,1)*SIN(A1(1,1)+B1(2,1))
420 T(1,7)=-A(1,2)*B(1,1)*SIN(A1(1,2)+B1(1,1))
430 T(1,8)=-A(1,2)*B(2,1)*SIN(A1(1,2)+B1(2,1))
440 T(2,1)=A(1,1)*B(1,2)*COS(A1(1,1)+B1(1,2))
450 T(2,2)=A(1,1)*B(2,2)*COS(A1(1,1)+B1(2,2))
460 T(2,3)=A(1,2)*B(1,2)*COS(A1(1,2)+B1(1,2))
470 T(2,4)=A(1,2)*B(2,2)*COS(A1(1,2)+B1(2,2))
480 T(2,5)=-A(1,1)*B(1,2)*SIN(A1(1,1)+B1(1,2))
490 T(2,6)=-A(1,1)*B(2,2)*SIN(A1(1,1)+B1(2,2))
500 T(2,7)=-A(1,2)*B(1,2)*SIN(A1(1,2)+B1(1,2))
510 T(2,8)=-A(1,2)*B(2,2)*SIN(A1(1,2)+B1(2,2))
520 T(3,1)=A(2,1)*B(1,1)*COS(A1(2,1)+B1(1,1))
530 T(3,2)=A(2,1)*B(2,1)*COS(A1(2,1)+B1(2,1))
540 T(3,3)=A(2,2)*B(1,1)*COS(A1(2,2)+B1(1,1))
550 T(3,4)=A(2,2)*B(2,1)*COS(A1(2,2)+B1(2,1))
560 T(3,5)=-A(2,1)*B(1,1)*SIN(A1(2,1)+B1(1,1))
570 T(3,6)=-A(2,1)*B(2,1)*SIN(A1(2,1)+B1(2,1))
580 T(3,7)=-A(2,2)*B(1,1)*SIN(A1(2,2)+B1(1,1))
590 T(3,8)=-A(2,2)*B(2,1)*SIN(A1(2,2)+B1(2,1))

```

```
600 T(4,1)=A(2,1)*B(1,2)*COS(A1(2,1)+B1(1,2))
610 T(4,2)=A(2,1)*B(2,2)*COS(A1(2,1)+B1(2,2))
620 T(4,3)=A(2,2)*B(1,2)*COS(A1(2,2)+B1(1,2))
630 T(4,4)=A(2,2)*B(2,2)*COS(A1(2,2)+B1(2,2))
640 T(4,5)=-A(2,1)*B(1,2)*SIN(A1(2,1)+B1(1,2))
650 T(4,6)=-A(2,1)*B(2,2)*SIN(A1(2,1)+B1(2,2))
660 T(4,7)=-A(2,2)*B(1,2)*SIN(A1(2,2)+B1(1,2))
670 T(4,8)=-A(2,2)*B(2,2)*SIN(A1(2,2)+B1(2,2))
680 T(5,1)=-T(1,5)
690 T(5,2)=-T(1,6)
700 T(5,3)=-T(1,7)
710 T(5,4)=-T(1,8)
720 T(5,5)=T(1,1)
730 T(5,6)=T(1,2)
740 T(5,7)=T(1,3)
750 T(5,8)=T(1,4)
760 T(6,1)=-T(2,5)
770 T(6,2)=-T(2,6)
780 T(6,3)=-T(2,7)
790 T(6,4)=-T(2,8)
800 T(6,5)=T(2,1)
810 T(6,6)=T(2,2)
820 T(6,7)=T(2,3)
830 T(6,8)=T(2,4)
840 T(7,1)=-T(3,5)
850 T(7,2)=-T(3,6)
860 T(7,3)=-T(3,7)
870 T(7,4)=-T(3,8)
880 T(7,5)=T(3,1)
890 T(7,6)=T(3,2)
900 T(7,7)=T(3,3)
910 T(7,8)=T(3,4)
920 T(8,1)=-T(4,5)
930 T(8,2)=-T(4,6)
940 T(8,3)=-T(4,7)
950 T(8,4)=-T(4,8)
960 T(8,5)=T(4,1)
970 T(8,6)=T(4,2)
980 T(8,7)=T(4,3)
985 T(8,8)=T(4,4)
988 SET DEGREES
990 V(1,1)=C(1,1)*COS(C1(1,1))
```

```

1000 V(2,1)=C(2,1)*COS(C1(2,1))
1000 V(2,1)=C(2,1)*COS(C1(2,1))
1010 V(3,1)=C(1,2)*COS(C1(1,2))
1020 V(4,1)=C(2,2)*COS(C1(2,2))
1030 V(5,1)=C(1,1)*SIN(C1(1,1))
1040 V(6,1)=C(2,1)*SIN(C1(2,1))
1050 V(7,1)=C(1,2)*SIN(C1(1,2))
1060 V(8,1)=C(2,2)*SIN(C1(2,2))
1065 DIM T(8,8),U(8,8)
1070 U=INV(T)
1075 DIM X(8,1)
1080 X=U MPY V
1085 DIM P(2,2),P1(2,2)
1090 P(1,1)=SQR(X(1,1)^2+X(5,1)^2)
1100 P(1,2)=SQR(X(3,1)^2+X(7,1)^2)
1110 P(2,1)=SQR(X(2,1)^2+X(6,1)^2)
1120 P(2,2)=SQR(X(4,1)^2+X(8,1)^2)
1125 SET DEGREES
1130 P1(1,1)=ATN(X(5,1)/X(1,1))
1140 P1(1,2)=ATN(X(7,1)/X(3,1))
1150 P1(2,1)=ATN(X(6,1)/X(2,1))
1160 P1(2,2)=ATN(X(8,1)/X(4,1))
1165 DIM P(2,2),P1(2,2)
1170 GOSUB 1350
1180 S(1,1)=-20*LGT(S(1,1))
1181 S(1,2)=-20*LGT(S(1,2))
1182 S(2,1)=-20*LGT(S(2,1))
1183 S(2,2)=-20*LGT(S(2,2))
1200 PRINT "SOLUTIONS "
1202 PRINT " MODULES DE LA MAT DE DISP DU QUADRIPOLE INACCESSIBLE EN DB"
1204 IMAGE 4(2D,1D,2X)
1205 PRINT USING 1204:S
1206 PRINT "ARG DU QUAD INACCESSIBLE EN DEGREES "
1208 IMAGE 4(4D,2D,2X)
1209 PRINT USING 1208:S1
1210 END

```

```

1210 END
1230 !SOUS PROG PASSAGE DISP -----CHAINE
1235 SET DEGREES
1240 J=K(1,2)*K(2,1)*COS(F(1,2)+F(2,1))-K(1,1)*K(2,2)*COS(F(1,1)+F(2,2))
1250 H=K(1,2)*K(2,1)*SIN(F(1,2)+F(2,1))-K(1,1)*K(2,2)*SIN(F(1,1)+F(2,2))
1260 R(1,1)=SQR(H^2+J^2)/K(2,1)
1270 R(1,2)=K(1,1)/K(2,1)
1280 R(2,1)=K(2,2)/K(2,1)
1290 R(2,2)=1/K(2,1)
1300 R1(1,1)=ATN(H/J)-F(2,1)
1310 R1(1,2)=F(1,1)-F(2,1)
1320 R1(2,1)=180+F(2,2)-F(2,1)
1330 R1(2,2)=-F(2,1)
1340 RETURN
1350 !PASSAGE CHAINE ----DISP----
1360 SET DEGREES
1370 H1=P(1,1)*P(2,2)*COS(P1(1,1)+P1(2,2))
1380 H1=H1-P(1,2)*P(2,1)*COS(P1(1,2)+P1(2,1))
1390 J1=P(1,1)*P(2,2)*SIN(P1(1,1)+P1(2,2))
1400 J1=J1-P(1,2)*P(2,1)*SIN(P1(1,2)+P1(2,1))
1405 DIM S(2,2),S1(2,2)
1408 S(1,1)=P(1,2)/P(2,2)
1410 S(1,2)=SQR(H1^2+J1^2)/P(2,2)
1420 S(2,1)=1/P(2,2)
1430 S(2,2)=P(2,1)/P(2,2)
1440 S1(1,1)=P1(1,2)-P1(2,2)
1450 S1(1,2)=ATN(J1/H1)-P1(2,2)
1460 S1(2,1)=-P1(2,2)
1470 S1(2,2)=180+P1(2,1)-P1(2,2)
1480 RETURN

```

```

1 REM programme 2
100 REM -----
110 REM CALCUL DES ELEMENTS DE LA MATRICE DE DISPERSION D'UN
120 REM TRANSISTOR MONTE SUR SUPPORT
130 REM -----
140 PRINT " ENTRER LES MOD ET ARGUM DE LA MATRICE DE DISP "
150 PRINT " TOTALE MESUREE "
160 PRINT " ENTRER LES MOD "
170 DIM M(2,2),F(2,2),R(2,2),R1(2,2),T(2,2),T1(2,2)
180 INPUT M
190 PRINT " ENTRER LES ARG EN DEG "
210 INPUT F
240 SET DEGREES
250 H=M(1,2)*M(2,1)*COS(F(1,2)+F(2,1))-M(1,1)*M(2,2)*COS(F(1,1)+F(2,2))
260 J=M(1,2)*M(2,1)*SIN(F(2,1)+F(1,2))-M(1,1)*M(2,2)*SIN(F(1,1)+F(2,2))
265 PRINT " LES MOD DE LA MATRICE CHAINE SONT "
270 R(1,1)=SQRT(H^2+J^2)/M(2,1)
280 R(1,2)=M(1,1)/M(2,1)
290 R(2,1)=-M(2,2)/M(2,1)
300 R(2,2)=1/M(2,1)
301 PRINT R
310 PRINT " LES ARG DE LA MAT CHAINE SONT "
320 R1(1,1)=ATN(J/H)-F(2,1)
330 R1(1,2)=F(1,1)-F(2,1)
340 R1(2,1)=F(2,2)+180-F(2,1)
350 R1(2,2)=-F(2,1)
351 PRINT R1
360 PRINT " CAL DE LA MAT CHAINE DU TRANSISTOR SEUL "
370 GOSUB 600
380 PRINT " ENTRER LA LONGUEUR DE LA LIGNE MICRORUBAN L EN mm "
391 INPUT L
390 P=EXP(2*L*E)
410 P1=2*K*L*180/PI
420 PRINT " LES MOD DES COEF DE LA MAT DU TRANSISTOR SEUL SONT "
430 T(1,1)=P*R(1,1)
440 T(1,2)=R(1,2)
450 T(2,1)=R(2,1)
460 T(2,2)=R(2,2)/P
470 PRINT " LES ARG DES COEF DE LA MAT DU TRANS SEUL SONT "
480 T1(1,1)=R1(1,1)+P1
490 T1(1,2)=R1(1,2)
500 T1(2,1)=R1(2,1)
510 T1(2,2)=R1(2,2)-P1
520 PRINT " MAT MOD "
530 PRINT T
540 PRINT " MAT ARG "
550 PRINT T1
560 END

```

```

590 PRINT "*****"
600 PRINT " CAL DE LA CSTE DE PROPAGATION DE LA LIGNE MRB "
610 PRINT "*****"
630 PRINT " ENTRER LES MOD "
640 INPUT X0
641 INPUT X1
642 INPUT X2
643 INPUT X3
650 PRINT " ENTRER LES ARG EN DEG "
660 INPUT Y0
661 INPUT Y1
662 INPUT Y2
663 INPUT Y3
670 PRINT " ENTRER LE PAS D EN mm"
675 INPUT D
680 PRINT "*****"
690 PRINT " CALCUL DE ALPHA ET BETA E,K "
700 PRINT "*****"
710 L1=X0*X1*COS(Y0+Y1)+X2*X3*COS(Y2+Y3)-X0*X3*COS(Y0+Y3)
720 L1=L1-X1*X2*COS(Y1+Y2)
730 L2=X0*X2*COS(Y0+Y2)+X1*X3*COS(Y1+Y3)-X0*X3*COS(Y0+Y3)
740 L2=L2-X1*X2*COS(Y1+Y2)
750 U1=X0*X1*SIN(Y0+Y1)+X2*X3*SIN(Y2+Y3)-X0*X3*SIN(Y0+Y3)
760 U1=U1-X1*X2*SIN(Y1+Y2)
770 U2=X0*X2*SIN(Y0+Y2)+X1*X3*SIN(Y1+Y3)-X0*X3*SIN(Y0+Y3)
780 U2=U2-X1*X2*SIN(Y1+Y2)
790 B1=(L1*L2+U1*U2)/(2*(L2^2+U2^2))-1
800 B2=(U1*L2-L1*U2)/(2*(L2^2+U2^2))
810 C=B1^2+B2^2-1
820 PRINT " CAL DE BETA "
830 K=ASN(SQR((-C+SQR(C^2+B2^2*4))/2))/(2*D)
840 PRINT " BETA ="
850 PRINT K
860 PRINT " CAL DE ALPHA "
870 W=(B1/COS(2*D*K)+SQR(B1^2/COS(2*K*D)^2-1))/(2*D)
872 PRINT W
880 IF W<1 THEN 630
885 E=LOG(W)
890 PRINT " ALPHA ="

```

***** BIBLIOGRAPHIE *****

- 1 - Circuit pour ondes guidées G. BOUDOURIS, P. CHENEVRIER
- 2 - Microwave theory and applications F. STEPHEN ADAM (Hewlette packard)
- 3 - Les micro-ondes TOME II BADOUAL (Masson)
- 4 - Documentations de l'analyseur de reseau :
 - Volume I
 - System operating service
 - Programming operating and programming manuel
 - Analog to digital converter HP 59313A
 - Attenuator/swicht driver HP 11713A
 - Volume II
 - Sweep oscillator HP 8350B
 - General information
 - Operating information
 - Local information
 - Programming notes
 - Volume III
 - RF plug-in
 - Test set
 - Volume IV
 - Network analyser
 - Display
- 5 - Mesures vectorielles avec les analyseurs de reseaux HF et Hyper
(contenu d'un séminaire)