

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Modélisation d'un Transistor

MESFET Micro-Onde

Proposé par :

M^r M. TRABELSI

Etudié par :

M^{lle} Dj. HADDOUR

M^{lle} Dj. BOULAHOUACHE

Dirigé par :

M^r M. TRABELSI

PROMOTION : Juin 1989

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Modélisation d'un Transistor

MESFET Micro-Onde

Proposé par :

M^r M. TRABELSI

Etudié par :

M^{lle} Dj. HADDOUR

M^{lle} Dj. BOULAHOUACHE

Dirigé par :

M^r M. TRABELSI

PROMOTION : Juin 1989

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

سَبْحَانَكَ

لَا عِلْمَ لَنَا إِلَّا مَا عَلَّمْنَا

إِنَّكَ أَنْتَ الْعَلِيمُ الْحَكِيمُ

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

*****DEDICACES*****

Je dédie ce modeste travail:

A

- *Ma Mère
- *Mon Père
- *Mon Fiancé
- *Ma famille
- *Mes Amies

H. DJAMILA

Je dédie ce modeste travail:

A

- *Ma Mère
- *Mon Père
- *Mes Frères et Soeurs
- *ADLENE
- *THIERRY
- *Mes Amies

B. DJAMILA

***** REMERCIEMENTS *****

Nous tenons à exprimer ici nos plus vifs remerciements à notre Promoteur M. TRABELSI pour toute l'aide qu'il nous a apportée, et à ceux qui ont contribué directement ou indirectement à l'élaboration de ce travail, en particulier Monsieur S. SALHI, enseignant au département de Génie-Industriel pour son aide et ses conseils précieux.

***** S O M M A I R E *****

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I - ETUDE DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP A BARRIERE SCHOTTKY EN ARSENUIRE DE GALLIUM EN REGIME DE PETITS SIGNAUX.....	2
I-1-Introduction.....	2
I-2-Structure.....	2
I-3-Fonctionnement du MESFET.....	2
I-4-Modèle Statique.....	4
I-5-Modèle Dynamique.....	7
CHAPITRE II - TECHNIQUES DE MESURE.....	11
II-1- Mesures en régime statique.....	11
II-2- Mesures en régime dynamique.....	14
II-2-1- Mesure des paramètres S	14
II-2-2- Technique de l'épluchage.....	14
II-2-3- Banc de mesure.....	15
CHAPITRE III - OPTIMISATION.....	20
III-1-Généralités.....	20
III-2-Description d'un processus d'optimisation..	20
III-3-Méthodes d'optimisation.....	22
III-3-1- Méthodes de Recherche Directe.....	22
III-3-2- Méthodes de gradient.....	23
III-3-3- Optimisation Unidimensionnelle	26

- Interpolation Quadratique.....	26
CHAPITRE IV - METHODES DE MODELISATION.....	30
IV-1- Généralités.....	30
IV-2- Méthodes d'optimisation.....	30
IV-2-1- Méthodes de Recherche Directe.....	31
- Présentation du Programme.....	31
- Résultats obtenus.....	31
IV-2-2- Méthode de gradient.....	32
IV-3- Détermination rapide et précise du schéma équivalent.....	37
IV-3-1- Analyse théorique.....	37
IV-3-2- Mesure des éléments extrinsèques du circuit équivalent.....	39
a- Détermination des résistances et d'inductances parasites.....	39
b- Mesure des capacités parasites C_{pg} et C_{pd}	41
- Présentation du programme.....	43
- Interprétation des résultats.....	43
- Conclusion.....	44
IV-4- Détermination exacte du schéma équivalent à chaque fréquence.....	46
CONCLUSION.....	53

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

La maîtrise des dispositifs se révèle indispensable en amont des études qui préparent l'évolution constante des systèmes et des services de télécommunication. De ce fait, la modélisation des composants actifs, qui consiste à développer les outils de simulation numérique, est largement utilisée non seulement pour en comprendre le fonctionnement, mais encore pour en déterminer les caractéristiques optimales nécessaires pour l'analyse des performances et la conception des circuits. Les résultats obtenus permettent un suivi des technologies mises en oeuvre et une définition claire des valeurs des paramètres du composant.

Notre étude a précisément pour objet de présenter un panorama aussi vaste que possible de la modélisation des transistors MESFET GaAs en régime de petits signaux, car la détermination précise du schéma équivalent de ces transistors est une donnée fondamentale pour la conception des circuits microondes, en particulier les amplificateurs à large bande.

Cette étude est divisée en quatre chapitres et une annexe.

Le premier chapitre, est consacré à la structure, au principe de fonctionnement et aux modèles statique et dynamique du MESFET.

Le deuxième chapitre, décrit les techniques de mesures (en statique et en dynamique).

Le troisième chapitre, constitue un exposé rapide et condensé des méthodes d'optimisation.

Le quatrième chapitre, présente les méthodes de modélisation, avec la vérification des programmes correspondants.

Nous avons tout d'abord développé deux programmes d'optimisation, l'un en langage BASIC s'inspirant de la méthode de HOOKE et JEEVES, et l'autre en langage FORTRAN.

Cependant cette méthode impose certaines contraintes, ce qui nous a amené donc à élaborer un logiciel en langage BASIC, se rapportant à la nouvelle méthode rapide et précise [1].

C H A P I T R E I

ETUDE DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP A BARRIERE SCHOTTKY EN ARSENUIRE DE GALLIUM EN REGIME DE PETITS SIGNAUX

I-1-INTRODUCTION

Le transistor à effet de champ à barrière Schottky réalisé sur l'arséniure de gallium (MESFET GaAs) est apparu au début de années 70 , est devenu actuellement un des composants microondes incontesté, en particulier, dans le domaine de l'amplification à faible bruit et l'amplification à faible ou moyenne puissance .

Ceci est dû simplement aux propriétés électriques de l'arséniure de gallium qui présente deux avantages décisifs par rapport au silicium:une résistivité intrinsèque cinq cents fois plus élevée,ce qui résoud le problème du substrat semi-isolant,et une mobilité électrique environ cinq fois plus grande ce qui est un facteur essentiel pour l'utilisation aux fréquences hautes et la réduction du bruit de fond.

I-2-STRUCTURE

La structure plane idéalisée (figI-1) d'un MESFET GaAs est de type Metal-Semiconducteur (MES).Elle est constituée d'une couche active déposée sur une couche aussi isolante que possible et de deux types de contacts métalliques , ohmique pour la source et le drain, Schottky pour la grille.

Une couche tampon est parfois introduite entre le substrat semi-isolant et la couche active.

Son rôle est de limiter la diffusion des impurités provenant du substrat.

I-3-FONCTIONNEMENT DU MESFET

En fonctionnement normal , la grille est polarisée négativement par rapport à la source (masse) . Le courant grille est alors quasiment nul(quelques picoampères).Sa valeur dépend de la largeur de la grille Z , et une région dépeuplée de porteurs se crée sous la grille.

Cette région est d'autant plus profonde que le potentiel inverse est élevé.

Lorsqu'une polarisation positive est appliquée simultanément sur

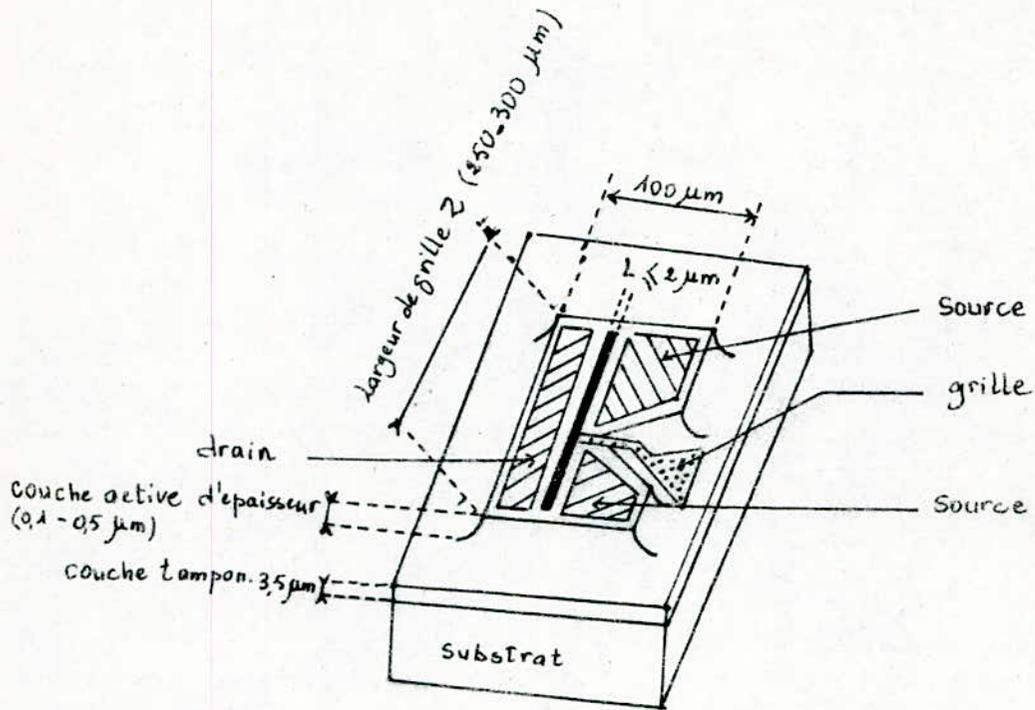


Fig.I-1-Structure d'un MESFET (représentation schématique).

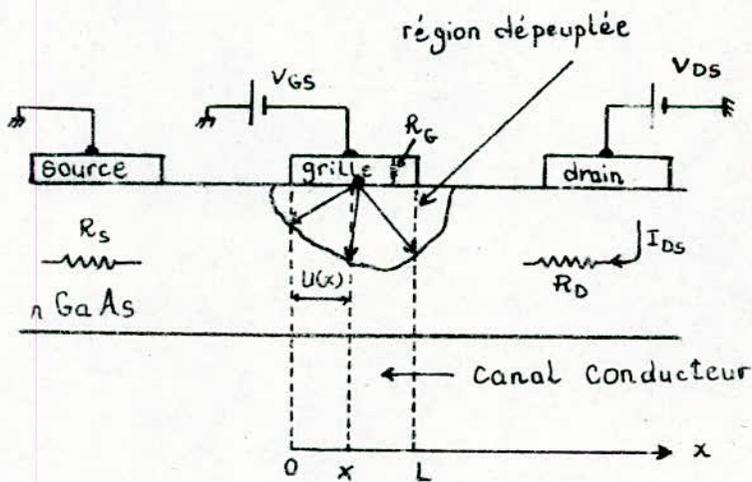


Fig.I-2-Coupe de la zone active d'un MESFET.

le drain : le courant circule entre le drain et la source à travers la fraction restante de la couche conductrice non dépeuplée, appelée canal conducteur. Ce dernier étant résistif, il se produit une chute de tension $U(x)$ lorsqu'il est parcouru par un courant, et un déplacement de la source vers le drain entraîne un accroissement de $U(x)$. Par ailleurs, la zone dépeuplée, soit comme schématisée sur la figure (I-2), plus importante côté drain que côté source. la tension négative grille-source (VGS) pour laquelle cette zone atteint le bas de la couche conductrice est appelée "tension de seuil V_T ".

I-4-MODELE STATIQUE

I-4-1-PARAMETRES STATIQUES DU TRANSISTOR

a)-La transductance (pente du transistor) g_m :

Elle est définie comme suit:

$$g_m = \Delta I_{DS} / \Delta V_{GS} \quad (I-1) \quad (V_{DS} = \text{constante})$$

Soulignons que la valeur de g_m dépend de la tension appliquée effectivement sur la grille. En effet, les chutes de tension dans les éléments parasites séries et en particulier la résistance d'accès R_s , modifient la valeur de g_m ; par conséquent l'équation (I-1) devient [4] :

$$g_m = g_m / (1 - g_m * R_s) \quad (I-2)$$

b)-La conductance de sortie g_d :

La conductance de sortie se calcule sur la base de la relation suivante:

$$g_d = \Delta I_{DS} / \Delta V_{DS} \quad (I-3) \quad (V_{GS} = \text{constante})$$

où V_{DS} étant la tension drain-source.

de la même manière :

$$g_d = g_d / (1 - g_d * R_s)$$

c)-Les résistances série:

Les résistances série de source et de drain résultent de la nature

imparfaite du contact ohmique or-germanium et des zones résistives inactives (Fig.I-3).

La résistance série de source globale R_s est donnée sous la forme [5] :

$$R_s = R_c + R_{s1} + R_{s2} = R_c + (q \cdot N_D \cdot \mu_0 \cdot Z) \cdot ((L_{sg1}/a_1) + (L_{sg2}/a_2)) \quad (I-4)$$

ou R_{s1} et R_{s2} sont les contributions des zones inactives.
 R_c représente la fraction de la résistance provenant de l'imperfection du courant ohmique.
 μ_0 est la mobilité des électrons à champ nul.
 N_D est la densité des donneurs à 300k.
 q est la charge de l'électron.

La résistance série globale de drain (R_d) se calcule à partir de la relation (I-4) dans laquelle l'indice S est remplacé par D.

La résistance série de grille (R_g) est la cause de la chute de tension se produisant à l'intérieur du ruban métallique qui constitue la grille. Elle s'exprime par la relation suivante [5] :

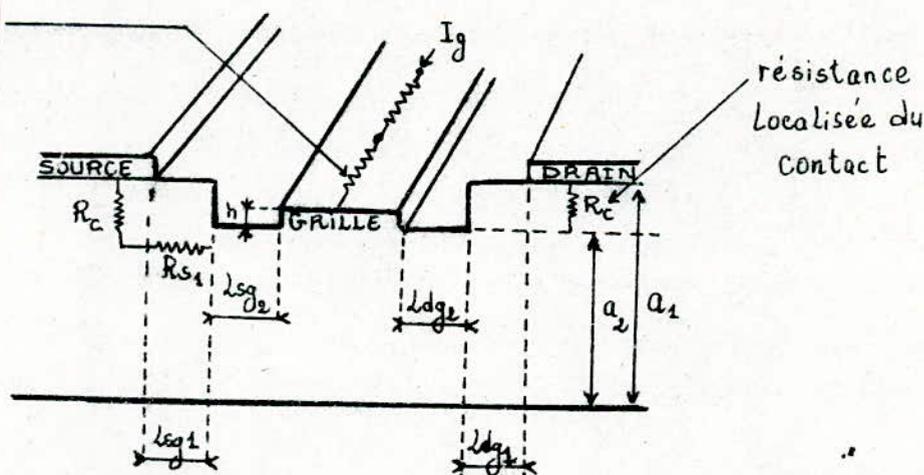
$$R_g = R_m / 3 \quad (I-5)$$

ou R_m est la résistance du ruban métallique donnée par la relation:

$$R_m = l_g \cdot Z / L \cdot h \quad (I-6)$$

avec l_g est la résistivité du métal utilisé et h son épaisseur.

R_g : résistance distribuée de grille.



résistance localisée du contact

Fig.I-3- Localisation des résistances série.

I-4-2-CARACTERISTIQUES COURANT-TENSION

Le courant drain-source (IDS) et les tensions grille-source (VGS) et drain-source (Vds) sont liées [5] par la relation:

$$IDS = \left(\frac{q \cdot N_D \cdot Z \cdot a \cdot \mu_0}{L_1} \right) \left\{ VDS - (R_s + R_d) \cdot IDS - \frac{2}{3} \left[(VDS + V_{bi} - VGS - R_d \cdot IDS)^{3/2} \right] - \left[(V_{bi} - VGS + R_s \cdot IDS)^{3/2} \right] \right\} / V_P^{1/2} \quad (I-7)$$

avec Vbi: la hauteur de la barrière (=0.8v pour Aluminium sur GaAs)
 a: l'épaisseur de la couche active.
 L1: la longueur de la région graduelle ou ohmique.

lorsque VGS n'est pas trop proche du seuil, l'expression de la caractéristique de transfert devient [5] :

$$IDS = IDSS \cdot (1 - (VGS/VT)^m) \quad (I-8)$$

avec m=1 ou 2 et IDSS est le courant de saturation à VGS=0 qui s'écrit:

$$IDSS = (K / (1 + K \cdot R_s)) \cdot |VT| \quad (I-9)$$

ou $K = \frac{q \cdot N_D \cdot Z \cdot a \cdot V_S}{2 \cdot V_P} \quad (I-10)$

VS: la vitesse saturée équivalente donnée par l'équation:

$$VS = 60 \cdot L^{-0.56} \quad (L \ll 1 \mu m)$$

Vp: tension de pincement.

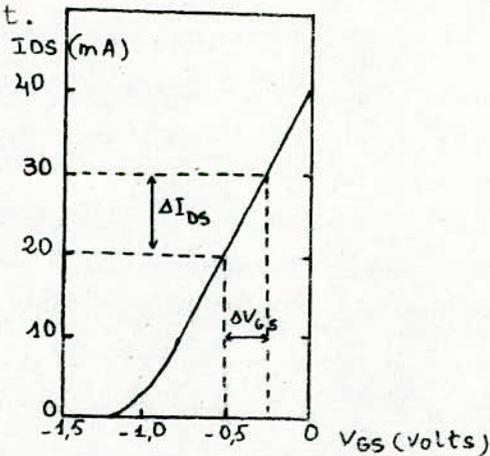


Fig.I-4-Caractéristique de transfert.

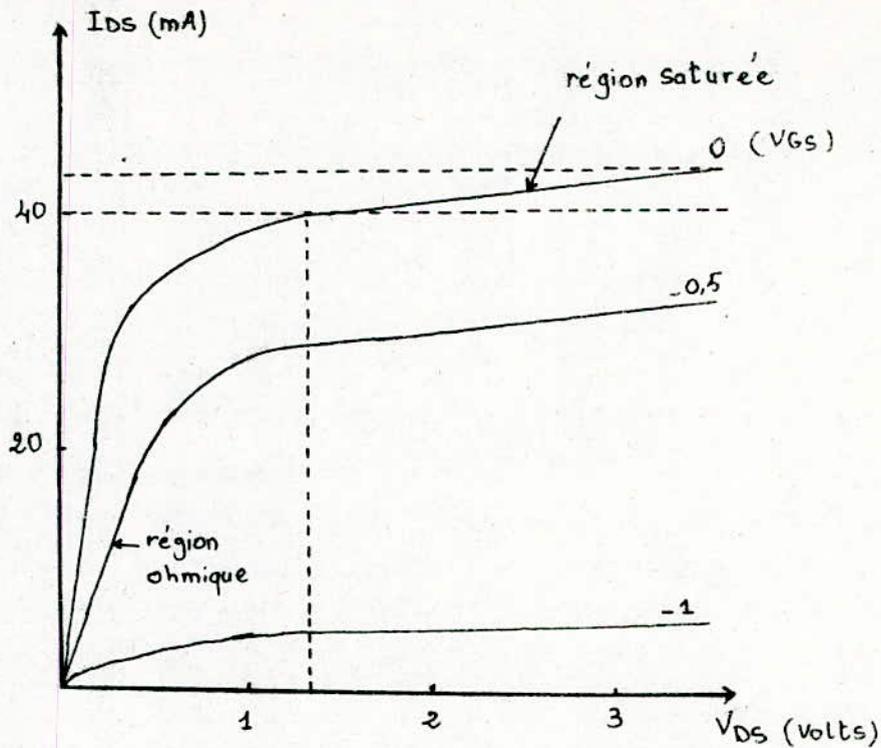


Fig.I-5- Caractéristique courant-tension de sortie

I-5-MODELE DYNAMIQUE

I-5-1-PARAMETRES DYNAMIQUES DU TRANSISTOR

a) cas des basses fréquences:

Pour une tension V_{DS} constante, la transductance est donnée par [5] :

$$g_{m_0} = (\partial I_{ds} / \partial V_{gs}) \approx \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot Z \cdot V_S / a \quad (V_{ds} = \text{constante}) \quad (I-11)$$

La conductance de sortie se calcule à partir de:

$$g_{d_0} = (\partial I_{ds} / \partial V_{ds}) \quad (V_{gs} = \text{constante}) \quad (I-12)$$

$$g_{d_0}^{-1} \approx [V_p + V_{bi} - V_{gs}] / I_f \left\{ \cosh [3.14(L-L_1) / 2 \cdot a] \right\} \quad (I-13)$$

ou I_f : est le courant de saturation à canal ouvert.

L'indice zéro spécifie que les résistances série sont prises nulles.
 L'effet d'existence de résistances série non nulles sera analysé dans le paragraphe (I-5-2).

les valeurs de g_m et g_d ainsi déterminées peuvent servir à établir un schéma équivalent (fig I-6), valable aux fréquences basses ($f \ll 1\text{GHz}$).

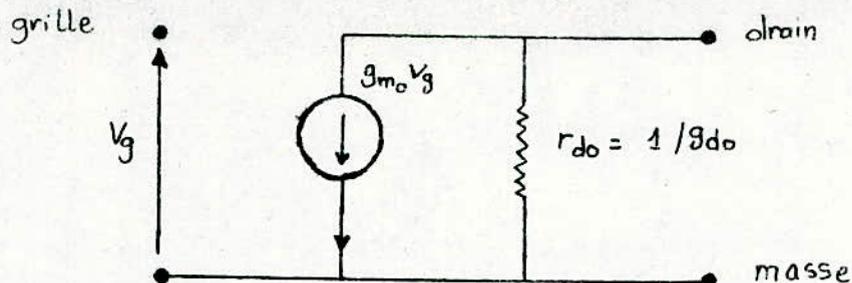


Fig.I-6-Schéma équivalent d'un MESFET aux fréquences basses

b) cas des fréquences élevées:

Le circuit équivalent d'un MESFET intrinsèque susceptible de décrire correctement le fonctionnement du MESFET aux fréquences élevées est celui de la fig(I-7).

La capacité C_{gs} et la résistance intrinsèque R_i sont dues aux courants capacitifs circulant entre la grille et le canal.

La capacité C_{gd} correspond à la zone de transition entre le drain et la grille.

La capacité C_{ds} est la capacité drain-source du canal conducteur.

Le temps de transit " τ " introduit dans l'expression du générateur du courant correspond au temps nécessaire pour que les porteurs transitent d'une extrémité à l'autre du canal. Il est sensiblement égal à :

$$\tau = L/V_S \quad (I-14)$$

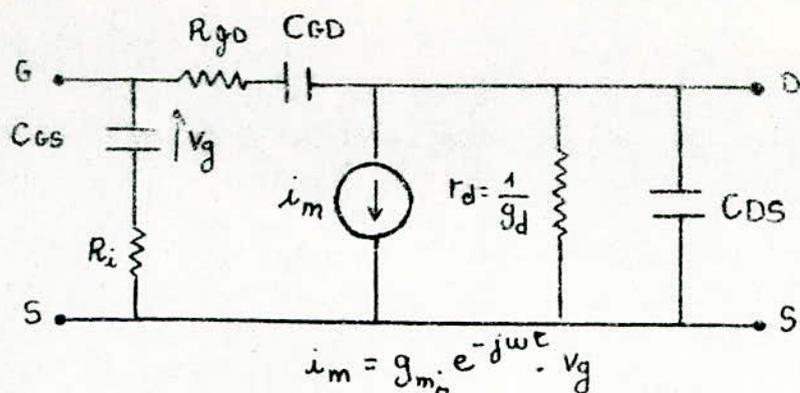


Fig.I-7.Schéma équivalent intrinsèque en hautes fréquences.

Parfois, des éléments intrinsèques additionnels sont introduits pour une description plus fine du comportement réel, telle que, la résistance Rgd qui peut rendre compte de la résistance distribuée du canal entre la grille et le drain.

I-5-2-INFLUENCE DES ELEMENTS PARASITES

Le schéma équivalent (figI-8) est le plus utilisé pour des composants encapsulés .

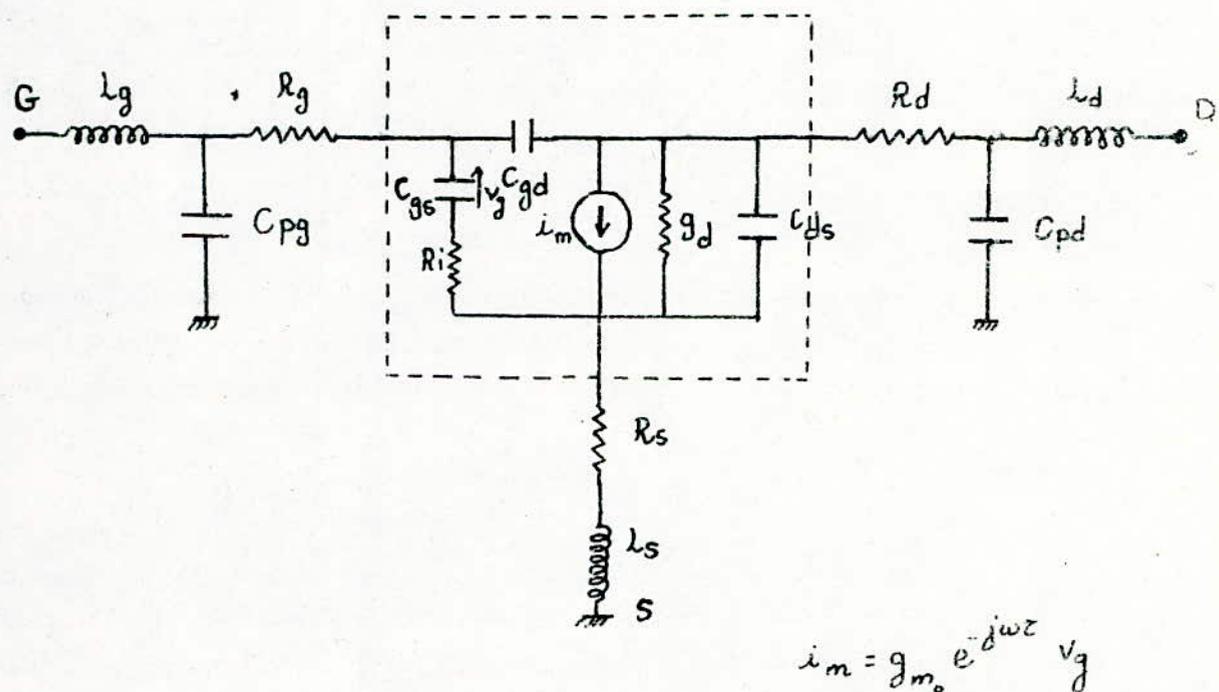


Fig.I-8-Schéma équivalent d'un MESFET

- Les résistances série R_g, R_d et R_s sont données par les relations (I-4) et (I-5)
- Les inductances L_s, L_d et L_g sont celles des fils microsoudés entre la "puce" et le circuit extérieur.
- Les capacités C_{pg} et C_{pd} sont celles du boîtier.
- Ces éléments parasites, et en particulier R_s, R_g et L_s , conditionnent très largement les performances du dispositif.

Enfin, il convient de souligner que même si les paramètres technologiques sont connus avec précision, quelque soit le modèle choisi, le calcul des performances du dispositif aux fréquences hautes reste toujours plus ou moins imprécis en raison des approximations inévitables et de la connaissance imparfaite des éléments parasites, en particulier pour un composant encapsulé.

Dans ce cas, il reste hasardeux de concevoir un circuit susceptible de recevoir le composant sur la base de la seule analyse théorique.

C'est pourquoi, la mesure des caractéristiques du composant en régimes statique et dynamique est indispensable pour disposer de données suffisamment précises.

CHAPITRE II

Techniques de mesure

CHAPITRE II

TECHNIQUES DE MESURE

II-1-MESURES EN REGIME STATIQUE

A l'aide d'un traceur de caractéristiques classique, nous pouvons déterminer la plupart des paramètres statiques du MESFET. Les valeurs de ces paramètres sont nécessaires, d'une part, pour le calcul des éléments intrinsèques [1] et pour permettre une convergence rapide et sûre des méthodes d'optimisation d'autre part.

II-1-1-DETERMINATION DE LA TRANSDUCTANCE ET DE LA CONDUCTANCE DE SORTIE

Les valeurs approchées de g_m et g_d sont directement déduites à partir des pentes des caractéristiques $I_{DS}(V_{GS})$ et $I_{DS}(V_{DS})$ respectivement suivant les relations (I-1) et (I-3).

II-1-2-DETERMINATION DES RESISTANCES SERIES

a)-Première méthode

La première méthode, nécessite trois types de mesures, à des niveaux de courant grille de l'ordre de 10mA :

- 1)-Mesure de V_{GS} (drain ouvert)
- 2)-Mesure de la tension grille-drain (V_{GD}) (source ouverte)
- 3)-Mesure de I_{DS} et V_{GS} (courant grille "IG" constant)

Les valeurs de R_s , R_d et R_g , sont obtenues à partir des pentes des caractéristiques fig(II-1,2).

b)-Deuxième méthode

Elle nécessite la mesure point par point du courant I_{DS} en fonction de V_{GS} lorsque V_{DS} est maintenue constante et à un

faible niveau (10mV par exemple).

En effet, lorsque $V_{DS} \ll V_{bi} - V_{GS}$, le développement au premier ordre de l'expression (I-7) donne:

$$V_{DS}/I_{DS} = \left\{ 1/G_0 \right\} \left\{ 1 / \left[1 - ((V_{bi} - V_{GS})/V_p)^{1/2} \right] \right\} + R_s + R_d \quad (II-1)$$

ou $G_0 = q \cdot N_d \cdot Z \cdot a \cdot \mu_0 / L$

G_0 : représente la conductance de la zone active sous la grille en l'absence de la zone dépeuplée.

Conformément à cette dernière relation, le tracé de la résistance source-drain ($R_{ds} = V_{DS}/I_{DS}$) en fonction de A ($A = [1 / 1 - ((V_{bi} - V_{GS})/V_p)^{1/2}]^2$) fournit une droite Fig(II-3) dont la pente est $1/G_0$.

L'extrapolation linéaire de la droite donne la valeur de $(R_s + R_d)$ qui, combinée à celle de $(R_s - R_d)$ obtenue par la première méthode, détermine R_s et R_d .

II-1-3-DETERMINATION DE LA TENSION DE SEUIL

Lorsque $V_{GS} \sim V_T$ l'expression (II-1) peut s'écrire après un développement supplémentaire sous la forme:

$$I_{DS} = [V_{DS} G_0 / 2] \cdot [(V_{GS} - V_T)/V_p] \quad (II-2)$$

Le tracé de I_{DS} en fonction de V_{GS} (V_{DS} faible) près du pincement fournit une droite dont le point d'intersection avec l'axe des abscisses correspond à la tension de seuil V_T .

II-1-4-DETERMINATION DE LA HAUTEUR DE LA BARRIERE, ET LE FACTEUR D'IDEALITE

Sachant que le courant direct de grille est donné [5] par:

$$I_G = A^* T^2 L Z \exp(-V_{bi}/nkT) \exp(qV_G/nkT) \quad (II-3)$$

Le tracé de $\text{LOG } I_G(V_{GS})$ pour $V_{DS} = 0$ et $I_G \approx 0.1$ à $10 \mu A$ représente une droite dont la pente est égale à q/nkT , et qui permet de calculer n et dont l'ordonnée à l'origine donne V_{bi} .

A^* est la constante de Richardson.

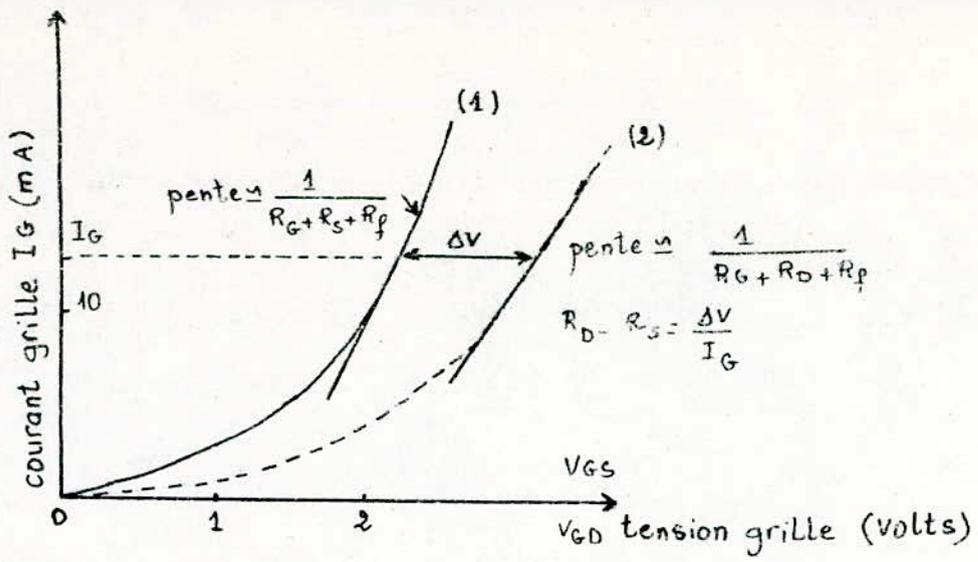


Fig.II-1-Variations du courant grille avec la tension grille
 (1) Drain ouvert, source à la masse
 (2) source ouverte, drain à la masse
 R_f représente la résistance du canal sous la grille

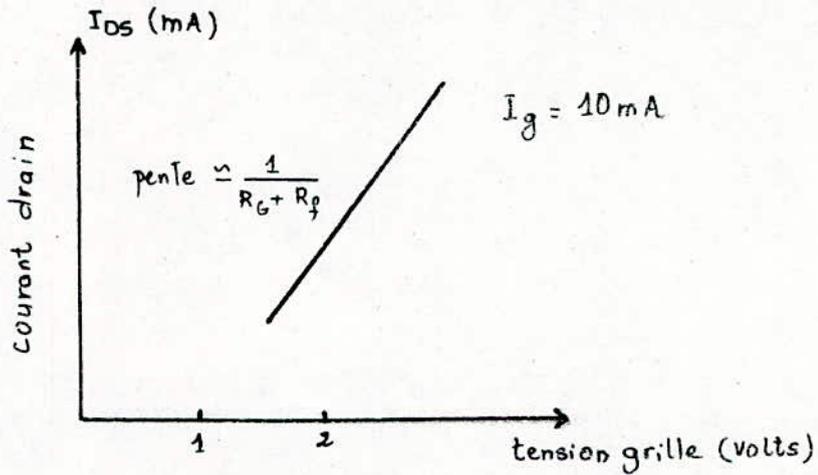


Fig.II-2-Variations du courant drain avec la tension grille
 ($I_G = 10 \text{ mA}$)

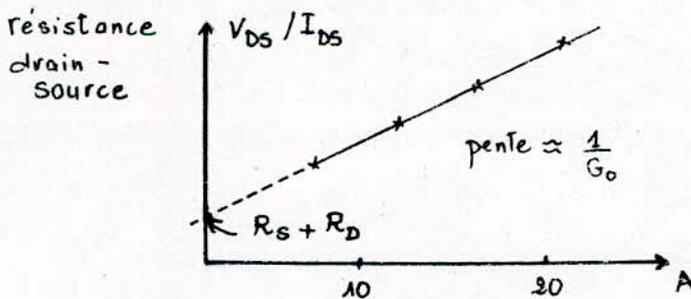


Fig.II-3-Variations de la résistance de canal (V_{DS} / I_{DS}) en fonction de A

II-2-MESURES EN REGIME DYNAMIQUE

II-2-1-Mesure des paramètres S :

La mesure des éléments inaccessibles nécessite des supports généralement constitués de lignes microrubans d'impédance caractéristique de valeur 50 ohms et de connecteurs fig(II-1).

De ce fait, la connaissance préalable des éléments du support est indispensable pour la caractérisation dynamique du transistor. La technique utilisée pour cela est dite "technique de l'épluchage" [5].

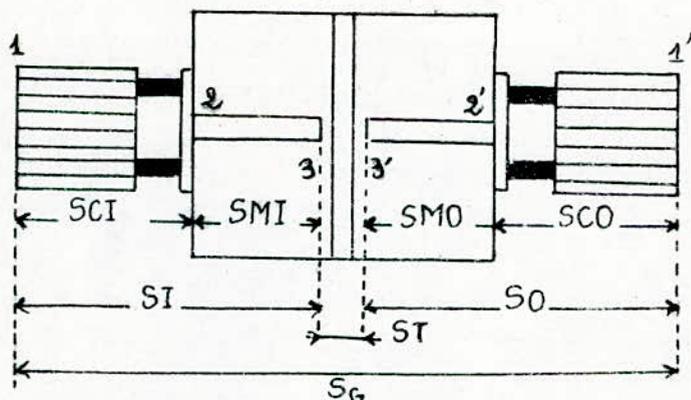


Fig.II-1-Support de test d'un transistor

- 1-1'- Connecteurs coaxiaux
- 2-2'- Tronçons de lignes
- 3-3'- Emplacement du transistor.

II-2-2-Technique de l'épluchage

Les connecteurs et les tronçons de lignes microrubans sont respectivement caractérisés par les matrices suivantes:

- SCI et SCO : les matrices S de l'entrée et sortie des connecteurs coaxiaux.
- SMI et SMO : les matrices S de l'entrée et sortie des tronçons de lignes.

Le mode de connexion des éléments du support (en cascade) impose, pour le calcul, l'utilisation des matrices chaînes qui sont:

$$R_i = R_{CI} * R_{MI} \quad (\text{matrice chaîne de l'entrée des connecteurs et des tronçons de lignes})$$

$$R_o = R_{CO} * R_{MO} \quad (\text{matrice chaîne de sortie des connecteurs et des tronçons de lignes})$$

$$RG = RI * Rt * RO$$

(RG: matrice chaîne de l'ensemble)

$$RI * RG = Rt * ROF$$

$$Rt = RI * RG * RO \quad (Rt: matrice chaîne du transistor)$$

II-2-3-Banc de mesure

Le banc de mesure comprend un support de test associé à des tés de polarisation et d'un analyseur de réseaux dont les éléments importants sont le générateur WOBULE, le coupleur directif et le receptr.

Les mesures des quatres paramètres de répartition "Sij" sont illustrées par les fig(II-2,3,4,5).

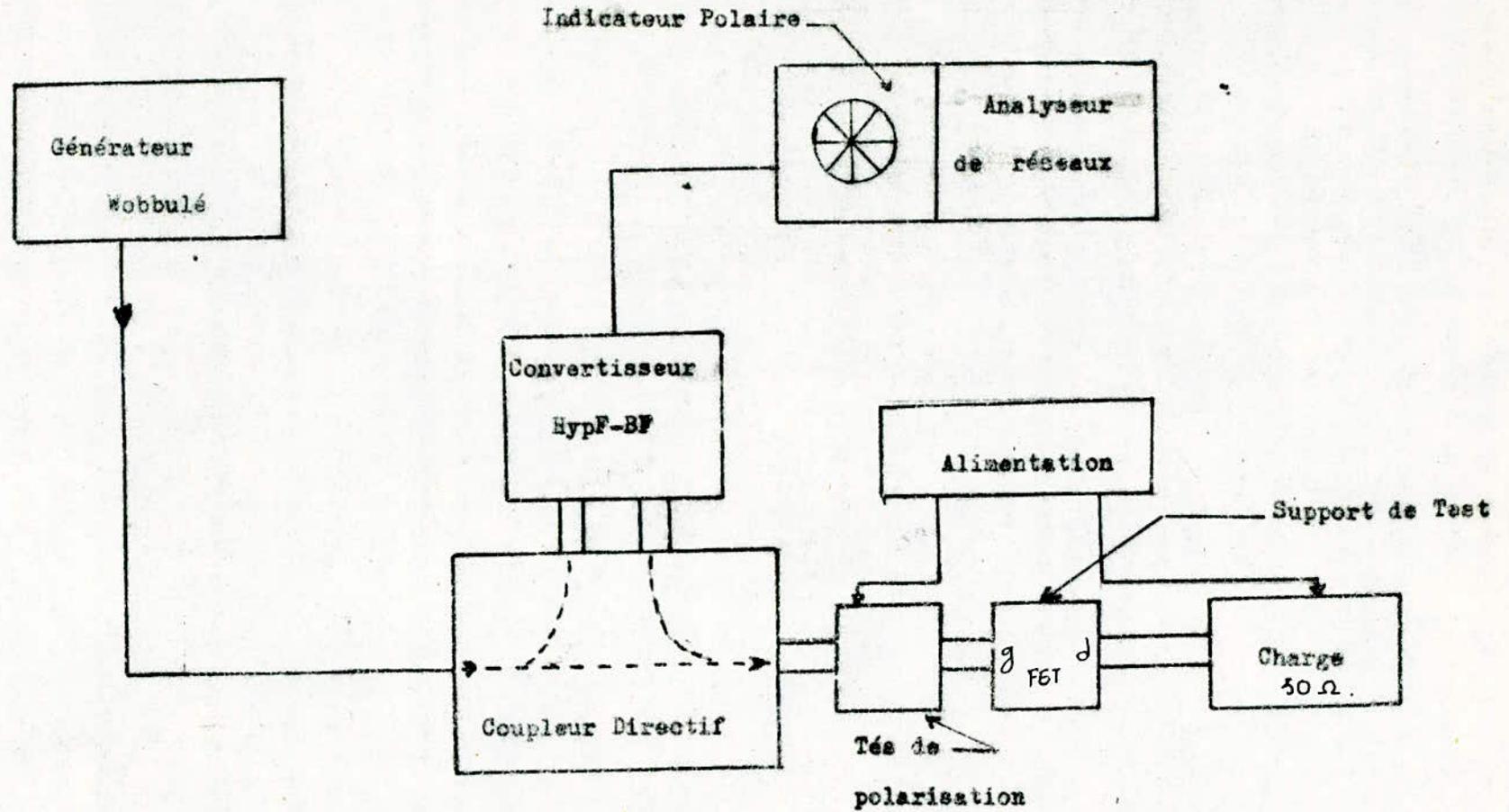


Fig. II - 2 - MESURE DE S_{11} .

#1

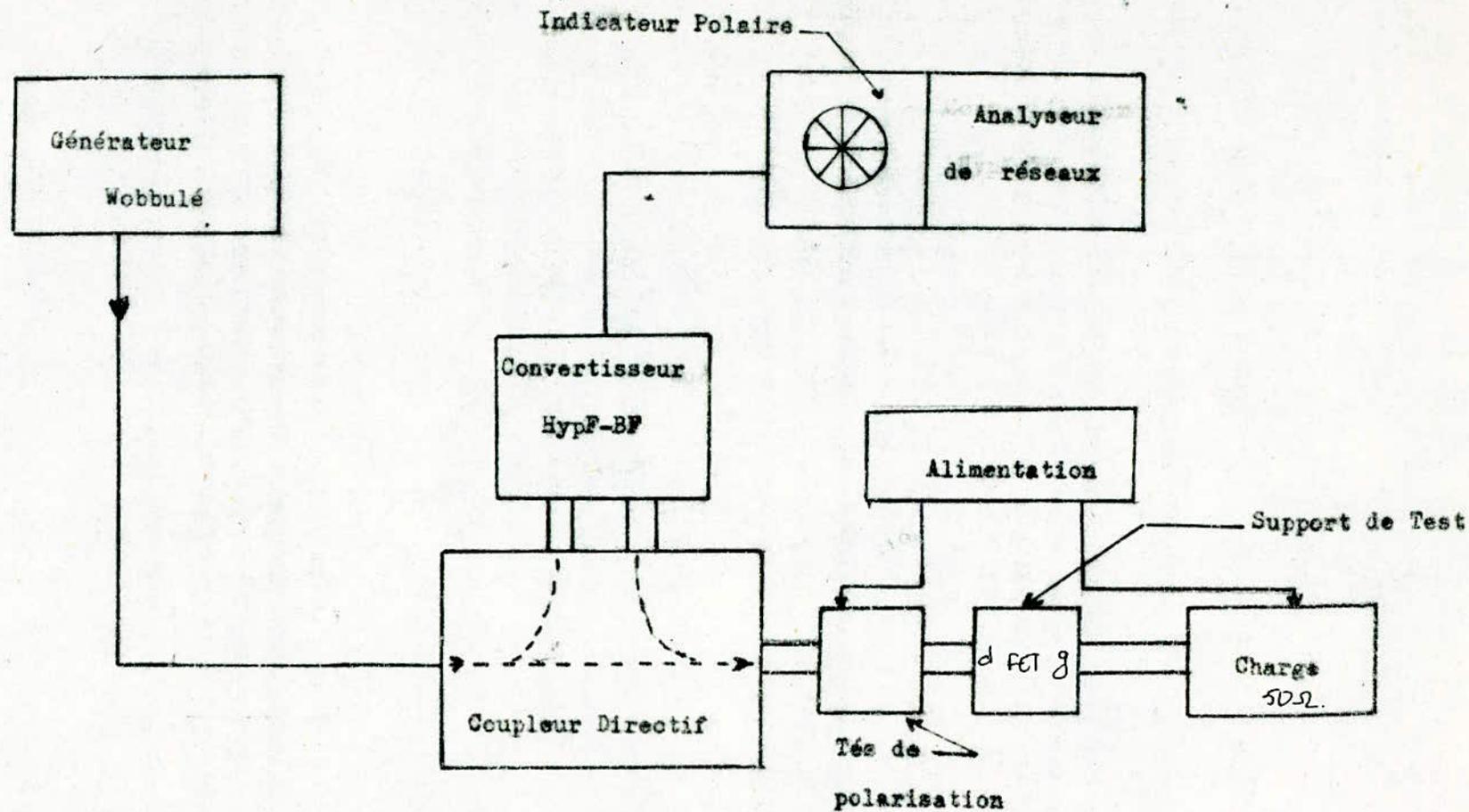


Fig. II - 3 - MESURE DE S_{22}

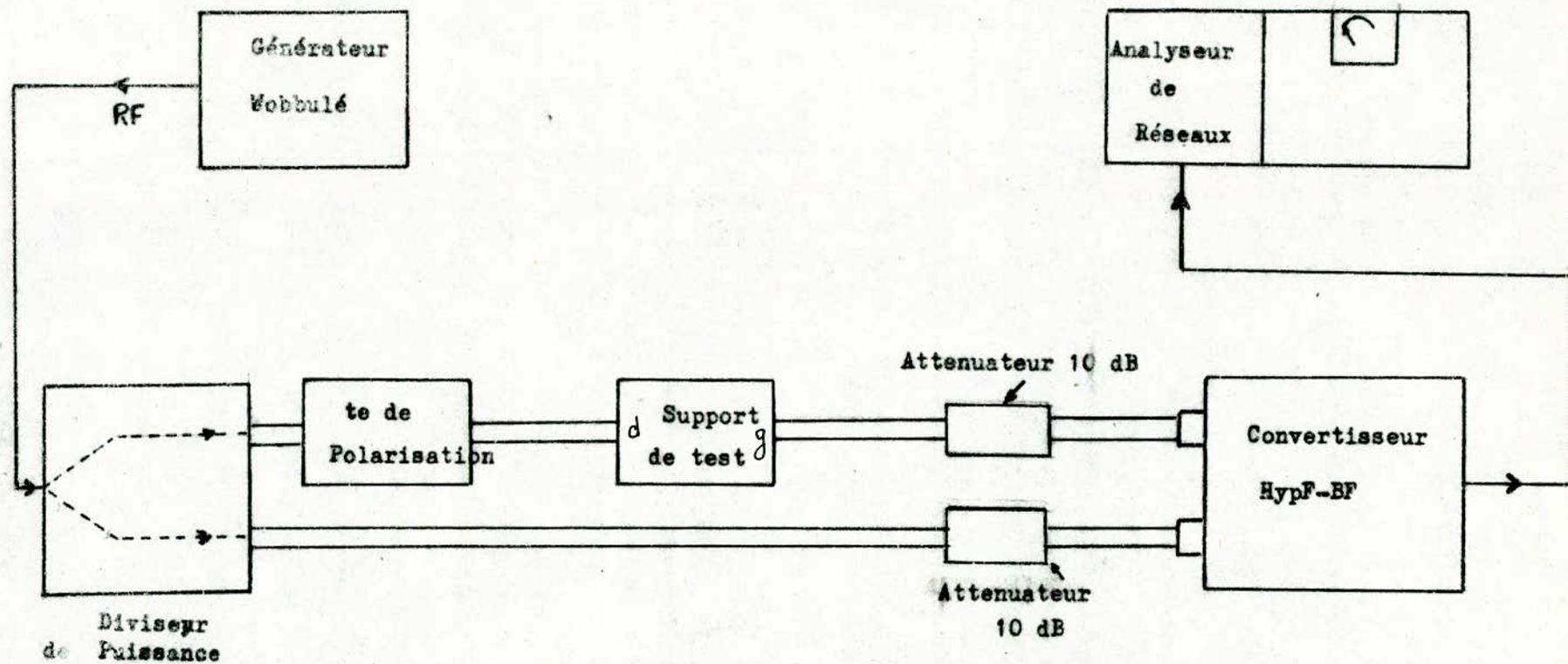
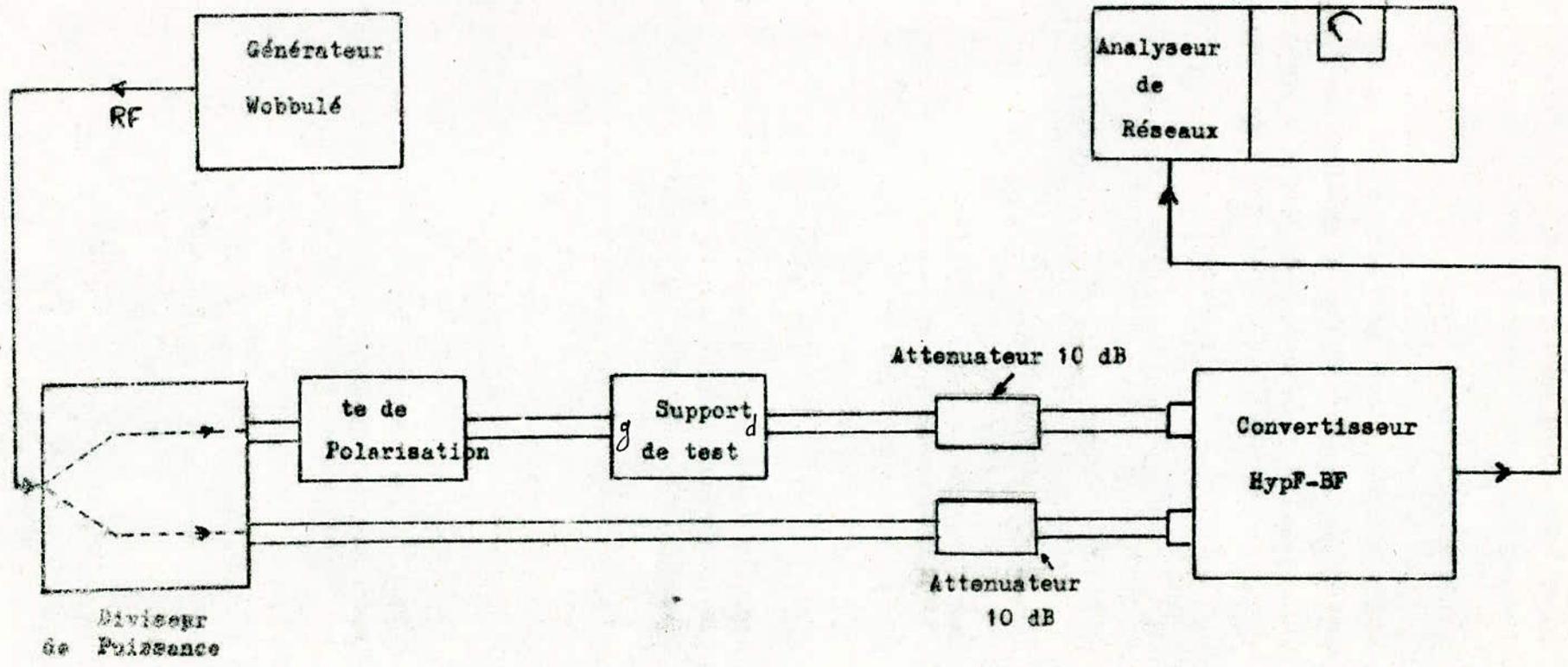


Fig. II - 4 - MESURE DE S_{12} .



CHAPITRE III

Optimisation

CHAPITRE III

OPTIMISATION

III-1-GENERALITES

L'objectif d'une procédure d'optimisation est de donner les meilleures valeurs des différents paramètres d'un circuit pour parvenir à une réponse désirée.

Cette procédure présente plusieurs avantages:

- 1)-Elle peut incorporer toutes sortes de contraintes.
- 2)-Elle conduit à une solution compromettante reconcillant et confluant les conditions imposées par les contraintes.
- 3)-Elle englobe les éléments actifs, les non linéarités, les parasites et les restrictions dans le type et les valeurs des paramètres.

III-2-DESCRIPTION D'UN PROCESSUS D'OPTIMISATION

Le processus d'optimisation est schématisé dans la fig (III-1) et consiste en trois étapes principales.

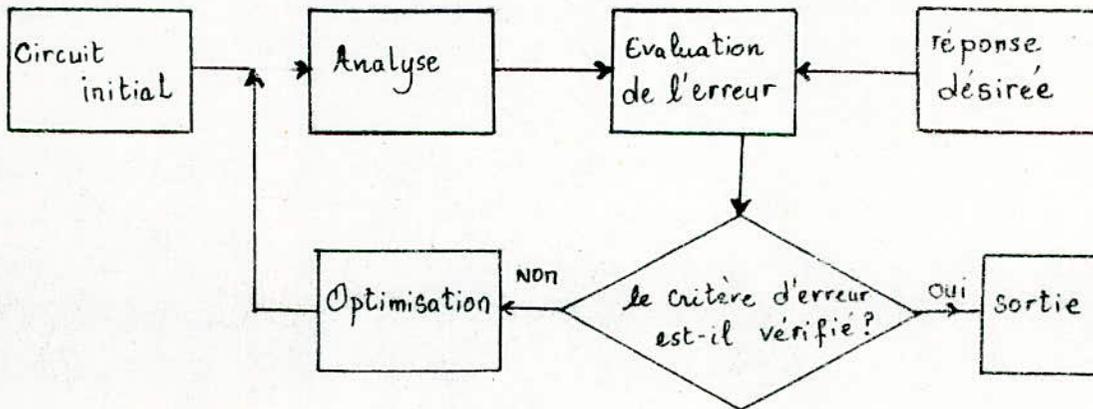


Fig.III-1-Organigramme d'un processus d'optimisation

Première étape: Circuit initial:

Afin d'améliorer le circuit initial, une bonne détermination de ce dernier est indispensable pour assurer une bonne convergence avec un temps et un coût raisonnables.

Deuxième étape: Analyse:

Dans toute méthode d'optimisation, un programme d'analyse permettant d'évaluer la réponse d'un circuit, doit être incorporé. Cette réponse sera par la suite comparée avec la réponse désirée.

Troisième étape: Evaluation de l'erreur:

Il existe plusieurs formes de fonctions erreur qui permettent d'évaluer la différence entre la réponse calculée et désirée. L'une des formes les plus populaires est la forme moindres carrés donnée sous la forme:

$$E_2 = \sum_{i=1}^k \left| F_d(w_i) - F_c(w_i, P) \right|^2 \quad (\text{III-1})$$

où $F_d(w_i)$: est la réponse désirée.

$F_c(w_i, P)$: est la réponse calculée.

w_1, w_2, \dots, w_k : sont les fréquences d'échantillonnage dans la bande choisie.

$$P = (p_1, p_2, \dots, p_n)^T$$

avec p_i ($i=1, \dots, n$) représentent les éléments du circuit.

Le concept de la pondération de l'erreur est indispensable dans le cas d'optimisation simultanée de plusieurs réponses.

Dans ce cas la fonction erreur s'écrit comme suit:

$$E_2 = W_1 |F_{d1}(w_i) - F_{c1}(w_i, P)|^2 + \dots + W_m |F_{dm}(w_i) - F_{cm}(w_i, P)|^2 \quad (\text{III-2})$$

où W_1, W_2, \dots, W_m sont les facteurs de pondération assignés à chaque type de réponse. Pour accentuer une réponse par rapport aux autres, il suffit d'assigner un plus grand facteur de pondération associé à cette réponse.

Une autre forme de fonction erreur est la forme min-max donnée par:

$$E_\infty = \max \sum_{i=1}^k W_l |F_{dl}(w_i) - F_{cl}(w_i, P)|^2 + \dots + W_m |F_{dm}(w_m) - F_{cm}(w_m, P)|^2 \quad (\text{III-3})$$

Une généralisation de la fonction erreur moindre carré est la fonction erreur d'ordre q définie par:

$$Eq = W1 |F_{d1}(w_i) - F_{c1}(w_i, P)|^2 + \dots + W_m |F_{dm}(w_i) - F_{cm}(w_i, P)|^2$$

(III-4)

Lorsque le critère d'erreur est établi, les éléments du circuit seront ajustés, ceci, en faisant varier P de ΔP au cours de chaque itération de façon à ce que la fonction erreur décroît.

Cette dernière, décrit une surface d'erreur dans un espace à n dimensions ou plusieurs minimums locaux peuvent exister.

Dans ces conditions l'optimisation se propose pour objet d'aboutir à un minimum local pour lequel l'erreur entre les réponses calculées et désirées satisfait aux spécifications données.

III-3-METHODES D'OPTIMISATION

Deux groupes de méthodes sont utilisés pour l'optimisation d'un circuit:

1)-Méthode de recherche directe :

Elles ne nécessitent pas le calcul du Gradient de la fonction erreur. La recherche de l'optimum se fait systématiquement.

2)-Méthodes de Gradient:

Ces méthodes utilisent l'information fournie par la dérivée de la fonction objectif (gradient) pour parvenir à ajuster le modèle.

III-3-1-METHODES DE RECHERCHE DIRECTE: (METHODE DE HOOKE & JEEVES)

La méthode de Hooke et Jeeves fait partie des méthodes de recherche de direction, c'est une technique séquentielle, dans laquelle chaque étape consiste en deux types de déplacements.

Le premier type de déplacement est appelé "déplacement explorateur", il est utilisé pour l'exploration du comportement local de la fonction objectif.

Le second est appelé déplacement de direction qui prend l'avantage de la direction identifiée au cours du premier déplacement.

En partant d'un point sélectionné arbitrairement $P_1 = P_{1,1}, P_{1,2}, \dots, P_{1,n}$ appelé "point de départ de base" et d'un pas Δe_i prescrit le long de chaque direction e_i ($i=1, \dots, n$). Le déplacement d'exploration débute par l'évaluation de la fonction erreur $F(P_1)$. Chacune des variables $P_{1,i}$ est perturbée au voisinage du point de base en cours pour obtenir un nouveau point de base temporaire tel que:

$$P_{2,i} = \begin{cases} P_{1,i} + k \cdot \Delta e_i, & \text{si } F(p_1 + k \cdot \Delta e_i) < F(p) \\ P_{1,i} - k \cdot \Delta e_i, & \text{si } F(p_1 - k \cdot \Delta e_i) < F(p) \\ P_{1,i}, & \text{si } F(p) \leq \min(F(p + k \cdot \Delta e_i), F(p - k \cdot \Delta e_i)) \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

où k est le pas des modifications.

Le processus est répété autour du point de base temporaire pour $i=1, \dots, n$.

Le point P_2 est le nouveau point de base et, tant que $P_2 \neq P_1$, la direction de déplacement S_1 établie est donnée par :

$$S_1 = P_2 - P_1 \quad (\text{III-6})$$

Une optimisation unidimensionnelle est ensuite mise en œuvre le long de la direction S_1 . La position du minimum le long de S_1 s'écrit :

$$P_3 = P_2 + S_1 \quad (\text{III-7})$$

P_3 sera le point de base pour le prochain déplacement d'exploration et le processus continu. S'il n'y a pas de progression dans une direction particulière e_i , le pas e_i est réduit. Le processus est supposé avoir convergé toute fois qu'aucune progression n'est remplie dans une direction particulière et que les pas chutent en dessous d'une quantité ϵ , ie. quand $\max_i \{ \Delta p_i \} < \epsilon$ et $S_j = 0$.

Cette procédure est résumée sous forme d'un organigramme (I).

III-3-2-METHODES DU GRADIENT

Il s'agit d'une famille de méthodes qui procèdent de la façon suivante. Nous partons d'un point P^0 et nous calculons le gradient $\nabla F(P^0)$ en P^0 . Comme $\nabla F(P^0)$ indique la direction de plus grande augmentation de F , nous nous déplaçons d'une quantité λ_0 dans la direction opposée au gradient, et nous définissons le point :

$$P^1 = P^0 - \lambda_0 \overrightarrow{\text{grad}} F(P) \quad (\text{III-8})$$

la procédure est répétée et engendre les points P^0, P^1, \dots, P^k , suivant la relation :

$$P^{k+1} = P^k - \lambda_k \overrightarrow{\text{grad}} F(P) \quad (\text{III-9})$$

L'algorithme est arrêté quand la différence entre deux pas successifs est inférieure à une valeur prédéterminée ϵ :

$$\left| F(P_i) - F(P_{i+1}) \right| \ll \epsilon \quad (\text{III-10})$$

Plus les pas deviennent petits, plus le temps de calcul devient très élevé, ce qui conduit à une convergence très lente. En conséquence, lorsque nous nous rapprochons du minimum, il est préférable, dans ce cas d'utiliser une des méthodes décrites ci-dessous.

a) - Méthode de Newton:

Une fonction $F = F(P)$ à plusieurs variables (p_1, p_2, \dots, p_n) peut être approximée au voisinage de P_0 par un développement de Taylor:

$$F(P_0 + \Delta P) = F(P_0) + \overrightarrow{\text{grad}} F(P_0) \cdot \Delta P^T \quad (\text{III-11})$$

T: étant le transposé.

P : est donné par [5]:

$$\Delta P = [-H^{-1} \cdot \overline{F}] \cdot \overrightarrow{\text{grad}} \overline{F}^T \quad (\text{III-12})$$

le gradient (grad) et le Hessien H de cette fonction sont donnés par:

$$\overrightarrow{\text{grad}} F = \partial F / \partial p_1, \partial F / \partial p_2, \dots, \partial F / \partial p_n \quad (\text{III-13})$$

$$H(F) = \begin{vmatrix} \frac{\partial^2 F}{\partial p_1^2} & \frac{\partial^2 F}{\partial p_1 \partial p_2} & \dots & \frac{\partial^2 F}{\partial p_1 \partial p_n} \\ \frac{\partial^2 F}{\partial p_2 \partial p_1} & \frac{\partial^2 F}{\partial p_2^2} & \dots & \frac{\partial^2 F}{\partial p_2 \partial p_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial^2 F}{\partial p_n \partial p_1} & \frac{\partial^2 F}{\partial p_n \partial p_2} & \dots & \frac{\partial^2 F}{\partial p_n^2} \end{vmatrix} \quad (\text{III-14})$$

cette méthode permet de trouver rapidement le minimum d'une fonction approximée par une fonction quadratique. Sa difficulté principale est l'évaluation du Hessien à chaque itération.

b) - Méthode Quasi-Newton:

Elle est spécifiquement développée en ayant en tête le problème évoqué ci-dessus. Elle consiste à remplacer l'inverse du Hessien $B_i = H_i^{-1}$ par une approximation qui est modifiée à chaque itération.

La formule approchée pour l'inverse du Hessien est donnée par [5]

$$H_{i+1}^{-1} = B_{i+1} = B_i + \frac{\delta_i (\delta_i)^T}{(\delta_i)^T \gamma_i} - \frac{B_i \gamma_i (\gamma_i)^T B_i}{(\delta_i)^T \gamma_i B_i} \quad (\text{III-15})$$

Dans cette expression:

$$\delta_i = -\alpha_i (B_i)^T g_i, \quad \text{avec} \quad \alpha_i = (-B_i)^T \cdot g_i$$

$$\gamma_i = g_{i+1} - g_i$$

g_i, g_{i+1} sont les gradients des fonctions qui doivent être minimisées aux itérations i et $i+1$.

Cet algorithme est très puissant et garantit une bonne convergence.

c) -Méthode de Marquardt:

Une fonction objectif du type moindre carré peut être présentée comme une somme de carrés :

$$F(P) = \sum_{i=1}^n F_i(P) \quad (\text{III-16})$$

cette présentation consiste à linéariser chaque F_i autour d'un point P_j . L'expression (III-16) devient:

$$F(P_j) = \sum_{i=1}^n [F_i(P_j) + (P - P_j)^T \overrightarrow{\text{grad}} F_i(P_j)]^2 \quad (\text{III-17})$$

dans ce cas, le gradient est calculé pour chacune des fonctions F_i . Il est donc possible de construire le Jacobien:

$$J(P) = \begin{vmatrix} \partial F_1 / \partial p_1 & \partial F_2 / \partial p_1 \dots \partial F_n / \partial p_1 \\ \partial F_1 / \partial p_2 & \partial F_2 / \partial p_2 \dots \partial F_n / \partial p_2 \\ \dots & \dots & \dots \\ \partial F_1 / \partial p_m & \partial F_2 / \partial p_m \dots \partial F_n / \partial p_m \end{vmatrix} \quad (\text{III-18})$$

la variable $\Delta P = P - P_j$ est donnée par la résolution du système linéaire :

$$J(P_j) \cdot J^T(P_j) \cdot \Delta P_j = - J(P_j) \cdot [F_1(P_j) \dots F_n(P_j)]^T \quad (\text{III-19})$$

en utilisant la méthode de Gauss, mais donne une solution divergente car l'approximation linéaire n'est valable qu'au voisinage de P_j . Pour éviter ce problème une fonction est ajoutée à la fonction à minimiser :

$$F(P_j) = \sum_{i=1}^n [F_i(P_j) + (P - P_j)^T \overrightarrow{\text{grad}} F_i(P_j)]^2 + \lambda_j / 2 \cdot [P - P_j]^2 \quad (\text{III-20})$$

où $\lambda_j > 0$ est un paramètre qui est ajusté à chaque itération.

III-3-3-OPTIMISATION UNIDIMENSIONNELLE

Pour déterminer l'optimum de la fonction F, nous avons vu que certaines méthodes nécessitent, à chaque itération, la résolution d'un problème d'optimisation à une seule variable du type [16] :

déterminer minimisant: $g(\alpha) = F(p + \alpha \cdot S)$

où $P^0 = (P_1^0, P_2^0, \dots, P_n^0)^T$ est le dernier point obtenu.

et : $S = (S_1, S_2, \dots, S_n)^T$ une direction de déplacement.

Il s'agit donc de trouver l'optimum de la fonction F en partant de P^0 dans la direction S. L'une des méthodes les plus utilisées est la suivante:

- Interpolation Quadratique

Cette méthode présente l'avantage de ne pas nécessiter le calcul des dérivées première ou seconde de la fonction g.

Principe

L'idée est la suivante: Si $\alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3$ sont trois valeurs de telles que $g(\alpha_1) > g(\alpha_2) < g(\alpha_3)$, nous approximations la fonction $g(\alpha)$ sur l'intervalle $[\alpha_1, \alpha_3]$ par la quadratique ayant les memes valeurs que g aux points $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$, son équation est [10] :

$$q(\alpha) = \sum_{i=1}^3 q(\alpha_i) \cdot \frac{\prod_{i \neq j} (\alpha - \alpha_j)}{\prod_{i \neq j} (\alpha_i - \alpha_j)} \quad (\text{III-15})$$

où $q(\alpha)$ est le polynôme d'interpolation de Lagrange de second degrés.

Le minimum de $q(\alpha)$ est atteint en :

$$\alpha_4 = \frac{r_{23} g(\alpha_1) + r_{31} g(\alpha_2) + r_{12} g(\alpha_3)}{2 [S_{23} g(\alpha_1) + S_{31} g(\alpha_2) + S_{12} g(\alpha_3)]} \quad (\text{III-16})$$

où $r_{ij} = \alpha_i^2 - \alpha_j^2$ et $S_{ij} = \alpha_i - \alpha_j$

α_4 est une bonne approximation de la solution si et seulement si:

$$\frac{(\alpha_2 - \alpha_3) g(\alpha_1) + (\alpha_3 - \alpha_1) g(\alpha_2) + (\alpha_1 - \alpha_2) g(\alpha_3)}{(\alpha_2 - \alpha_3)(\alpha_3 - \alpha_1)(\alpha_1 - \alpha_2)} < 0$$

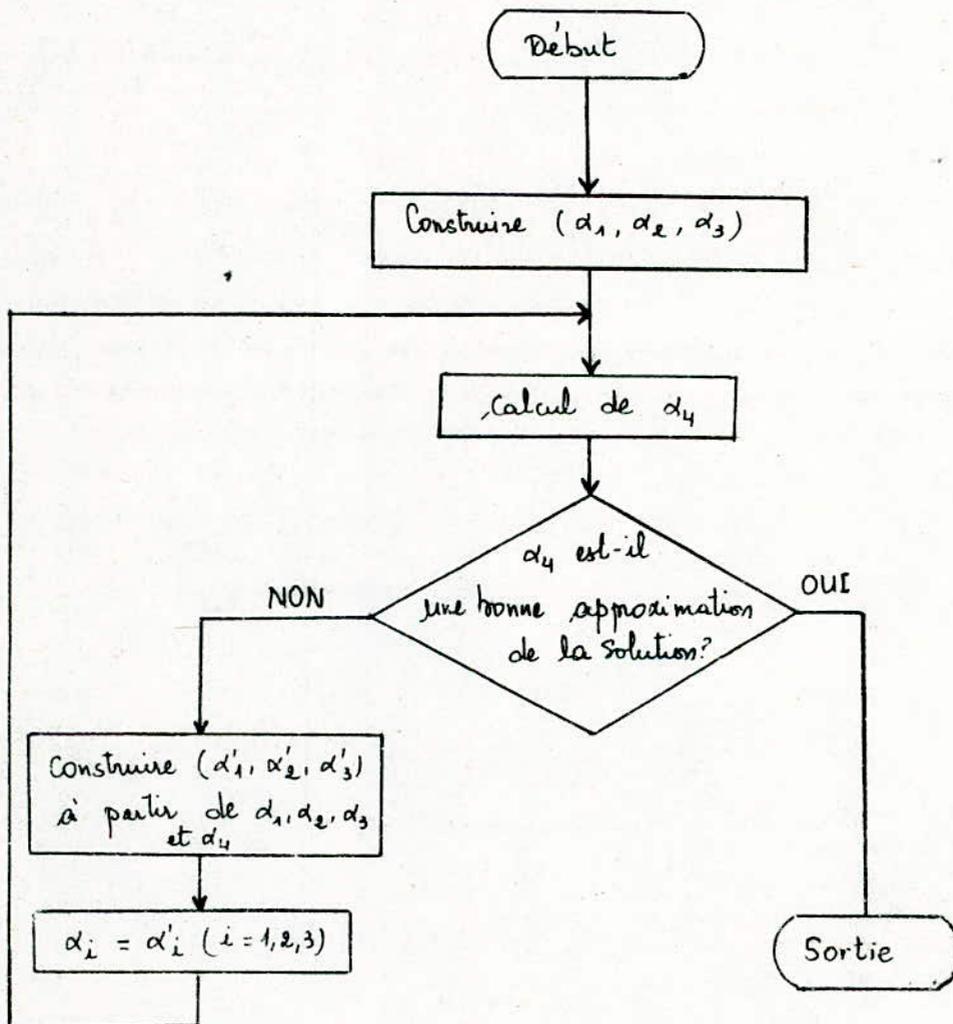
Le point α_4 est alors pris comme une approximation de l'optimum de $g(\alpha)$ sur α_1, α_3 .

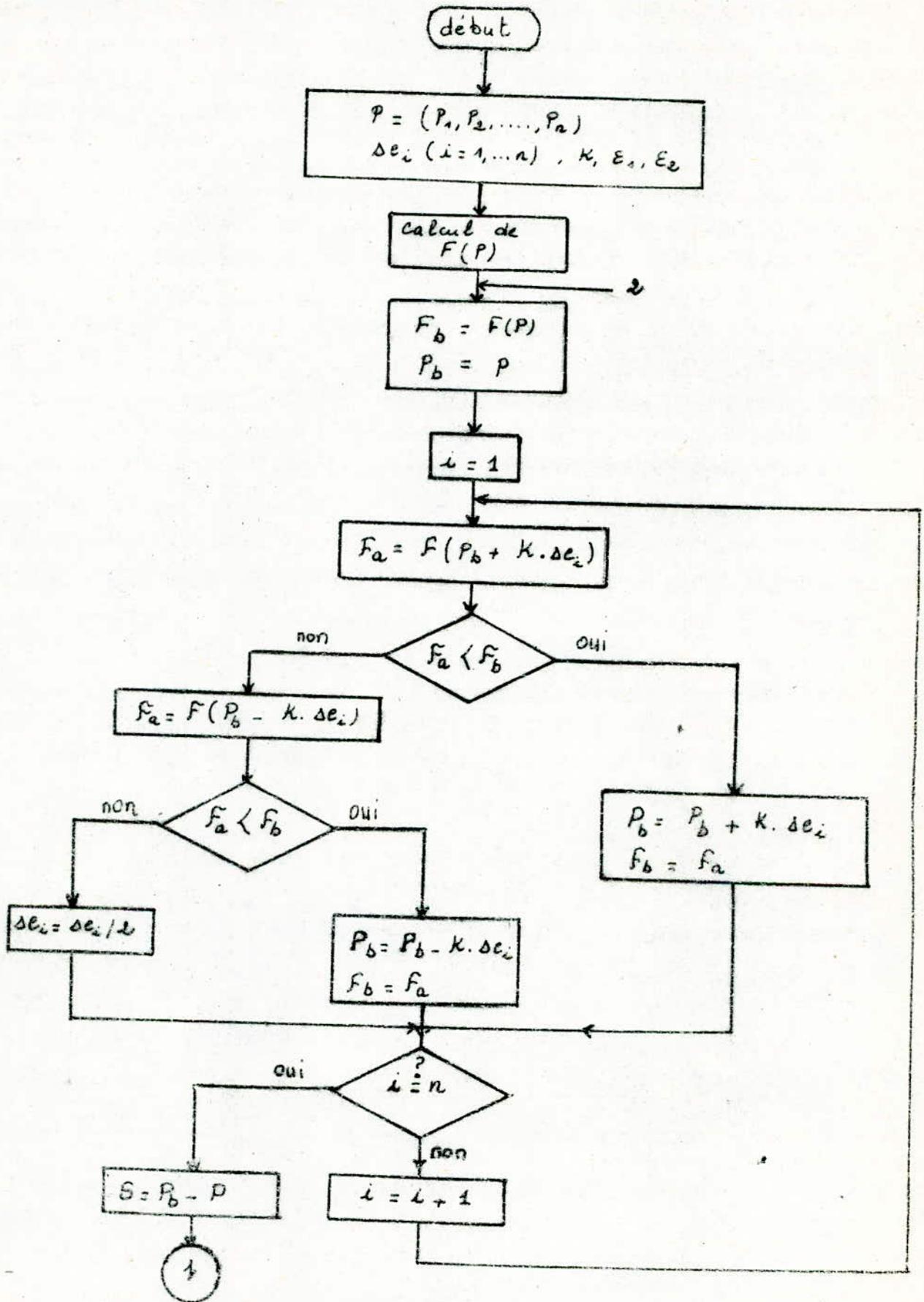
La construction est ensuite répétée avec les nouveaux points:

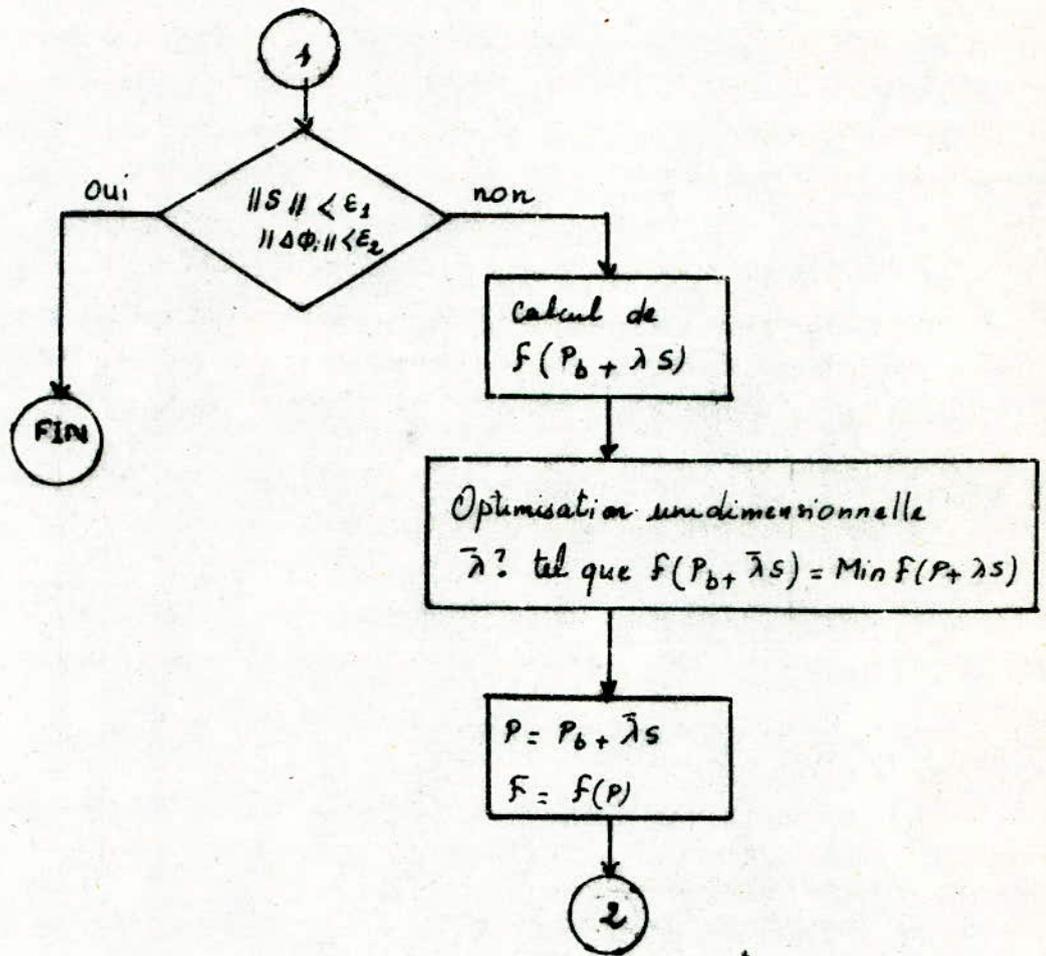
$$(\alpha'_1, \alpha'_2, \alpha'_3) = \begin{cases} (\alpha_2, \alpha_4, \alpha_3) & \text{si } \alpha_2 \leq \alpha_4 \leq \alpha_3 \text{ et } g(\alpha_4) \leq g(\alpha_2) \\ (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_4) & \text{si } \alpha_2 \leq \alpha_4 \leq \alpha_3 \text{ et } g(\alpha_4) > g(\alpha_2) \\ (\alpha_1, \alpha_4, \alpha_2) & \text{si } \alpha_1 \leq \alpha_4 \leq \alpha_2 \text{ et } g(\alpha_4) \leq g(\alpha_2) \\ (\alpha_4, \alpha_2, \alpha_3) & \text{si } \alpha_1 \leq \alpha_4 \leq \alpha_2 \text{ et } g(\alpha_4) > g(\alpha_2) \end{cases}$$

(III-17)

Ce processus est schématisé à l'aide de l'organigramme suivant:







ORG (I) - Méthode D'optimisation de HOOKES & JEEVES.

CHAPITRE IV

Methodes de Modelisation

CHAPITRE IV

METHODES DE MODELISATION DU TRANSISTOR

MESFET EN REGIME DE PETITS SIGNAUX

IV-1-GENERALITES

Pour la mise au point d'un modèle simple et précis, représentant fidèlement le comportement du MESFET en régime des faibles signaux ; nous exposons trois méthodes de modélisation :

La première méthode est couramment utilisée . Elle consiste à optimiser les éléments du schéma équivalent afin d'obtenir le plus finement possible les paramètres de répartition mesurés en large bande.

La deuxième consiste en une détermination directe des paramètres intrinsèques et extrinsèques. C'est une méthode rapide et précise.

La troisième méthode rend compte des variations fréquentielles des éléments du composant, variations qui sont négligées par les deux premières méthodes.

IV-2-METHODES D'OPTIMISATIONS :

Le schéma équivalent du transistor MESFET est généralement déterminé au moyen de techniques d'optimisation basées sur la minimisation de l'écart à plusieurs fréquences entre les paramètres "S" calculés et mesurés . La fonction erreur caractérisant ces écarts, est élaborée à chaque fréquence ; elle est de type moindre carré.

$$F = \sum_{k=1}^2 \sum_{l=1}^2 \sum_{i=1}^n w_{kl} [R(S_{kl}^i)_c - R(S_{kl}^i)_m]^2 - w_{kl} [\text{Im}(S_{kl}^i)_c - \text{Im}(S_{kl}^i)_m]^2$$

(IV-1)

w_{ij} : sont des facteurs de pondération dépendant de chaque paramètre S .

$R(S_{ij})$ et $\text{Im}(S_{ij})$ sont les parties réelles et imaginaires des paramètres S à chaque itération et à la i-ième fréquence.

Les indices c et m se rapportent aux valeurs calculées ou mesurées.

Faute du grand nombre de variables, la création d'une solution unique basée sur la mesure des paramètres S est délicate. Par suite, il est préférable de réduire le nombre d'inconnues en initialisant certaines de leurs valeurs ($R_g, R_s, R_d, C_{gd}, g_m$ et g_d) par des mesures statiques ou dynamiques.

IV-2-1-METHODE DE RECHERCHE DIRECTE:

Le calcul laborieux auquel conduit l'établissement des expressions analytiques exactes des paramètres S du MESFET, nous a amené à opter pour une méthode de ce type, intitulé "METHODE DE HOOKE ET JEEVES" (voir chapitre III). Elle utilise pour interpolation Quadratique la procédure "QUAD" [10]. (voir org. II, III).

-PRESENTATION DU PROGRAMME:

Le programme permet la détermination de tous les éléments intrinsèques et extrinsèques. Par ailleurs, une détermination plus précise des résistances parasites est préférable en régime statique (chap II).

Il est subdivisé en deux parties:

La première partie a pour objet de déterminer la direction optimale du déplacement vers le minimum (méthode de HOOKE & JEEVES).

La deuxième partie consiste en une recherche unidimensionnelle, autrement dit, recherche du minimum le long de la direction détectée. La procédure utilisée dite QUAD [9] présente l'avantage d'améliorer le triplet $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$ (voir chap III) à l'aide d'un programme intégré.

-RESULTATS OBTENUS:

Les résultats obtenus, avec une précision de l'ordre du millième, sont les suivants:

$$CDS = 5.760672 \text{ E-14 F}$$

$$g_d = 4.11811 \text{ E-3 S}$$

$$R_i = 1.978189 \text{ OHMS}$$

$$g_m = 5.7005 \text{ E-2 S}$$

Lg = 4.201074 E-14 H
Ld = 5.100537 E-11 H
Ls = 2.798926 E-11 H
T = 6.803358 E-12 s
Cgd = 6.97819 E-14 F
Cgs = 6.8859 E-13 F
Rg = 3.219665 OHMS

La fonction erreur est estimée à : 9.135436 E-4

IV-2-2-METHODE DE GRADIENT:

De part de leurs simplicité, les méthodes de recherche directe nécessitent un nombre assez élevé d'évaluations de la fonction erreur au cours de chaque itération. Cette dernière exige pour sa part plusieurs transformations matricielles pour parvenir à une solution dite "solution d'essai". L'examen de cette solution peut entraîner son rejet si elle s'avère moins bonne que celle retenue à l'instant. Ce qui peut conduire à un temps de calcul long. La situation s'aggrave si les valeurs initiales sont mal choisies.

Dela apparaît clairement l'efficacité des méthodes de gradient. En particulier, lorsqu'il s'agit d'un grand nombre de variables (11 à 15).

Pour pouvoir exploiter ce potentiel, il a fallut résoudre en premier lieu le problème de calcul des dérivées partielles de la fonction erreur. Grâce au logiciel puissant "VA05" [11], nous avons surmonté cette difficulté.

Le VA05 avec tous les sous programmes dont il fait appel, est destiné à la minimisation d'une fonction de type moindre carré.

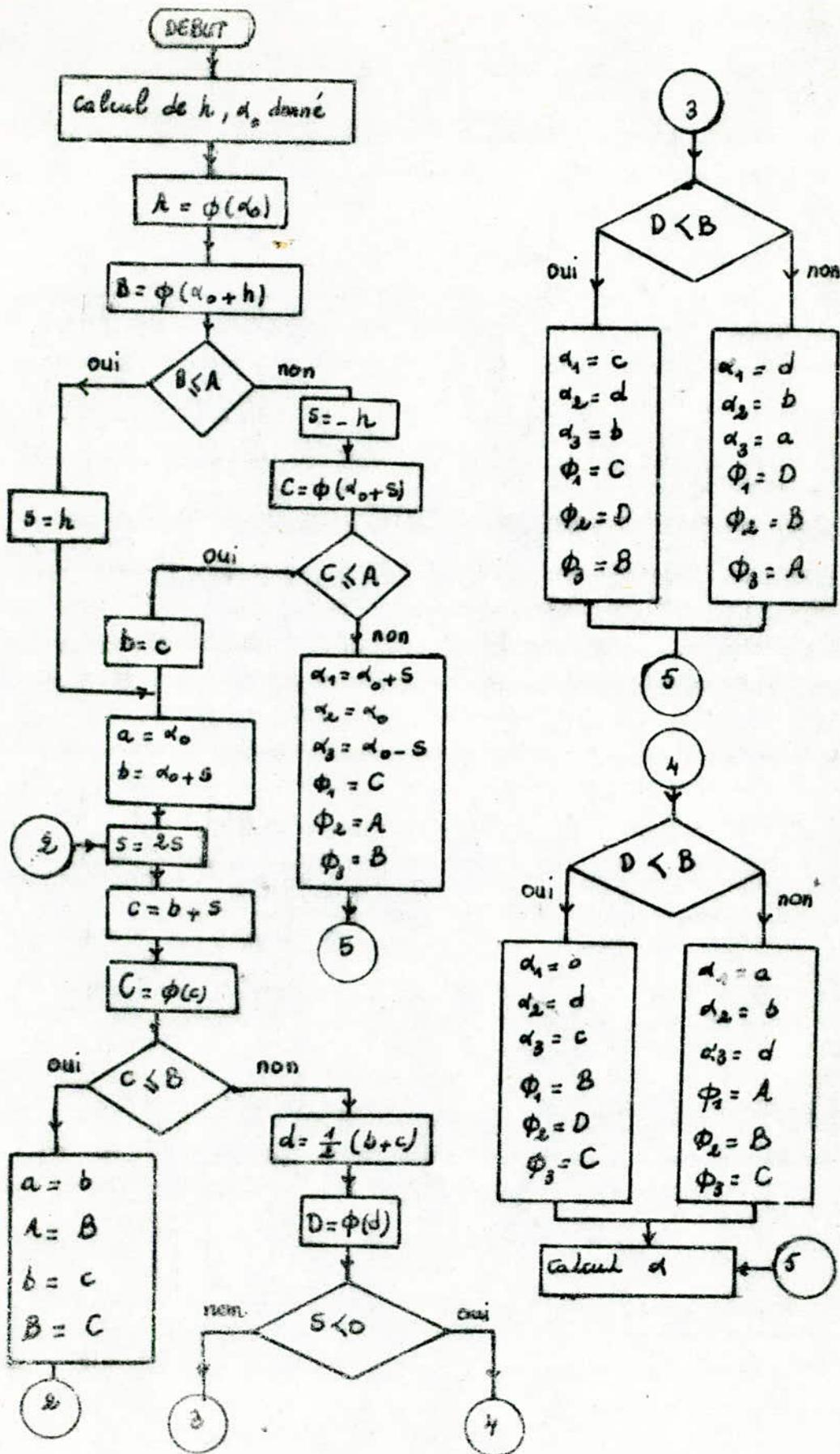
Il combine les trois méthodes décrites au chapitre III.

De plus, il exploite l'idée de BROYDEN pour le calcul des dérivées du premier ordre. Pour une bonne utilisation de ce programme la signification de chacune des variables d'entrée/sortie est donnée en annexe.

La détermination du schéma équivalent par la méthode d'optimisation pose divers problèmes.

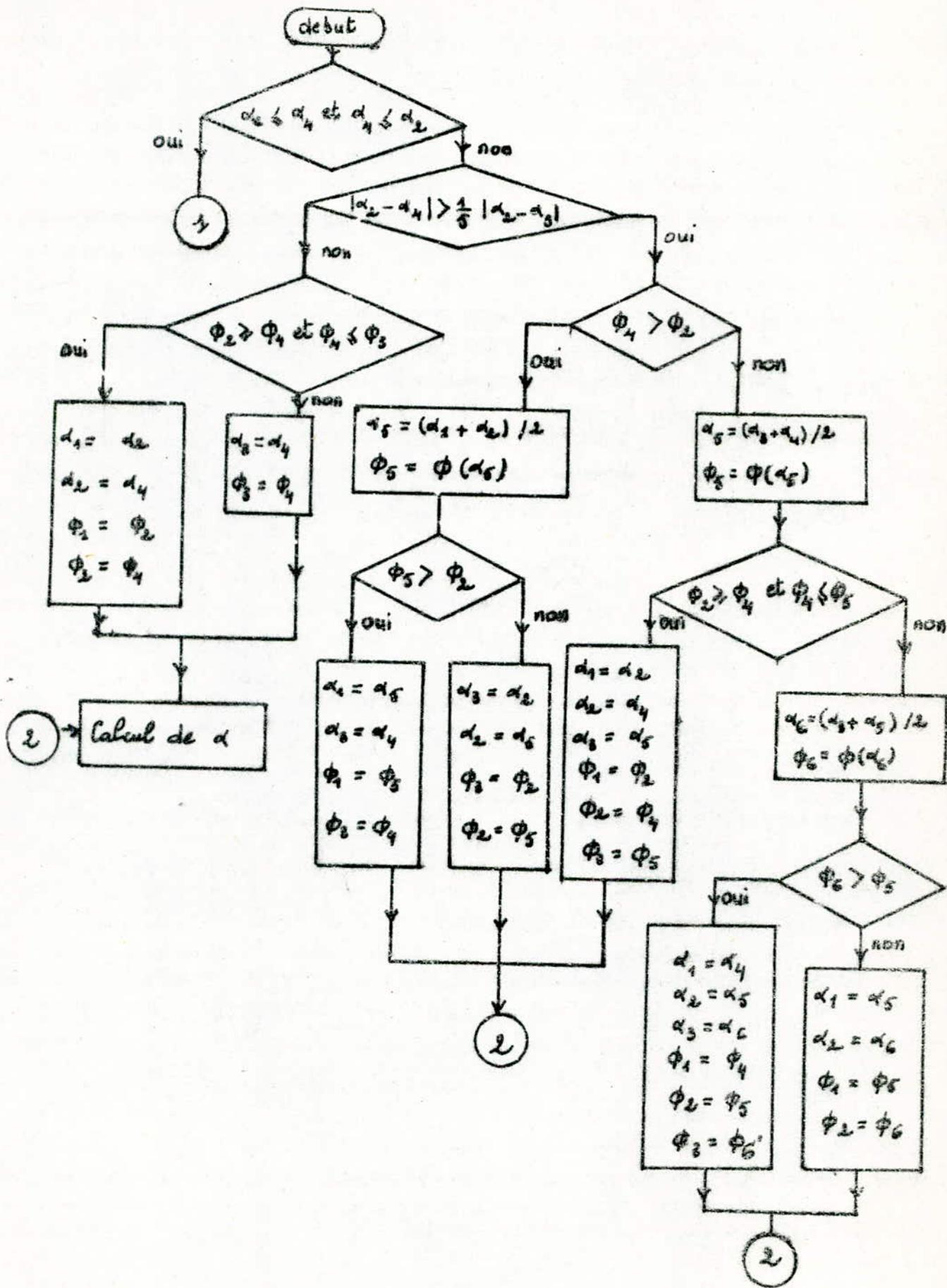
1)-Une mesure précise des paramètres de répartition (paramètres S) dans une large bande de fréquence est nécessaire.

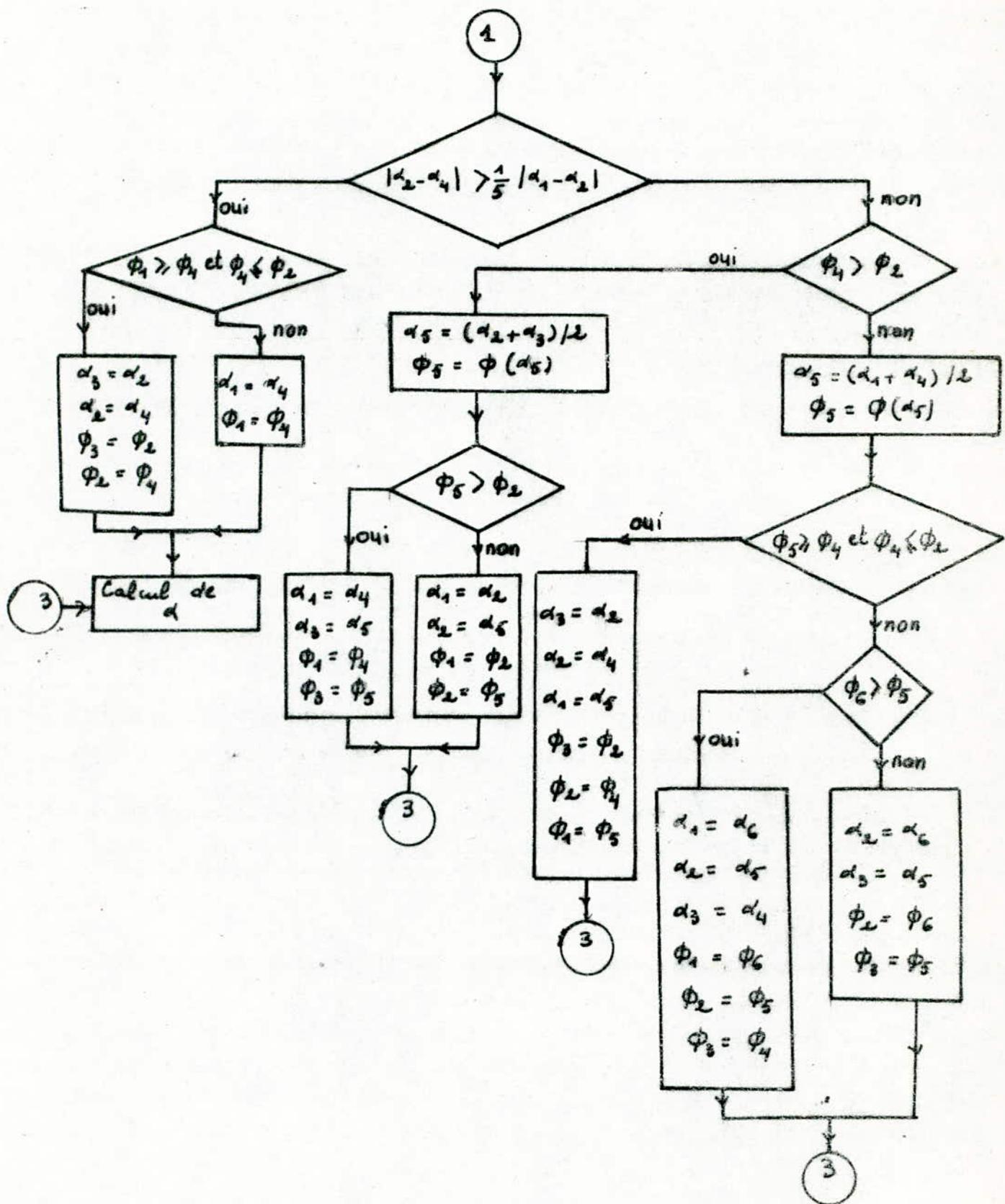
- 2)-Pour de petits écarts entre les fonctions erreurs, les éléments optimums varient en dépendance de la méthode d'optimisation et des valeurs initiales.
- 3)-La nécessité de moyens informatiques importants, ainsi que des temps de calcul relativement long.
- 4)-Afin d'aboutir à une solution physiquement acceptable, le circuit équivalent nécessite une détermination préliminaire de certains paramètres (résistances, inductances d'accès ou parasites).



ORG (II) - Procédure QUAD .

* Détermination de α *





ORG (III) - Procédure QUAD

* Reconstruction de $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$ *

IV-3-DETERMINATION RAPIDE ET PRECISE DU SCHEMA EQUIVALENT:

IV-3-1-ANALYSE THEORIQUE

Le schéma équivalent classique d'un MESFET en régime de petits signaux représenté dans la fig (I-9) se divise en deux parties:

i)-Les éléments intrinsèques g_m , g_d , C_{gs} , C_{ds} , R_i et τ qui dépendent des conditions de polarisation.

ii)-Les éléments extrinsèques L_g , R_g , C_{pg} , L_s , R_s , R_d , C_{pd} et L_d qui sont indépendants des conditions de polarisation.

Etant donné, la topologie en pi que présente le schéma intrinsèque, il est plus commode de le décrire par sa matrice admittance Y dont les paramètres sont:

$$Y(1,1) = R_i * C_{gs}^2 * \omega^2 / D + j * \omega * (C_{gs} / D + C_{gd}) \quad (IV-1-a)$$

$$Y(1,2) = -j * \omega * C_{gd} \quad (IV-1-b)$$

$$Y(2,1) = g_m * \exp(-j * \omega * \tau) / (1 + j * R_i * C_{gs} * \omega) - j * \omega * C_{gd} \quad (IV-1-c)$$

$$Y(2,2) = g_d + j * \omega * (C_{ds} + C_{gd}) \quad (IV-1-d)$$

$$\text{avec } D = 1 + R_i^2 * C_{gs}^2 * \omega^2$$

Dans le cas des composants à faible bruit, le terme $\omega^2 * C_{gs}^2 * R_i^2$ est inférieur à 0.01 pour les fréquences inférieures à 5 GHz, dans ces conditions $D \approx 1$ constitue une bonne approximation, de plus, $\omega \tau \ll 1$; le système (IV-1) devient:

$$Y(1,1) = R_i * C_{gs}^2 * \omega^2 + j * \omega * (C_{gs} + C_{gd}) \quad (IV-2-a)$$

$$Y(1,2) = -j * \omega * C_{gd} \quad (IV-2-b)$$

$$Y(2,1) = g_m - j * \omega * (C_{gd} + g_m * (R_i * C_{gs} + \tau)) \quad (IV-2-c)$$

$$Y(2,2) = g_d + j * \omega * (C_{ds} + C_{gd}) \quad (IV-2-d)$$

Ce système montre que les éléments intrinsèques peuvent être déduits à partir des paramètres Y . En conséquence, le problème, est de déterminer la matrice admittance intrinsèque à partir des mesures. En supposant que tous les éléments extrinsèques soient connus, il suffit d'utiliser la procédure suivante fig(IV-1):

a)-Mesure des paramètres S du composant extrinsèques.

b)-Transformation de ces paramètres S en paramètres Z et

- b)-Transformation de ces paramètres S en paramètres Z et soustraction des éléments d'accès séries Lg et Ld.
- c)-Transformation de la matrice Z en matrice Y et soustraction des éléments parasites parallèles Cpg et Cpd.
- d)-Transformation des paramètres Y en paramètres Z et soustraction des éléments séries Rg ,Rs ,Ls ,Rd.
- e)-Transformation des paramètres Z en paramètres Y correspondants aux Y(i,j) intrinsèques recherchés.

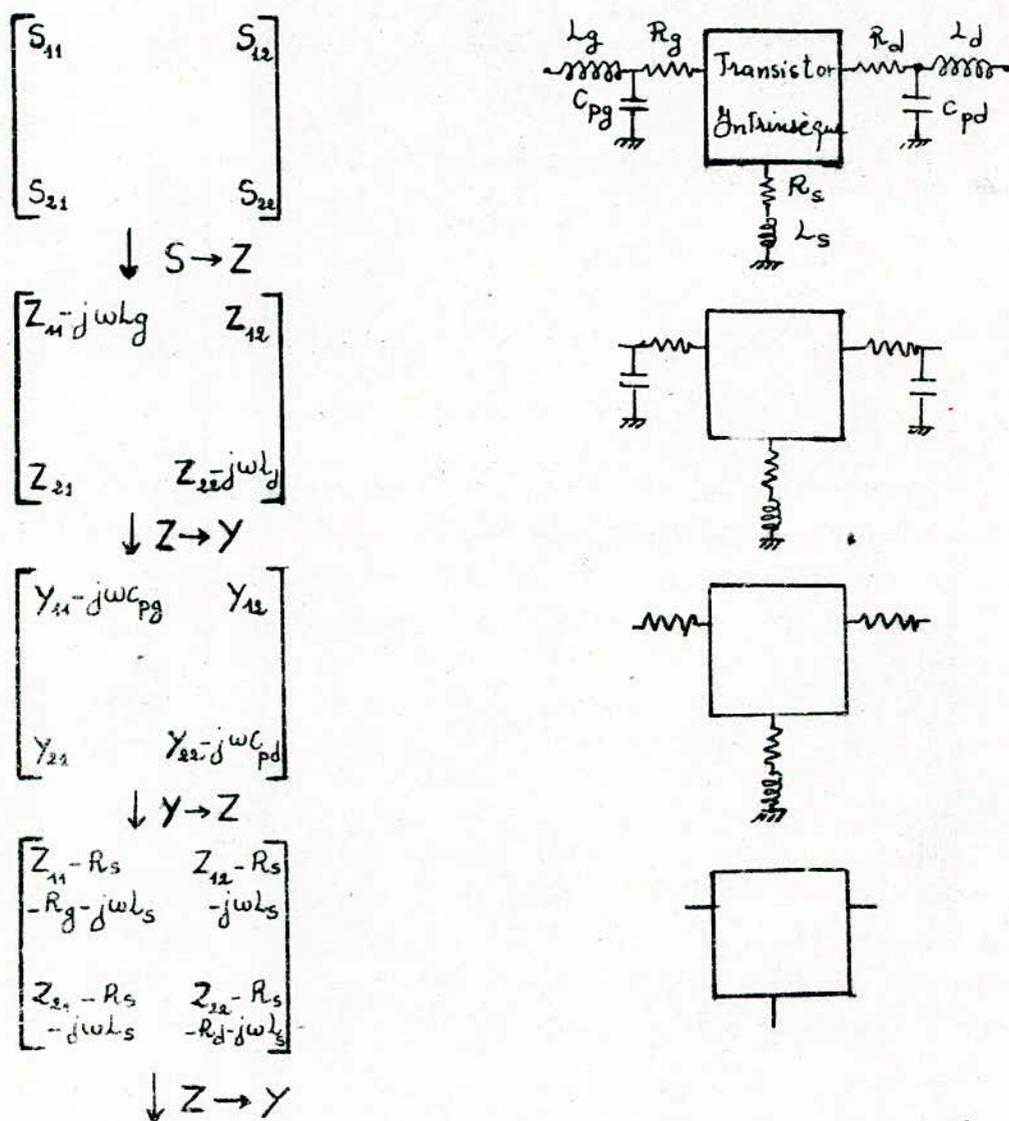


Fig. IV-1-Procédure de détermination de la matrice admittance intrinsèque

Donc, la matrice admittance intrinsèque est aisément déterminée par de simples transformations matricielles, si les différents éléments extrinsèques sont préalablement connus. La mesure de ces derniers, constitue un point-clé de cette nouvelle méthode.

IV-3-2-MESURE DES ELEMENTS EXTRINSEQUES DU CIRCUIT EQUIVALENT

a)-Détermination des résistances et d'inductances parasites

La fig (IV-2) montre la distribution du réseau modélisant le canal sous la grille d'un MESFET lorsque la tension drain-source est nulle. Pour des conditions de polarisation quelconques, les paramètres $Z(i, j)$ s'écrivent:

$$Z(1,1) = R_c/3 + Z_{dy} \quad (IV-3-a)$$

$$Z(1,2) = Z(2,1) = R_c/2 \quad (IV-3-b)$$

$$Z(2,2) = R_c \quad (IV-3-c)$$

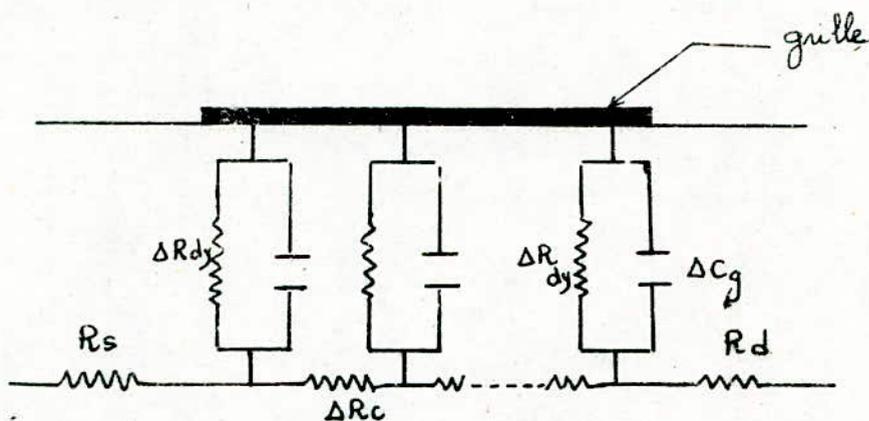


Fig. IV-2-Réseau RC distribué sous la grille

où R_c est la résistance du canal sous la grille et Z_{dy} est l'impédance équivalente de la barrière Schottky. Z_{dy} s'écrit:

$$Z_{dy} = R_{dy} / (1 + j \cdot \omega \cdot C_g \cdot R_{dy}) \quad (IV-4)$$

avec $R_{dy} = n \cdot k \cdot T / q \cdot I_g$

où n est le facteur d'idéalité de la barrière, k la constante de Boltzman, T la température absolue, C_g la capacité de grille, et I_g le courant de polarisation de grille.

Lorsque le courant grille augmente R_{dy} décroît et C_g croît. Mais la décroissance exponentielle de R_{dy} en fonction de V_{gs} est prédominante. En conséquence, le terme $R_{dy} \cdot C_g \cdot \omega$ tend vers zéro pour des densités de courant grille comprises entre $5 \cdot 10^4$ et 10^8 A/m.

Dans ce cas Z_{dy} s'écrit :

$$Z_{dy} \# R_{dy} = n \cdot k \cdot T / q \cdot I_g \quad (IV-4)$$

Pour un tel courant grille, l'effet capacitif de grille disparaît et le paramètre $Z(1,1)$ devient réel:

$$Z(1,1) = R_c/3 + nkT/qI_g \quad (III-5)$$

De plus, l'influence des capacités parasites C_{pd} et C_{pg} est négligeable, par conséquent les paramètres impédances extrinsèques sont simplement déterminés en additionnant les résistances R_s, R_g, R_d , et les inductances L_g, L_s, L_d aux paramètres Z intrinsèques. Donc nous avons:

$$Z(1,1) = R_s + R_g + R_c/3 + nkT/qI_g + j\omega(L_s + L_g) \quad (IV-6-a)$$

$$Z(1,2) = Z(2,1) = R_s + R_c/2 + j\omega L_s \quad (IV-6-b)$$

$$Z(2,2) = R_s + R_d + R_c + j\omega(L_s + L_d) \quad (IV-6-c)$$

Ce système montre que les parties imaginaires de Z augmentent linéairement avec la fréquence, cependant que les parties réelles en sont indépendantes. De plus, il est nécessaire de noter que la partie réelle de $Z(1,1)$ augmente en $1/I_g$.

Comme le montrent les fig(IV-3) et (IV-4), les expressions théoriques (IV-6-a,b,c) sont en bon accord avec l'expérience.

Les inductances parasites peuvent être aisément déterminées à partir de la fig (IV-3) de la manière suivante:

- L_s à partir de $Im(Z_{12})$
- L_g à partir de $Im(Z_{11})$
- et L_d à partir de $Im(Z_{22})$

De plus, l'extrapolation linéaire de la courbe $Re(Z_{11})$ en fonction de $1/I_g$ donne la somme $R_s + R_g + R_c/3$.

Compte tenu des expressions (IV-6-a,b,c), il est nécessaire pour déterminer les résistances R_s, R_d, R_g et R_c de prévoir une relation supplémentaire qui peut être:

- i)-La valeur de la somme $R_s + R_d$ déterminée par une méthode conventionnelle qu'on décrira plus loin.
- ii)-La valeur de R_g mesurée préalablement.
- iii)-La valeur de R_c si les paramètres technologiques du canal sont connus.

Il est à noter que la résistance de grille R_g introduite dans l'expression (IV-6-a) correspond à un courant de grille élevé. Cette valeur de la résistance diffère selon qu'on polarise en

direct ou en inverse, cette différence est presque négligeable ($< 10\%$) pour les résistances de métallisation utilisées (100-300 Ω /mm).

En conclusion, l'analyse précédente montre qu'à l'exception des composants à grandes résistances de métallisation de grille, les éléments parasites séries R_s , R_g , R_d , L_s , L_g , et L_d peuvent être facilement obtenus par la mesure des paramètres S lorsque le transistor est polarisé à tensions drain-source nulle ($V_{ds}=0$) et grille-source (V_{gs}) positive.

b) Mesure des capacités parasites C_{pg} et C_{pd} :

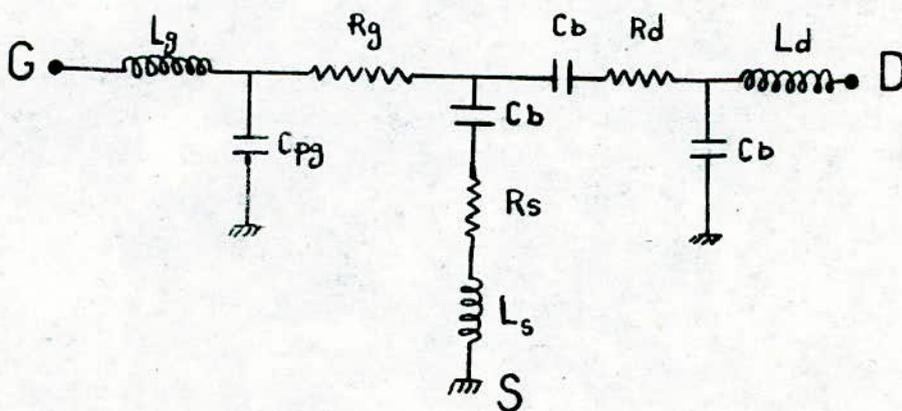
Les valeurs des capacités parasites C_{pg} , C_{pd} sont obtenues pour $V_{ds}=0$ et $V_{gs} < V_p$.

Ces conditions de polarisation permettent d'annuler les effets de la capacité intrinsèque sous la grille et de la conductance du canal, le circuit équivalent du MESFET sera donc représenté comme l'indique la fig (IV-5). Pour des fréquences allant jusqu'à quelques GHz, les résistances et inductances séries n'ont pas d'influence sur les parties imaginaires des paramètres admittance (Y) qui peuvent s'écrire:

$$\text{Im}(Y_{11}) = j\omega(C_{pg} + 2C_b) \quad (\text{IV-7-a})$$

$$\text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21}) = -j\omega C_b \quad (\text{IV-7-b})$$

$$\text{Im}(Y_{22}) = j\omega(C_b + C_{pd}) \quad (\text{IV-7-c})$$



ig. (IV-5) - Schéma du MESFET ($V_{ds}=0$ ET $V_{gs} < V_p$)
 C_b : capacité de bord.

Ce système permet donc de déterminer C_b , C_{pg} et C_{pd} .

Il a été vérifié que C_{pg} et C_{pd} ne dépendent pas de V_{gs} (si $V_{gs} < V_p$). Ce qui nous amène à considérer ces deux capacités comme parasites.

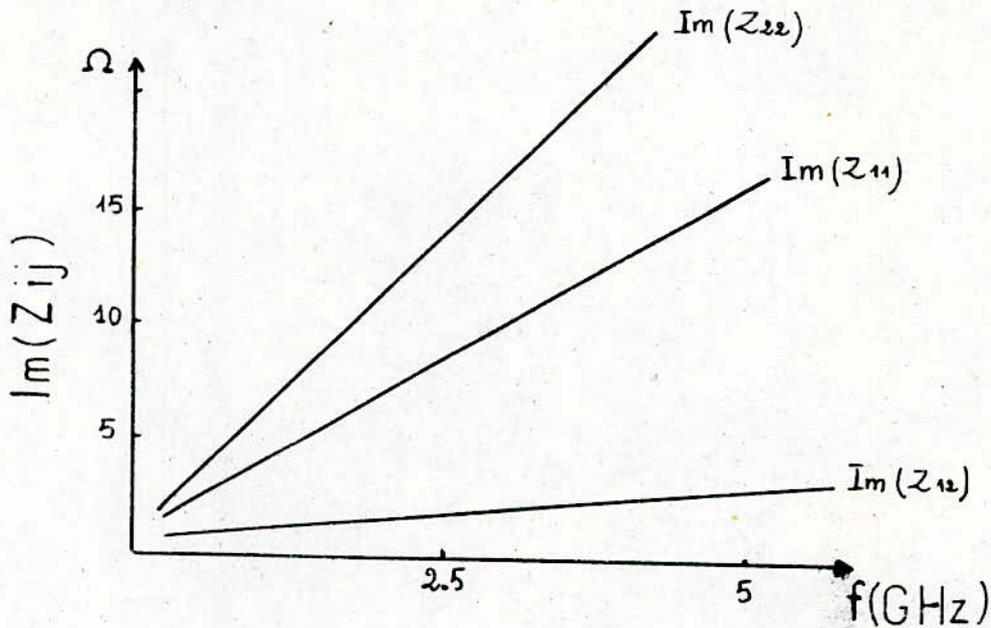


Fig. IV-3-Evolutions fréquentielles des parties imaginaires des paramètres "Z" à $V_{DS}=0$

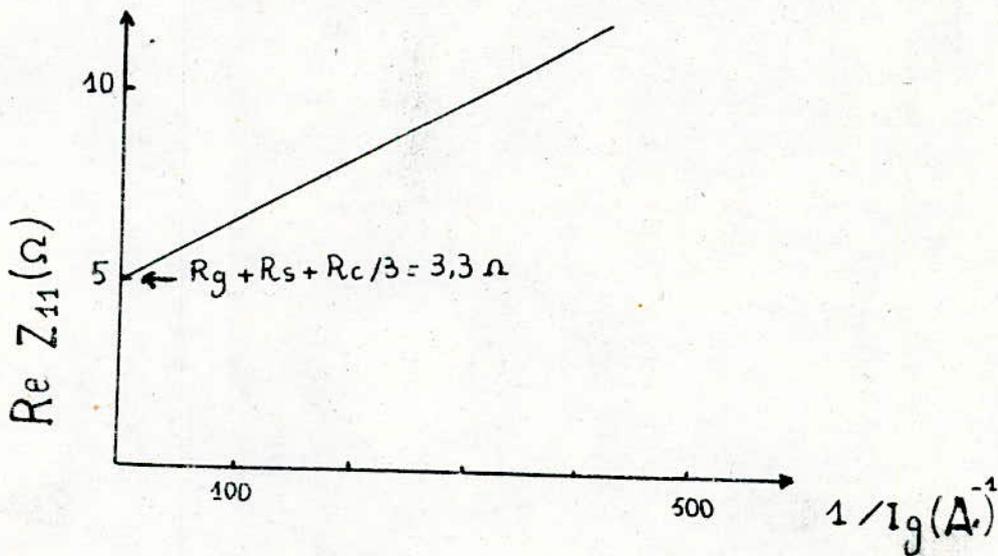


Fig. IV-4-Evolutions des parties réelles de "Z" en fonction de $1/I_g$

PRESENTATION DU PROGRAMME:

Le programme que nous avons élaboré, s'inspirant de cette nouvelle méthode permet la détermination (org IV):

- 1)-Des éléments extrinsèques séries séries ou parallèles à partir des valeurs de S mesurées.
- 2)-Des éléments intrinsèques.

Les valeurs mesurées des paramètres S du transistor sont soit fournis par le fabricant ou obtenues grâce à l'analyseur de réseaux (en utilisant le programme d'extraction des paramètres S d'un transistor monté sur un support [15]).

INTERPRETATION DES RESULTATS:

Pour tester notre programme, nous avons pris comme exemple, les paramètres de dispersion mesurés [6] d'un MESFET GaAs de longueur de grille à $1.2 \mu\text{m}$. Le schéma équivalent correspondant est celui de la fig (I-9). Soulignons que:

- 1)-Les valeurs des éléments parasites R_d, R_s, C_{pg} et C_{pd} considérés nulles. Or, ces valeurs, et en particulier celles de R_s sont physiquement inacceptables.
- 2)-Les éléments extrinsèques utilisés sont déterminés par une procédure d'optimisation [6].

Les résultats obtenus en quelques secondes à l'aide de notre programme sont les suivants:

$$g_m = 57,7 \text{ ms}$$

$$g_d = 3,93 \text{ ms}$$

$$C_{gs} = 668 \text{ fF}$$

$$C_{gd} = 71,3 \text{ fF}$$

$$C_{ds} = 65,4 \text{ fF}$$

$$R_i = 2,39 \text{ fF}$$

$$\tau = 5 \text{ ps}$$

Les valeurs des paramètres du schéma équivalent ainsi, déterminées se comparent favorablement à celles données [6].

En ce qui concerne la précision de cette méthode, nous noterons que les paramètres g_m, g_d, C_{gd}, C_{gs} et C_{ds} sont obtenus avec exactitude [1]. D'autre part, la partie réelle de $Y(1,1)$ dont provient R_i est extrêmement faible (quelques centaines de micro

seconde) donc très sensible au bruit de mesure qui se manifeste d'une manière importante en hautes fréquences [3] ce qui entraîne une grande erreur sur R_i (qui peut atteindre 50%) et par conséquent sur le temps de transit.

Afin de valider cette méthode aux hautes fréquences, nous avons comparé (Tableau N°1) les valeurs des paramètres S calculés du composant, à partir du schéma équivalent à 3.7 GHz, à celles mesurées dans la bande (0.1 - 18)GHz.

Du fait de son faible amplitude, une erreur significative sur le paramètre S_{12} est attendue, et est justifiée par sa grande sensibilité au bruit de mesure.

L'écart constaté par les autres paramètres est dû en particulier au fait que R_s et R_d avaient été négligées.

conclusion:

Le schéma équivalent déduit par des mesures en basses fréquences permet d'obtenir un bon accord sur les paramètres S du composant jusqu'à 26.5 GHz [1]. Il pourra ainsi être utilisé non seulement pour la caractérisation électrique d'un processus technologique mais aussi pour la conception des circuits microondes hybrides ou monolithiques.

Cette nouvelle méthode présente plusieurs avantages:

- 1)-Tous les éléments intrinsèques et extrinsèques sont directement déterminés.
- 2)-C'est une méthode rapide, précise ne nécessitant qu'un analyseur de réseaux et des moyens informatiques restreints.
- 3)-Cette méthode est particulièrement bien adaptée à certains systèmes de mesure hyperfréquence pour lesquelles le gain de temps obtenu sur la mesure ne doit pas être entravé par de longues exploitations.
- 4)-Cette méthode permet enfin d'obtenir une importante somme de données directement exploitables pour la conception et/ou la fabrication des composants.

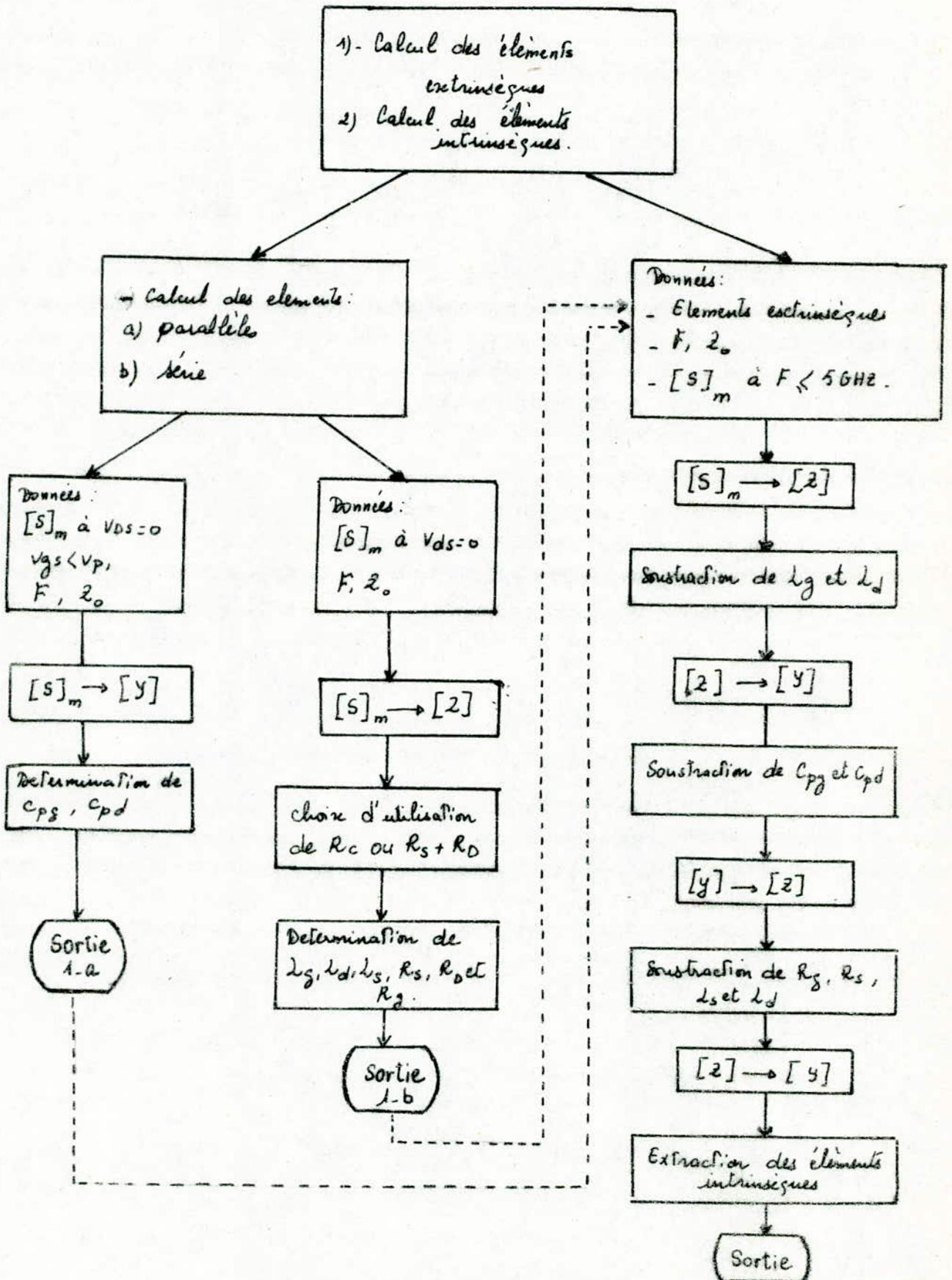


Tableau N° 1

	F = 3,7 GHz	F = 12,6 GHz	F = 18,0 GHz
S11	0,45 %	12,60 %	17,50 %
S12	1,20 %	8,84 %	15,22 %
S21	1,11 %	13,60 %	18,50 %
S22	0,28 %	13,60 %	29,30 %

IV-4-DETERMINATION EXACTE DU SCHEMA EQUIVALENT A CHAQUE FREQUENCE

Jusqu'ici, nous avons supposé dans les méthodes examinées que tous les éléments du circuit sont constants, ou varient très faiblement avec la fréquence.

Nous allons établir un schéma équivalent à chaque fréquence. Pour cela nous utilisons des formules analytiques exactes (IV-1). Les sept paramètres du circuit peuvent être exprimés en fonction des paramètres Y comme suit:

$$C_{gd} = \frac{1}{\omega \operatorname{Im}(Y_{12})^{-1}} \quad (\text{IV-8-a})$$

$$C_{ds} = \frac{1}{\omega} (\operatorname{Im}(Y_{22} + Y_{12})) \quad (\text{IV-8-b})$$

$$g_d = \operatorname{Re}(Y_{22} + Y_{12}) \quad (\text{IV-8-c})$$

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega \operatorname{Im}((Y_{12} + Y_{11})^{-1})} \quad (\text{IV-8-d})$$

$$R_i = \operatorname{Re} \frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \quad (\text{IV-8-e})$$

$$g_m = - \left| \frac{Y_{21} - Y_{12}}{Y_{11} + Y_{12}} \right| / \operatorname{Im} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right) \quad (\text{IV-8-f})$$

$$\zeta = - \frac{1}{\omega} \arg \left(j \frac{Y_{21} - Y_{12}}{Y_{11} + Y_{12}} \right) \quad (\text{IV-8-g})$$

Re et Im indiquent les parties réelles et imaginaires.

-arg est l'argument.

Dans le cas où Rgd est prise en compte, nous avons:

$$R_{gd} = - \operatorname{Re}(Y_{12}) \quad (\text{IV-8-h})$$

La conversion des paramètres S en Y à chaque fréquence, procure les valeurs des différents éléments du schéma équivalent.

Les figures données à la fin de ce chapitre montrent l'évolution fréquentielle de chacun de ces éléments.

Nous soulignons que les fluctuations observées sur R_i et τ sont dues principalement au terme $Y(1,1)$, qui présente une faible amplitude (paragraphe IV-3).

Les variations des autres éléments sont régulières sur toute la bande de fréquence, ce qui explique leur faible influence au bruit de mesure.

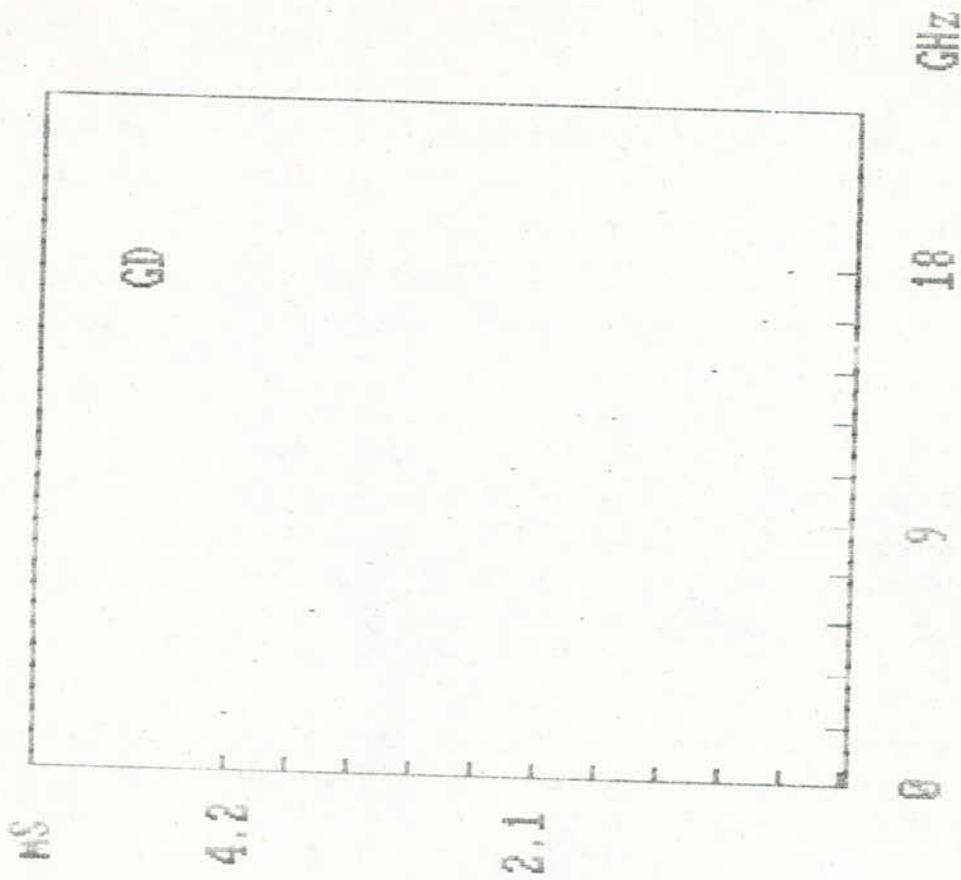
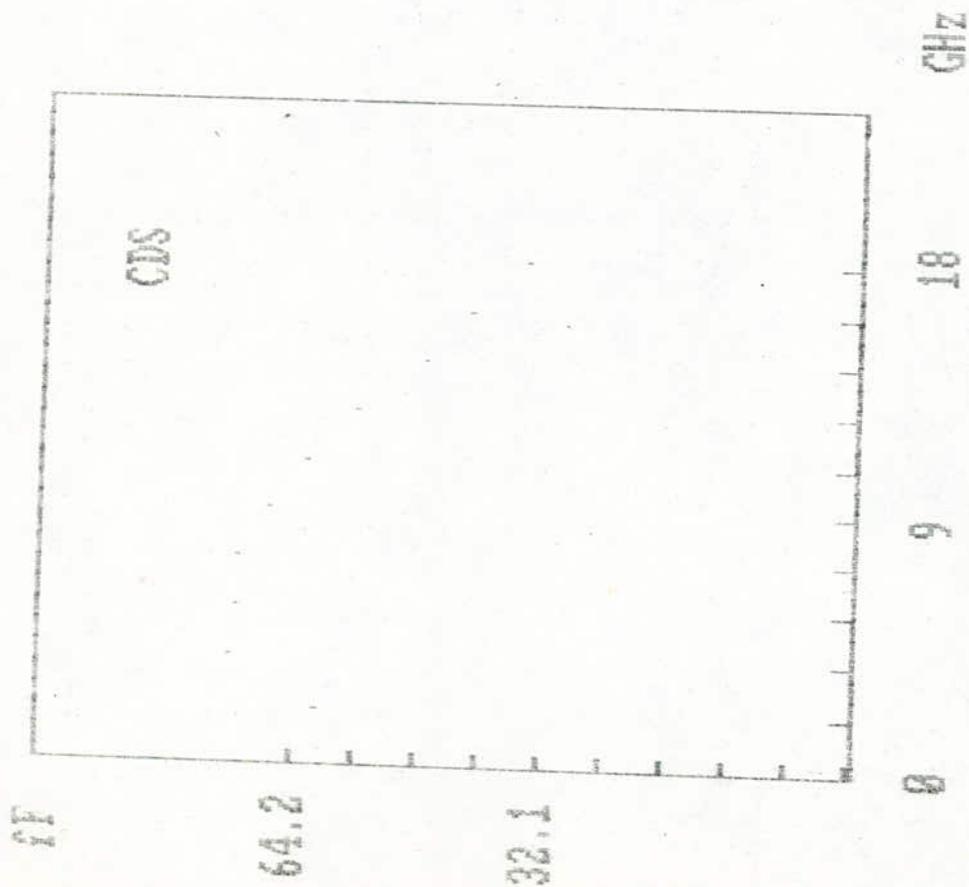
Contrairement à ce que nous pourrions s'attendre, l'écart entre les paramètres S mesurés et calculés (Tableau N°2) augmente avec la fréquence. Ceci bien entendu, avec l'utilisation des expressions analytiques exactes pour le calcul des éléments du circuit équivalent.

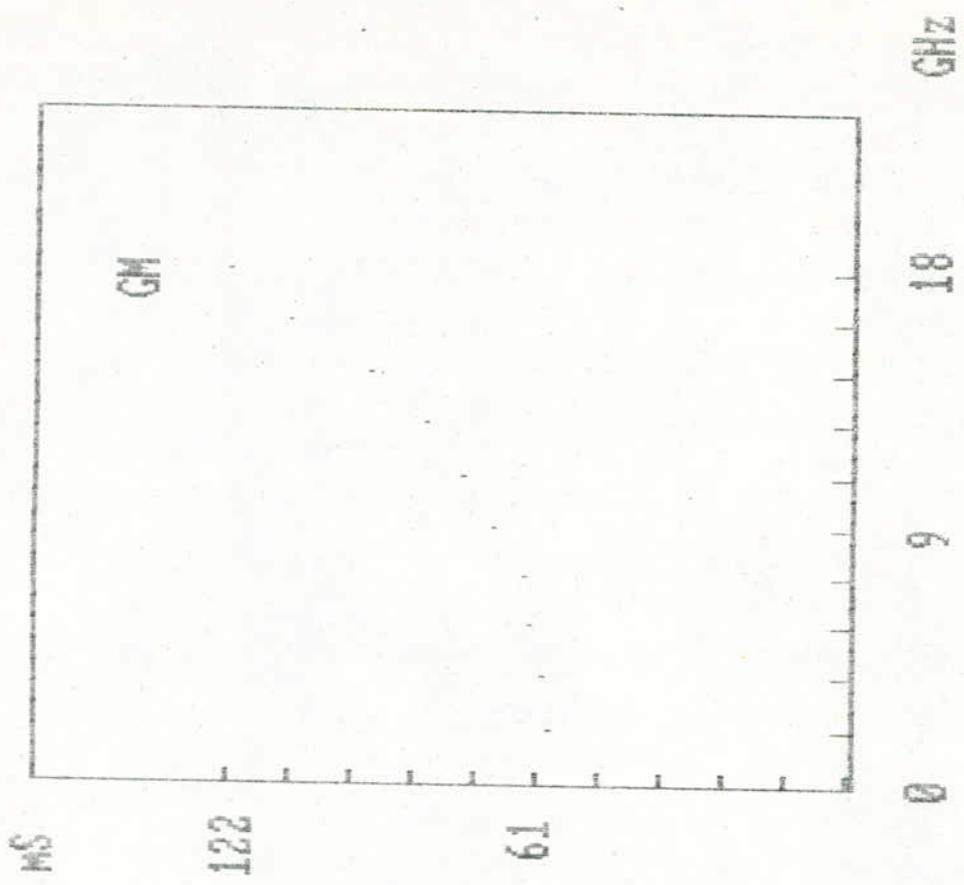
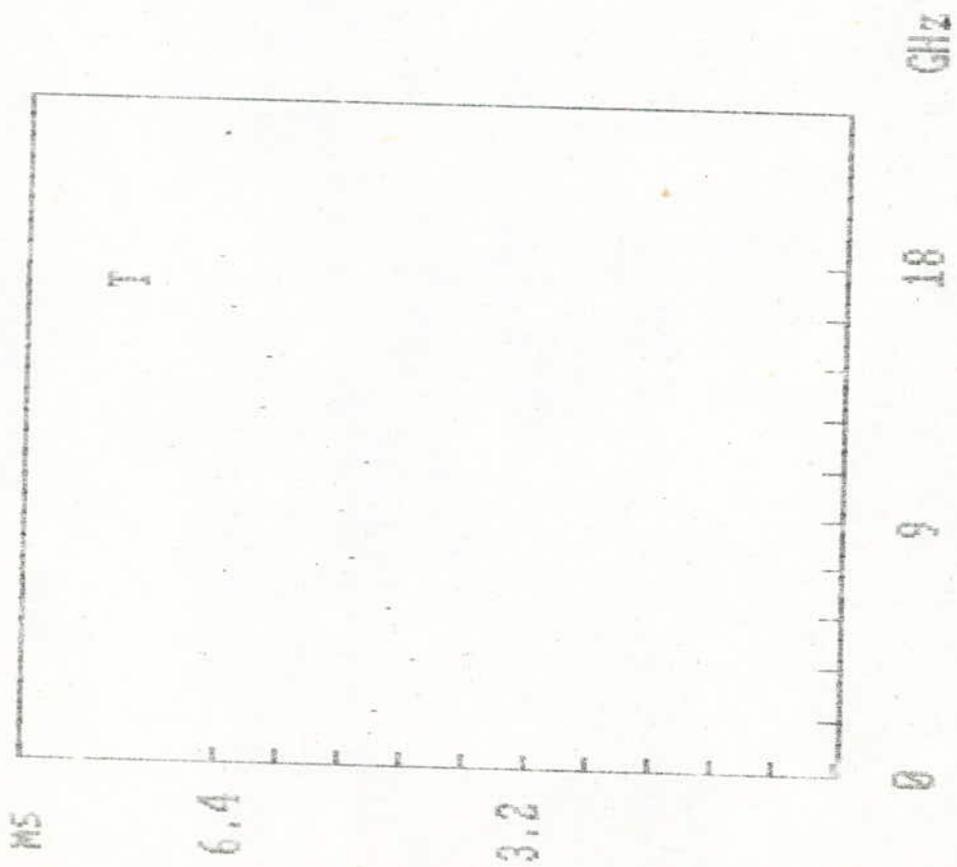
La principale source de cet écart est l'imprécision des mesures aux hautes fréquences (au delà de 12 GHz environ) [3].

Ces erreurs se sont reflétées sur les paramètres Y correspondants, en particulier le paramètre $Y(1,1)$.

Tableau N° 2

	F = 3,7 GHz	F = 12,6 GHz	F = 18,0 GHz
S11	0,14 %	0,18 %	1,70 %
S12	1,60 %	8,23 %	3,10 %
S21	2,45 %	11,00 %	12,70 %
S22	0,53 %	3,77 %	13,30 %

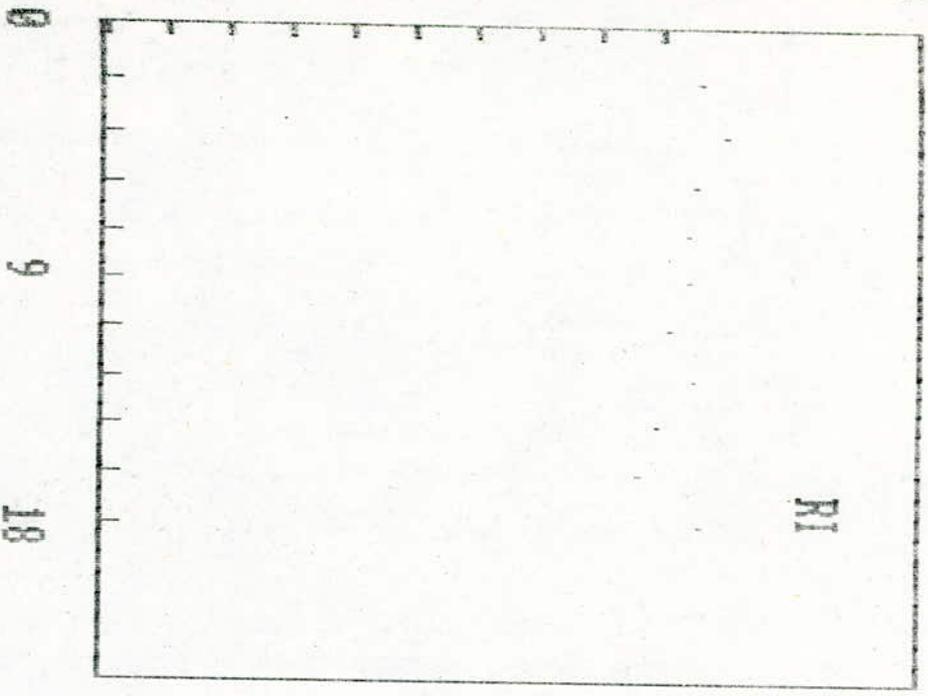




OHIS

2.6

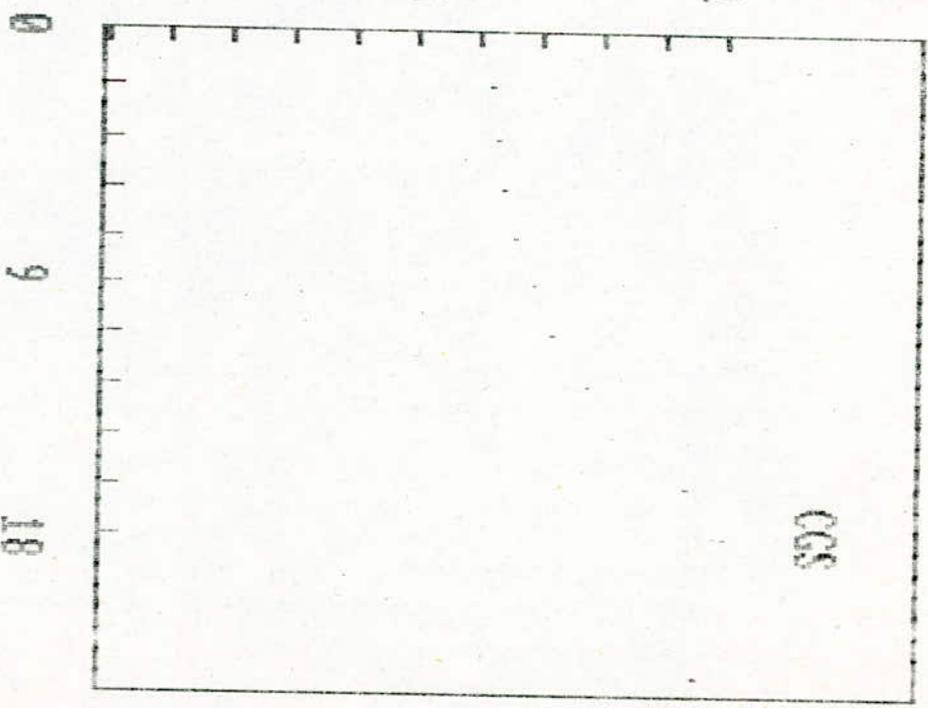
1.3

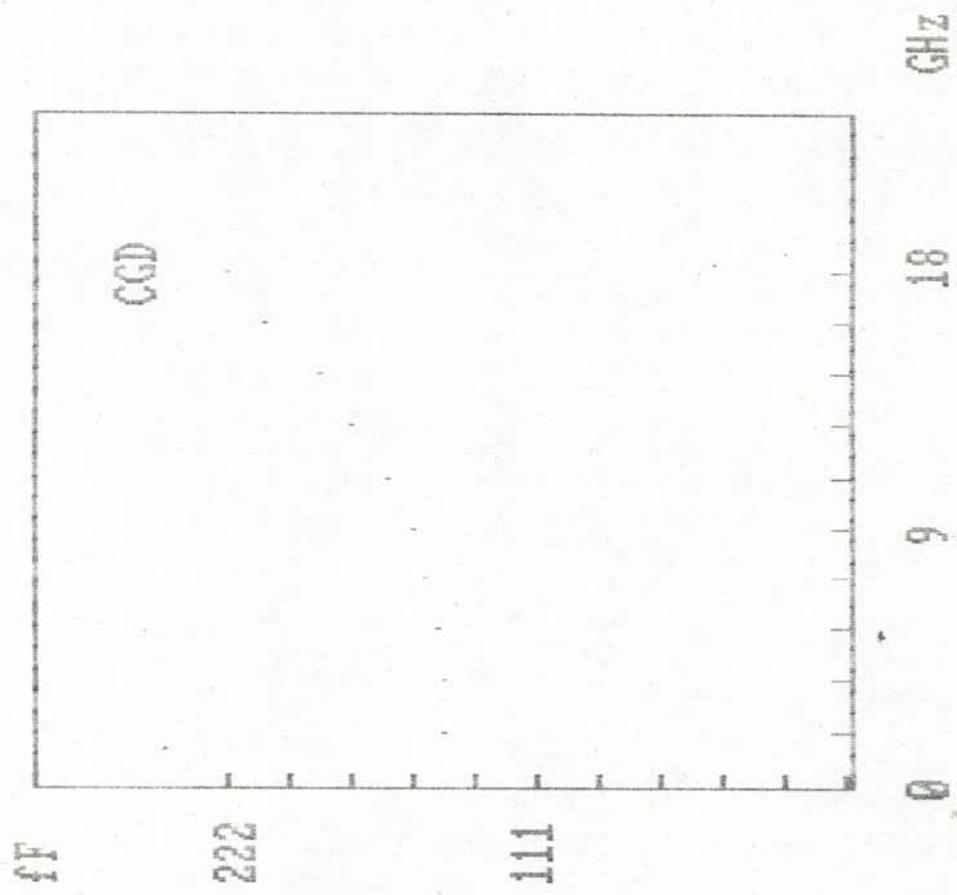


PI

1

0.5





C O N C L U S I O N

L'objet de notre travail est la modélisation d'un transistor MESFET microondes, sujet qui a donné lieu, ces dernières années à une intense activité de recherche et à un volume de publications considérable.

Au milieu de ce foisonnement, nous avons été amené à étudier trois méthodes, en partant de la méthode conventionnelle d'optimisation jusqu'aux plus récentes, ou la mesure des paramètres S constitue un élément de base.

L'optimisation des éléments du circuit équivalent pose un problème délicat qui consiste en la recherche du minimum d'une fonction non linéaire à plusieurs variables et découlant d'un algorithme.

Pour cela, nous avons élaboré deux programmes, l'un en langage BASIC et l'autre en langage FORTRAN se rattachant à deux grandes familles de méthodes:

- Méthode de recherche directe (optimisation sans dérivées).

- Méthode de gradient.

Compte tenu des inconvénients donnés au chapitre IV, nous avons été conduits à développer un programme, en langage BASIC, se rapportant à une nouvelle méthode rapide et précise.

Les résultats obtenus par ces programmes, sont satisfaisants en ce sens que l'erreur relative est de quelques pourcents.

Faute de moyens, nous avons utilisé les valeurs des paramètres d'un transistor, déjà publiées, pour tester la fiabilité et les performances de nos programmes.

B I B L I O G R A P H I E

- [1] G.DAMBRINE ; "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit"
IEEE Trans.M.T.T, Vol 36, N°7,
Juillet 88.
- [2] K.YEOM ; "Frequency Dependence of GaAs FET Equivalent Circuit Element Extracted from the Measured Two-Port S Parameters"
Proceedings of the IEEE, Vol 76,N°7,
Juillet 88.
- [3] W.CURTISE ; "GaAs MESFET Modeling and NonLinear CAD"
IEEE Trans .M.T.T,Vol 36, N°2
Fevrier 88.
- [4] H.FUKUI ; "Détermination of Basic Devices Parameters of a GaAs MESFET"
Bell Syst.Tech.J, Vol 58,Mars 77.
- [5] R.SOARES ; "Application des transistors à effet de champ en Arseniure de Gallium"
Edit. Eyrolles , 84.
- [6] R.J.FISCHER ; "A dc and Microwave Comparaison of GaAs MESFET's on GaAs and Si Substrates"
IEEE.Trans on Electron Devices,Vol,
ED-33,N°2 ,Fevrier 86.
- [7] GUPTA ; "Computer aided design of microwave circuit"
Edit.Ar Tech House ,82.
- [8] L.HOWER ; "Current Saturation and Small-Signal Charcteristics of GaAs Field-Effect Transistors"
IEEE Trans. on Electron Devices,Vol
ED-20, N°3,Mars 73.
- [9] TRI.T.HA ; "Solid state microwave amplifier design"
J.WILLEY & SONS,New York,81.

- [10] M.A.WOLFE ; "Numerical Methods for Unconstrained Optimization an Introduction"
Published by Van Nostrand Reinhold
Company L t d , England 78 .
- [11] M.J.HOPPER ; "Algorithm VA05 in Harwell Subroutine
Library"
A Catalogue of Subroutines 73 .
- [12] SARDOS ; "Matrice S"
Edit. Masson 80.
- [13] P.G CIARLET ; "Exercices d'analyse Numérique
Matricielle et d'optimisation"
Edit. Masson , Paris 82.
- [14] C.GENTILLI ; "Les Amplificateurs et Oscillateurs
micro ondes"
Edit . Masson, Paris, 84 .
- [15] A.OUCHAR ; "Analyseur de Réseaux Automatique
HP8408B"
Projet de Fin D'études , Juin 86.
- [16] M.MINOUX ; "Programmation Mathématique Théorie
et Algorithmes Tome 1"
Edit.DUNOD .Paris, 83 .